

# 基于改进虚拟空间矢量调制方法的中点箝位型 三电平逆变器电容电压平衡问题

申张亮, 郑建勇, 梅 军

(东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210096)

**摘要:** 针对二极管箝位三电平逆变器在不同负载及调制比的条件下, 传统的空间矢量调制方法中点电压存在不能平衡的区域, 而利用虚拟空间矢量的调制方法, 在输出三相电流之和为零时, 即能实现对中点电压的完全控制, 但需要进行大量的三角函数运算及扇区判断, 增大了控制器的计算工作量和实现难度。提出一种改进的虚拟空间矢量调制方法。通过虚拟矢量空间尺度的放大, 进一步减少小扇区的划分, 简化计算。通过将虚拟空间矢量分解到  $60^\circ$  坐标系, 无需进行扇区判断以及大量三角函数的计算即可得到各桥臂开关管在每个开关周期内的开通时间, 可在调制比  $\leq 2/3$  范围内实现中点电压平衡完全控制, 同时在矢量选取和作用时间计算方面进行了简化。最后构建了二极管箝位三电平逆变器模型, 对该方法在中点电压平衡控制上的有效性进行了验证。

**关键词:** 三电平逆变器; 虚拟空间矢量调制;  $60^\circ$  坐标系; 中点箝位型

**中图分类号:** TM 461

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1006-6047(2011)03-0079-06

## 0 引言

自日本学者 A.Nabae 提出中点箝位型 NPC(Neutral Point-Clamped)三电平拓扑以来<sup>[1]</sup>, 该结构已在中高压交流电机传动、电网无功补偿以及新能源发电等领域得到了广泛的应用。较之两电平拓扑, NPC 三电平逆变器具有输出电压更接近正弦波、电压变化率小、等效开关频率高、谐波小等特点。但由于 NPC 三电平逆变器负载电流通过各相桥臂在 NPC 三电平逆变器箝位中点产生了一定的交流电流, 使 2 个直流分压电容电压不均并产生一定的交流波动。电容电压不平衡会增大输出电压波形的谐波含量, 同时会加大开关器件的电压应力, 甚至会损坏开关器件、击穿直流侧电容<sup>[2-4]</sup>。

目前, 针对中点电位平衡一般有以下处理方式: 改善硬件电路, 采用多个独立直流电源<sup>[5-6]</sup>, 或外加电压补偿电路向中点注入或抽取电流来均衡电容电压<sup>[7]</sup>; 调节控制策略来平衡中点电位<sup>[8-12]</sup>。前者由于增加了硬件设备, 造成系统体积庞大, 成本增加; 而后者则通过改进控制算法实现中点电位平衡, 在不增加系统成本的同时, 亦能调整中点电位平衡。文献<sup>[8]</sup>论述了在空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略下, 采用冗余小矢量补偿的方法调节中点电位平衡, 但需额外检测中点电流方向及上、下电容电压, 且在进行参考矢量扇区判断及计算基本矢量作用时间方面, 要涉及较多三角函数运算和表格查询, 这些操作均给控制器带来了很大的负担。文献<sup>[9]</sup>提出了一

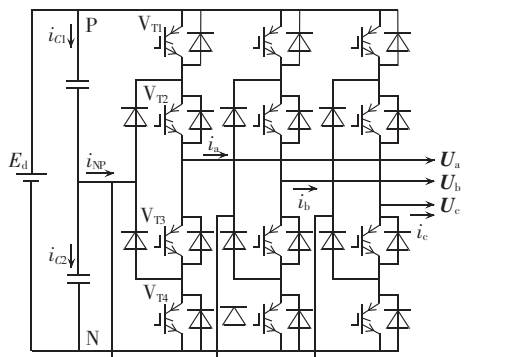
种简化的 SVPWM 算法, 可以简化扇区判断及大量的三角函数运算, 但仍通过调节正、负小矢量作用时间, 同样在高调制比时, 由于冗余矢量的调节能力局限性<sup>[10]</sup>, 无法起到中点电位的平衡作用。文献<sup>[11]</sup>则利用基于虚拟空间矢量的调制方法, 当输出三相电流之和为零时, 能实现对中点电压的全范围控制, 虽然解决了高调制比下的冗余小矢量调节能力的局限性, 却无法精简计算量。

本文在传统 SVPWM 及虚拟空间矢量调制(VSVPWM)的基础上, 提出了一种改进的 VSVPWM 方法, 该方法通过将虚拟空间矢量分解到  $60^\circ$  坐标系, 无需进行扇区判断以及大量三角函数的计算, 即可解决中点电压偏移问题。最后构建了二极管箝位三电平逆变器模型, 对该方法在中点电压平衡控制上的有效性进行了验证。

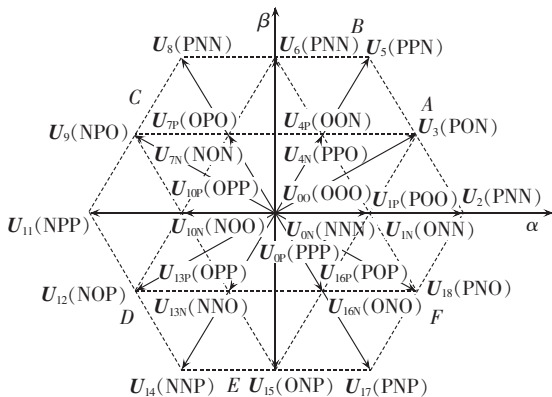
## 1 NPC 三电平逆变器的主电路

NPC 三电平逆变器的主电路<sup>[1]</sup>如图 1 所示。直流侧通过 2 个串联的电容把直流侧的电压分为 3 个电平, 功率部分采用 4 个二极管与开关器件反并联, 同时 2 个箝位二极管与内侧开关器件并联, 其中心抽头和直流侧电容的中点相连实现中点箝位, 使每个开关器件理论上只承受  $1/2$  的直流母线电压。

如图 1(a)所示, 每相有 4 个开关器件, 桥臂输出电压有 3 个值, 当  $V_{T1}$  和  $V_{T2}$  导通时, 输出电平  $E_d/2$ , 记作 P 电平; 当  $V_{T2}$  和  $V_{T3}$  导通时, 输出电平为 0, 记作 O 电平; 当  $V_{T3}$  和  $V_{T4}$  导通时, 输出电平  $-E_d/2$ , 记作 N 电平。因此, NPC 三电平逆变器一共可输出



(a) NPC 三电平逆变器拓扑



(b) 基本空间矢量图

图 1 NPC 三电平逆变器拓扑和基本空间矢量图

Fig.1 Topology of NPC three-level inverter and its space vector diagram

$3^3 = 27$  种电压状态组合,其中独立矢量个数为 19。再将三相电压代入式(1),可得到图 1(b)所示的 NPC 三电平逆变器的基本空间矢量图。

$$U = (U_a + U_b e^{j2\pi/3} + U_c e^{j4\pi/3}) \quad (1)$$

## 2 传统调制方法及对中性点电压控制的影响

参照图 1(b)所示三电平 NPC 逆变器的空间矢量图,按基本矢量幅值的不同,可将其分为大矢量、中矢量、小矢量和零矢量 4 组。除零矢量外,其余的 18 个基本矢量将空间矢量图分为 A~F 6 个扇区,每个大扇区又可分为 4 个小三角形。

### 2.1 传统 SVPWM 方法及对中性点电压控制的影响

传统 SVPWM 方法的基本思路是根据参考电压矢量所在扇区及小三角形区域选择其邻近的 3 个基本矢量,再利用伏秒平衡原理计算各个基本矢量的作用时间,最后采用七段式或五段式调制生成所需的 PWM 波形。但参考电压矢量所在扇区、小三角形区域判断及基本矢量作用时间的计算需要进行复杂的运算<sup>[12]</sup>。

所有基本矢量中,大矢量和零矢量对中性点电压没有影响<sup>[2]</sup>;而中矢量和正、负小矢量对中性点电压的影响见表 1。

以 A 扇区为例,由表 1 可知,正、负小矢量对中性点电压的影响恰好相反,由于中矢量没有冗余矢量,可供选择用于控制中性点电位的冗余矢量只有小矢

表 1 A 扇区中、小矢量各开关状态及其对应的中点电位

Tab.1 Neutral-point potentials of medium and short vectors in sector A

正小矢量	中点电位	负小矢量	中点电位	中矢量	中点电位
POO	下降	ONN	增高	PON	增高
PPO	增高	OON	下降		

量,因此,通过选择位于同一点的正、负小矢量的作用时间即可有效地控制中点电位。但在调制度和一定的功率因数角时,存在由于中矢量引起的中点电位无法平衡的区域<sup>[13]</sup>。

在一个采样周期  $T_s$  内,根据最近三矢量 NTV (the Nearest Three space Vector) 合成方法,对于参考电压矢量  $U_{ref}$ ,可用 3 个基本电压矢量合成。由伏秒平衡原理,求解式(2)可得各扇区内基本矢量的作用时间,并基于此生成 PWM 波形。

$$\begin{cases} T_s U_{ref} = t_1 U_1 + t_2 U_2 + t_3 U_3 \\ T_s = t_1 + t_2 + t_3 \end{cases} \quad (2)$$

为实现中点电位的平衡控制,可分配位于同一点的正、负小矢量的作用时间。基于传统 SVPWM 方法的分区算法及各基本矢量作用时间的分配算法已有许多文献进行过详述<sup>[14-15]</sup>,此处不再赘述。

### 2.2 传统 VSVPWM 方法及对中性点电压控制的影响

为解决传统 SVPWM 方法无法实现全范围的中点电位平衡调节,文献[16-18]对此进行了改进,提出利用基于虚拟空间矢量 VSV (Virtual Space Vector) 的合成方法,理论上可以对中点电位进行完全控制。

由于在一个  $T_s$  内,合理分配正、负小矢量各自的作用时间即可消除小矢量对中性点电位的影响,但中矢量却没有冗余矢量抵消其对中性点电位的影响,因此设计虚拟矢量的中矢量作用时,中点电流为零,即实现其对中性点电位无影响。

以 A 扇区为例,由于基本中矢量  $U_3$  对应的中点电流为  $i_b$ ,在其不为零时,会引起中点电位的偏移。同时考虑到通常 PWM 波形的采样周期  $T_s$  很短,可以假设在一个采样周期内,各相输出电流值基本不变。因此在该采样周期内引入  $U_{1P}$  和  $U_{4P}$  (两者对应的中点电流分别为  $i_a$  和  $i_c$ ),当输出三相电流之和为零时,只要上述 3 个基本矢量作用时间相同,即可实现该  $T_s$  周期内  $i_{NP} = 0$ 。由于在一个采样周期  $T_s$  内,平均中点电流为零,则中点电位的偏移为零。因此,引入虚拟矢量  $U'_3$  如图 2 所示<sup>[17-18]</sup>。

$$U'_3 = (U_{1P} + U_3 + U_{4P}) / 3 \quad (3)$$

新的虚拟矢量  $U'_3$  将 A 扇区划分为 5 个小三角形区域,参考矢量的合成原则仍为伏秒平衡原理。当参考矢量如图 2 所示,位于  $A_2$  区域时,其参考矢量合成关系为

$$\begin{cases} T_s U_{ref} = t_1 U_1 + t_2 U_2 + t_3 U'_3 \\ T_s = t_1 + t_2 + t_3 \end{cases} \quad (4)$$

尽管 VSVPWM 方法能够对中点电位进行完全控制,但没有降低传统 SVPWM 方法的计算复杂程度。

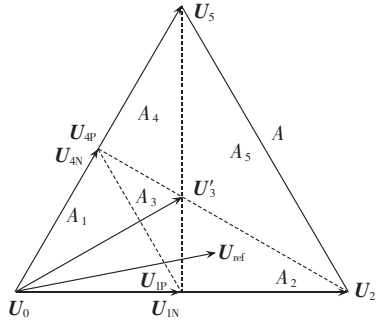


图 2 NPC 三电平逆变器虚拟空间矢量图

Fig.2 VSV diagram of NPC three-level inverter

### 3 改进的 VSVPWM 方法

设计虚拟矢量的原则仍为虚拟矢量的中点电流为零,即其对中点电位没有影响。同时,为简化传统虚拟矢量的扇区判断以及基本矢量作用时间的计算量,提出一种新颖的虚拟中矢量等效方法。

#### 3.1 改进的虚拟空间矢量

以 A 区基本中矢量  $U_3$ (PON) 为例,设虚拟中矢量为

$$U_3^* = k(U_{1P} + U_3 + U_{4P}) \quad (5)$$

虚拟中矢量  $U_3^*$  作用时,中点电流  $i_{NP} = k(i_a + i_b + i_c)$ ,通常对于传统虚拟空间矢量,存在各基本矢量作用时间上的限制。考虑到一个采样周期  $T_s$  满发时,即每个基本合成矢量的作用时间均为  $T_s/3$ ,而将  $k$  取值为  $1/3$ ,如式(6)所示。如果减小参考矢量空间上的范围,去除基本矢量作用时间上的限定,如式(7)所示,使得虚拟中矢量  $U_3^*$  与基本中矢量  $U_3$  位置重叠,如图 3 所示。

$$U_{ref} T_s = (U_{1P} + U_3 + U_{4P}) T_s / 3 \quad (6)$$

$$\frac{3}{2} U_{ref} T_s = (U_{1P} + U_3 + U_{4P}) \frac{T_s}{2} = U_3 T_s \quad (7)$$

参考矢量幅值上放大了 1.5 倍,因此,为保证  $1.5 U_{ref}$  的调制比不超出 1,则实际参考电压  $U_{ref}$  最大值不能超过原来的  $2/3$ 。即通过虚拟矢量空间尺度的放大,进一步减少小扇区的划分,以简化计算。

由平行四边形法则可得  $U_{1P} + U_{4P} = U_3$ ,因此,在矢量图上  $U_3^*$  与  $U_3$  位于同一点。A 扇区减少为  $A_1, A_2, A_3$  以及  $A_4$  4 个小三角形区域,参考矢量的合成原则仍为最近三矢量原理。当参考矢量位于  $A_3$  区域时,其合成方程为

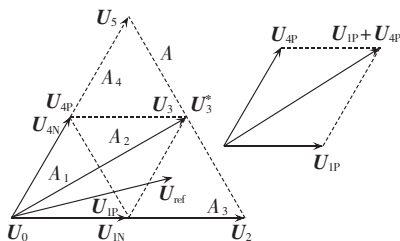


图 3 改进的 NPC 三电平逆变器虚拟空间矢量图

Fig.3 Improved VSV diagram of NPC three-level inverter

$$\begin{cases} T_s U_{ref} = t_1 U_1 + t_2 U_2 + t_3 U_3^* \\ T_s = t_1 + t_2 + t_3 \end{cases} \quad (8)$$

$U_2$  的作用不影响中点电位,  $U_1$  作用时只要平均分配其对应的正、负矢量的作用时间,即可消除其对中点电位的影响。 $U_{1P}$  的中点电流为  $i_a$ ,  $U_{4P}$  的中点电流为  $i_c$ ,  $U_3$  的中点电流为  $i_b$ 。因此,将  $U_3^*$  的作用时间均匀分配给 3 个合成矢量  $U_{1P}, U_{4P}$  和  $U_3$ ,即可保证在每个采样周期内流入中点的电流始终为零,从而保持中点电位平衡。根据表 2 即可求得其余 5 个大扇区的虚拟矢量合成选择,详见表 3。

表 2 中、小矢量各开关状态对应的中点电流

Tab.2 Neutral-point currents of medium and short vectors corresponding to different switch states

小矢量(正/负)	$i_{NP}$ (正/负)	中矢量	$i_{NP}$
POO/ONN	$i_a / -i_a$	PON	$i_b$
PPO/OON	$i_c / -i_c$	OPN	$i_a$
OPO/NON	$i_b / -i_b$	NPO	$i_c$
OPP/NOO	$i_a / -i_a$	NOP	$i_b$
OOP/NNO	$i_c / -i_c$	ONP	$i_a$
POP/ONO	$i_b / -i_b$	PNO	$i_c$

表 3 各扇区虚拟中矢量合成表

Tab.3 Virtual medium space vectors of different sectors

扇区	基本合成矢量		虚拟矢量
	小矢量(正/负)	中矢量	
A	POO/PPO	PON	$U_3^*$
B	PPO/OPO	OPN	$U_6^*$
C	OPO/OPP	NPO	$U_9^*$
D	OPP/OOP	NOP	$U_{12}^*$
E	OOP/ONO	ONP	$U_{15}^*$
F	POP/POO	PNO	$U_{18}^*$

#### 3.2 基于 60° 坐标系的矢量分区方法

为简化扇区判断及大量三角函数的运算,采用非正交的 60° 坐标系进行基本矢量作用时间的计算,同时避免了扇区的判断。

设采用的 60° 坐标系为  $g-h$  坐标系,取  $g$  轴与  $\alpha-\beta$  坐标系中  $\alpha$  轴重合,逆时针旋转 60° 为  $h$  轴。设参考矢量  $U_{ref}$  在  $\alpha-\beta$  坐标系下的坐标为  $(u_{r\alpha}, u_{r\beta})$ ,由线性关系可得其在  $g-h$  坐标系下的坐标:

$$\begin{bmatrix} u_{rg} \\ u_{rh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (9)$$

由 Clark 变换可得  $a-b-c$  三相静止坐标系与  $g-h$  坐标系之间的关系:

$$\begin{bmatrix} u_{rg} \\ u_{rh} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (10)$$

根据式(10),可将由图 1(b)所示的 NPC 三电平基本矢量变换到  $g-h$  坐标系下,如图 4 所示。

#### 3.3 虚拟空间矢量的选择

由图 4 可知,在  $g-h$  坐标系下,全部基本矢量均

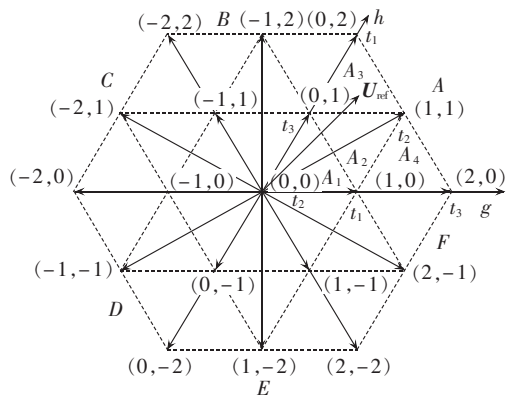


图 4 60° 坐标系下 NPC 三电平逆变器基本空间矢量图

Fig.4 Space vector diagram for NPC three-level inverter in 60° coordinates system

为二维整数,所以对于空间参考矢量  $\mathbf{U}_{\text{ref}}(u_{\text{rg}}, u_{\text{rh}})$ , 距其最近的 4 个基本矢量,可由其在 60° 坐标系下的坐标向上和向下取整得到。

以图 4 中参考矢量  $\mathbf{U}_{\text{ref}}$  为例,对其坐标取整所得 4 个基本矢量为

$$\begin{cases} \mathbf{U}_{\text{cf}} = [\text{ceil}(u_{\text{rg}}) & \text{floor}(u_{\text{rh}})] = [1 & 1] \\ \mathbf{U}_{\text{fc}} = [\text{floor}(u_{\text{rg}}) & \text{ceil}(u_{\text{rh}})] = [0 & 2] \\ \mathbf{U}_{\text{ff}} = [\text{floor}(u_{\text{rg}}) & \text{floor}(u_{\text{rh}})] = [0 & 1] \\ \mathbf{U}_{\text{cc}} = [\text{ceil}(u_{\text{rg}}) & \text{ceil}(u_{\text{rh}})] = [1 & 2] \end{cases} \quad (11)$$

其中,  $\text{ceil}(u_{\text{rg}})$ 、 $\text{floor}(u_{\text{rg}})$  分别为参考电压  $g$  轴分量  $u_{\text{rg}}$  向上和向下取整;同理,  $\text{ceil}(u_{\text{rh}})$ 、 $\text{floor}(u_{\text{rh}})$  分别为  $u_{\text{rh}}$  向上和向下取整。

根据上述取整原则,这 4 个基本矢量终点将构成等边四边形,且该图形必定包含参考矢量  $\mathbf{U}_{\text{ref}}$ 。同样采用最近三矢量原则,选取基本合成矢量。根据基本代数原理,  $\mathbf{U}_{\text{cf}}$ 、 $\mathbf{U}_{\text{fc}}$  总是距  $\mathbf{U}_{\text{ref}}$  最近的 2 个矢量。第 3 个最近的基本矢量应当位于由  $\mathbf{U}_{\text{cf}}$  和  $\mathbf{U}_{\text{fc}}$  终点所连对角线的同一侧,此对角线方程为

$$g+h = \text{ceil}(u_{\text{rg}}) + \text{floor}(u_{\text{rh}}) \quad (12)$$

由此,即可根据式(13)的符号,确定第 3 个基本矢量。

$$(u_{\text{rg}} + u_{\text{rh}}) - [\text{ceil}(u_{\text{rg}}) + \text{floor}(u_{\text{rh}})] \quad (13)$$

若式(13)的值大于 0,则第 3 个最近的基本矢量为  $\mathbf{U}_{\text{cc}}$ ,反之则为  $\mathbf{U}_{\text{ff}}$ 。以图 4 为例的参考矢量  $\mathbf{U}_{\text{ref}}$  的 3 个基本合成矢量为  $[1, 1]$ 、 $[0, 2]$  和  $[0, 1]$ 。

### 3.4 作用时间的计算和矢量开关时序

在一个采样周期  $T_s$  内,采用最近三矢量合成原理,以 A 扇区为例,每个小三角形矢量选择见表 4。

确定了 3 个最近的合成矢量后,根据伏秒平衡原理可得:

$$\begin{cases} T_s \mathbf{U}_{\text{ref}} = t_1 \mathbf{U}_1 + t_2 \mathbf{U}_2 + t_3 \mathbf{U}_3 \\ T_s = t_1 + t_2 + t_3 \end{cases} \quad (14)$$

其中,  $\mathbf{U}_1 = \mathbf{U}_{\text{cf}}$ ,  $\mathbf{U}_2 = \mathbf{U}_{\text{fc}}$ ,  $\mathbf{U}_3$  则根据式(13)确定为  $\mathbf{U}_3 = \mathbf{U}_{\text{ff}}$  或者  $\mathbf{U}_3 = \mathbf{U}_{\text{cc}}$ 。

由于所有开关状态的坐标均为整数,因此式(14)中各矢量作用时间  $t_1$ 、 $t_2$  和  $t_3$  的解则是基于参考电压

表 4 A 扇区的每个小三角形矢量选择表

Tab.4 Vectors of different trigons in sector A

小扇区	基本矢量	对应的开关器件状态
A <sub>1</sub>	[0 0], [1 0], [0 1]	PPO/POO/OOO/ONN/ONN
A <sub>2</sub>	[1 0], [0 1], [1 1]	PPO/POO/PON/ONN/ONN
A <sub>3</sub>	[1 1], [0 2], [0 1]	PPO/PPN/PON/ONN/ONN
A <sub>4</sub>	[1 1], [2 0], [1 0]	PPO/POO/PON/PNN/ONN

$\mathbf{U}_{\text{ref}}$  的小数部分简单代数运算而得的。

当  $\mathbf{U}_3 = \mathbf{U}_{\text{ff}}$  时,可解得:

$$\begin{cases} t_1 = (u_{\text{rg}} - u_{\text{ff}[g]}) T_s \\ t_2 = (u_{\text{rh}} - u_{\text{ff}[h]}) T_s \\ t_3 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (15)$$

同理,当  $\mathbf{U}_3 = \mathbf{U}_{\text{cc}}$  时,可解得:

$$\begin{cases} t_1 = (u_{\text{cc}[h]} - u_{\text{rh}}) T_s \\ t_2 = (u_{\text{cc}[g]} - u_{\text{rg}}) T_s \\ t_3 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (16)$$

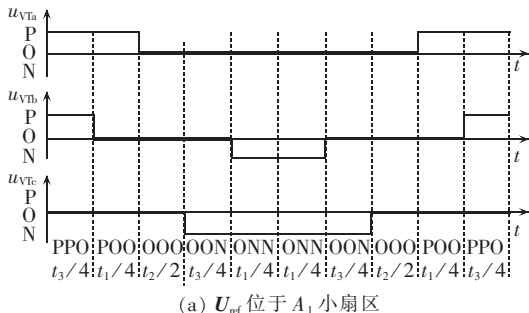
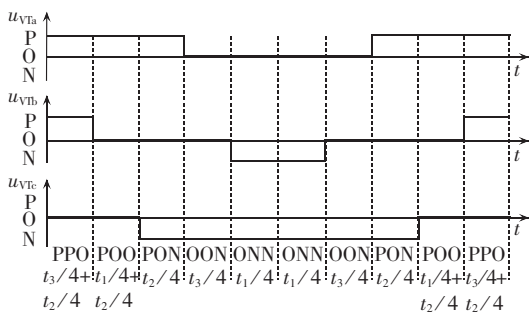
根据式(15)(16)可解得各合成虚拟矢量的作用时间,且可省去扇区判断过程,并避免进行复杂的三角函数运算,大幅简化计算量<sup>[19]</sup>。

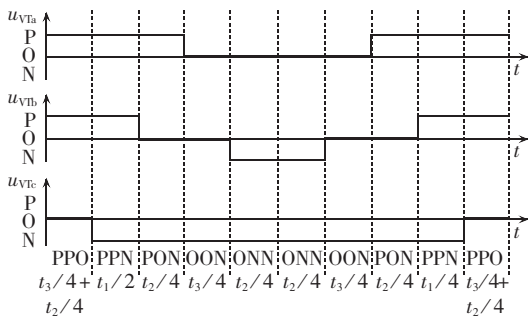
确定各基本矢量及作用时间后,为使开关器件损耗最小,各开关序列之间应只有 2 个开关器件动作,且开关状态不能跳变,只可由 P-O-N, P 与 N 之间却不能直接变换。

此外,为了各小扇区间矢量的平稳过渡,在 A 扇区全部采用相同的正小矢量  $\mathbf{U}_{4p}$  为首尾矢量。同理,其余 5 个大扇区的首尾矢量分别为  $\mathbf{U}_{7p}$ 、 $\mathbf{U}_{10p}$ 、 $\mathbf{U}_{13p}$ 、 $\mathbf{U}_{16p}$  和  $\mathbf{U}_{19p}$ 。图 5 中(a)~(d)分别为参考矢量  $\mathbf{U}_{\text{ref}}$  位于 A<sub>1</sub>、A<sub>2</sub>、A<sub>3</sub> 和 A<sub>4</sub> 小扇区时每相输出电压矢量的开关时序和作用时间。

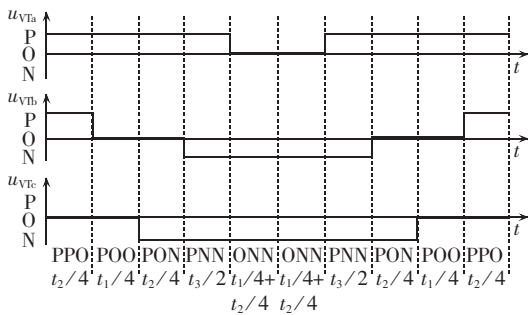
## 4 仿真结果及分析

为验证所提出的基于改进虚拟空间矢量的 NPC 三电平逆变器中点电压平衡控制方法的有效性,建

(a)  $\mathbf{U}_{\text{ref}}$  位于 A<sub>1</sub> 小扇区(b)  $\mathbf{U}_{\text{ref}}$  位于 A<sub>2</sub> 小扇区



(c)  $U_{ref}$  位于  $A_3$  小扇区



(d)  $U_{ref}$  位于  $A_4$  小扇区

图 5 输出电压矢量时序图

Fig.5 Timing diagrams of output voltage vector

立了基于 Simulink 的逆变器仿真模型。

仿真参数如下:直流侧电压  $E_d=1\text{ kV}$ ,直流分压电容  $C_1=C_2=2\ 200\ \mu\text{F}$ ,工频条件下阻感负载阻抗模为  $15\ \Omega$ 。调制波为工频三相平衡参考电压,仿真结果给出了采样频率为  $5\ \text{kHz}$  的系统运行波形,如图 6,7 所示,验证了在 NPC 三电平逆变器中采用该算法的有效性。同时,在调制比一定的情况下,该算法对于电容中点电压的平衡控制远优于传统 SPWM 方法。其中传统载波层叠式调制方法中,电容中点电位出现了明显的 3 倍于输出基波频率的波动。此外,在低功率因数情况下,改进的 SVPWM 算法对于电容中点电位效果更优。但将调制比提高为 1 后,如图 8 所示,较之功率因数负载时,低功率因数负载下该算法不能有效地控制电容中点电位,尚待改进。

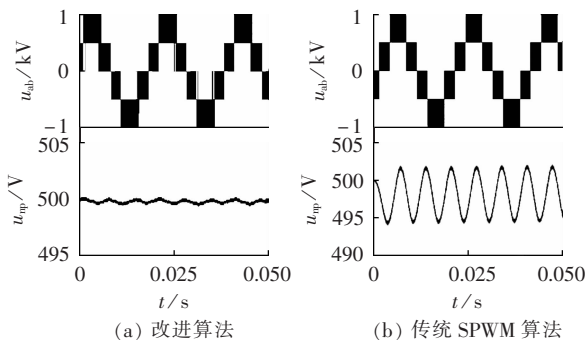


图 6 线电压  $u_{ab}$  及电容中点电压  $u_{np}$  波形 (负载功率因数 0.9)

Fig.6 Line voltage  $u_{ab}$  and capacitor neutral-point voltage  $u_{np}$  while load power factor equals to 0.9

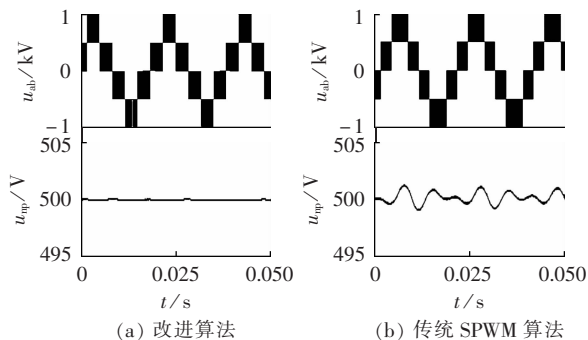


图 7 线电压  $u_{ab}$  及电容中点电压  $u_{np}$  波形 (负载功率因数 0.4)

Fig.7 Line voltage  $u_{ab}$  and capacitor neutral-point voltage  $u_{np}$  while load power factor equals to 0.4

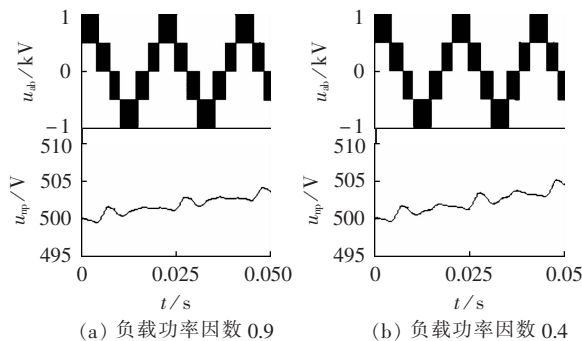


图 8 线电压  $u_{ab}$  及电容中点电压  $u_{np}$  波形 (调制比 1)

Fig.8 Line voltage  $u_{ab}$  and capacitor neutral-point voltage  $u_{np}$  while modulation ratio equals to 1

### 5 结论

本文分析了 NPC 三电平逆变器的传统 SVPWM 及虚拟空间矢量的调制方法。针对上述 2 类空间矢量调制方法的不足,提出了一种改进的虚拟空间矢量调制方法,尽管用于合成新虚拟中矢量的各基本矢量的作用时间限制,该算法的调制比尚有不足,却极大地简化了传统虚拟空间矢量调制算法的计算量。同时,针对 NPC 三电平逆变器的电容中点电位平衡问题,在一定的调制比范围内 ( $\leq 2/3$ ),针对不同负载功率因数的情况,验证了该算法的有效性。

### 参考文献:

- [1] AKIRA N, ISAO T, HIROFUMI A. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Trans on Industry Application, 1981, 17(5): 518-523.
- [2] 李永东,肖曦,高跃. 大容量多电平变换器[M]. 北京:科学出版社,2005:97-102.
- [3] LAI J S, PENG F Z. Multilevel converters—a new breed of power converters[J]. IEEE Trans on Industry Application, 1996, 32(3): 509-517.
- [4] MOUTON H. Natural balancing of three-level neutral-point-clamped PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 1017-1025.
- [5] SOMMER R, MERTENS A, BRUNOTTE C, et al. Medium voltage drive system with NPC three-level inverter using IGBTs[C]// 1993 IEEE Industry Application Society Annual Meeting. Toronto, Canada: [s.n.], 1993: 593-601.

- [6] YAZDANI A, IRAVANI R A. Generalized state-space averaged model of the three-level NPC converter for systematic DC-voltage-balancer and current-controller design[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 1105-1114.
- [7] MISHRA M K, JOSHI A, GHOSH A. Control schemes for equalization of capacitor voltages in neutral clamped shunt compensator[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(2): 538-544.
- [8] 窦真兰, 张同庄, 凌禹. 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.  
DOU Zhenlan, ZHANG Tongzhuang, LING Yu. SVPWM and neutral-point-potential balance control of three-level NPC rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(2): 65-69.
- [9] SEO J H, CHOI C H, HYUN D S. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 545-550.
- [10] GE Qiongxuan, WANG Xiaoxin, ZHANG Shutian, et al. A high power NPC three-level inverter equipped with IGBTs[C]//2004 Power Electronics and Motion Control Conference. Xi'an, China: [s.n.], 2004: 1097-1100.
- [11] BUSQUETS M S, BORDONAU J, BOROYEVICH D, et al. 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.
- [12] WEI Sanmin, WU Bin, LI Fahai, et al. A general space vector PWM control algorithm for multilevel inverters[C]//2003 Eighteenth Annual IEEE. Miami, USA: [s.n.], 2003: 562-568.
- [13] MISHRA M K, JOSHI A, GHOSH A. Control schemes for equalization of capacitor voltages in neutral clamped shunt compensator[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(2): 538-544.
- [14] 宋文祥, 陈国呈, 陈陈. 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, CHEN Chen. A space vector modulation method of three-level NPC inverter based on synthesizing vectors concept[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 2(10): 91-96.
- [15] 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.
- [16] 翁海清, 孙旭东, 刘丛伟, 等. 三电平逆变器直流侧电压平衡控制方法的改进[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 94-97.  
WENG Haiqing, SUN Xudong, LIU Congwei, et al. Improvement on DC-voltage balance control method of three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 94-97.
- [17] MONGE S B, SOMAVILLA S, BORDONAU J, et al. Capacitor voltage balance for the neutral-point-clamped converter using the virtual space vector concept with optimized spectral performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1128-1135.
- [18] 赵辉, 李瑞, 王红君, 等. 60° 坐标系下三电平逆变器 SVPWM 方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 39-45.  
ZHAO Hui, LI Rui, WANG Hongjun, et al. Study on SVPWM method based on 60° coordinate system for three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(24): 39-45.

(编辑: 李育燕)

**作者简介:**

申张亮(1985-), 男, 江苏南通人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用(E-mail: zhangliang.shen@gmail.com);

郑建勇(1966-), 男, 江苏南京人, 教授, 博士研究生导师, 研究方向为电力电子与电力传动;

梅军(1971-), 男, 江苏淮安人, 副教授, 博士, 研究方向为电力电子与电力传动。

## Capacitor potential balancing of neutral-point clamped three-level inverter based on improved virtual space vector PWM

SHEN Zhangliang, ZHENG Jianyong, MEI Jun

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** There is unbalanced area of neutral-point potential in traditional space vector PWM scheme for diode-clamped three-level inverters under different loads and modulation ratios. The virtual space vector PWM scheme, which may completely control the neutral-point potential when the sum of three phase output currents reaches zero, needs lots of trigonometric function calculations and sector judgment. An improved virtual space vector PWM scheme is presented. It enlarges the space scale of virtual vector to decrease the division of small sectors, thus simplifying the calculation. Since the virtual space vector is decomposed into 60° coordinates system, the turn-on time of each arm switch in every period is obtained without sector judgment and trigonometric function calculations, completely controlling the potential balancing within the range of modulation ratio less than 2/3. The vector selection and effect time calculation are also simplified. A model of three-level diode-clamped inverter is established to verify the effectiveness of the proposed PWM scheme.

**Key words:** three-level inverter; virtual space vector PWM; 60° coordinates system; neutral point-clamped