

# 二极管钳位型三电平逆变器共模电压抑制

吴可丽<sup>1</sup>, 夏长亮<sup>1</sup>, 张云<sup>1</sup>, 谷鑫<sup>2</sup>

(1. 天津大学电气与自动化工程学院 天津 300072; 2. 天津工业大学天津市电工电能新技术重点实验室 天津 300387)

**摘要** 二极管钳位型(NPC)三电平逆变器是一种应用广泛的多电平逆变器结构。中点电位不平衡是NPC三电平逆变器固有的缺点。传统虚拟空间矢量调制(NTV<sup>2</sup>)能在输出电压全范围内控制中点电位平衡,但其产生的共模电压较大。针对上述缺点,提出了一种新型NTV<sup>2</sup>方法,选用产生共模电压较小的基本电压矢量合成新的虚拟小矢量和虚拟中矢量。同时,提出相占空比法,降低了新型NTV<sup>2</sup>方法的开关频率,使其开关频率固定。仿真和实验结果验证了新型NTV<sup>2</sup>方法能够有效地抑制共模电压,且在输出电压全范围内控制中点电位平衡。

**关键词:** 三电平逆变器 共模电压 中点电位平衡 虚拟空间矢量 相占空比法

**中图分类号:** TM464

## Common-Mode Voltage Suppression for Neutral-Point-Clamped Three-Level Inverter

Wu Keli<sup>1</sup>, Xia Changliang<sup>1</sup>, Zhang Yun<sup>1</sup>, Gu Xin<sup>2</sup>

(1. Tianjin University Tianjin 300072 China; 2. Tianjin Key Laboratory of Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy Tianjin Polytechnic University Tianjin 300387 China)

**Abstract** Neutral point clamped (NPC) three-level inverter is a widely used multilevel inverter topology. The neutral-point potential imbalance is the main drawback of NPC three-level inverter. The traditional NTV<sup>2</sup> modulation strategy can control the voltage balance over the full range of inverter output voltage. However, the inverter output side will produce high common-mode voltage. This paper proposes a new NTV<sup>2</sup> modulation strategy to solve the high common-mode voltage problem generated by the traditional NTV<sup>2</sup> modulation. This modulation selects the basic voltage vector that generates smaller common-mode voltage to synthesis a new small virtual vector and middle virtual vector. At the same time, the duty ratio method is put forward, to reduce and fix the switching frequency of the new NTV<sup>2</sup> modulation. The simulation and experimental results show that the new NTV<sup>2</sup> modulation can effectively suppress common-mode voltage, and it can also control the neutral-point voltage balance over the full range of inverter output voltage.

**Keywords:** Three-level inverter, common-mode voltage, neutral-point potential balance, nearest three virtual vectors, phase duty cycle method

## 0 引言

在大功率应用场合中，多电平变换器由于其开关器件承受的电压低、输出电压谐波含量小和开关频率低等优点，得到了越来越广泛的应用 [1]。其中二极管钳位型 (Neutral Point Clamped, NPC) 三电平逆变器是应用最广泛的一种多电平结构，它只需要一个独立的直流电压源，对硬件的要求较低 [2,3]。

中点电位不平衡是 NPC 三电平逆变器的主要缺点，目前控制中点电位平衡的方法总体上分硬件方法和调制方法。硬件方法需要增加硬件设备，使系统体积增大、成本增加 [4,5]。而调制方法不会增加硬件设备和控制系统，是一种较好的选择 [6-8]。

虚拟空间矢量 (Nearest Three Virtual Vectors, NTV<sup>2</sup>) 调制方法利用基本电压矢量合成新的虚拟空间矢量，每个虚拟空间矢量满足产生的平均中点电流为零的条件，能够在全范围内控制中点电位平衡。但是由于传统 NTV<sup>2</sup> 没有顾及共模电压，因此，输出侧产生的共模电压大。共模电压会带来很多负面效应 [9,10]。逆变器产生的较大的共模电压在电动机的转轴上感应出高幅值的轴电压，并形成轴电流，破坏绝缘，缩短电动机的使用寿命。另外高频共模电压会产生高频漏电流，从而产生电磁干扰，影响周围电气设备的正常工作。

而减小逆变器所产生共模干扰的方法主要有改变逆变器拓扑结构 [11] 和优化 PWM 控制 [12-14]。改变逆变器拓扑结构有插入共模电感或电阻、采用软开关型逆变器、增加滤波器和采用共模变压器等，这类方法都需要增加额外的硬件设备，使系统体积增大，成本增加。优化 PWM 控制不会增加硬件设备，是一种较好的选择。

本文提出了一种新型 NTV<sup>2</sup> 方法，通过重新定义虚拟矢量，在保证中点电位平衡的前提下，选用产生共模电压较小的基本电压矢量合成新的虚拟矢量。同时，提出相占空比法，降低了新型 NTV<sup>2</sup> 方法的开关频率，使其开关频率固定。所提方法能够有效地抑制共模电压，且在输出电压全范围内控制中点电位平衡。

## 1 NPC 三电平逆变器

图 1 为 NPC 三电平逆变器的拓扑结构。

NPC 三电平逆变器的每相包含四个功率开关管和两个钳位二极管。a 相的四个功率开关管分别为 S<sub>a1</sub>、S<sub>a2</sub>、S<sub>a3</sub> 和 S<sub>a4</sub>，其输出电平与功率开关管导通之间的关系见表 1。b 相、c 相与 a 相具有相同的关系。

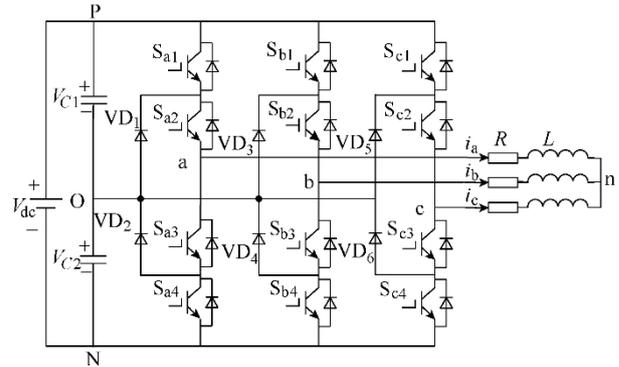


图 1 NPC 三电平逆变器的拓扑结构

Fig.1 NPC three-level inverter topology

表 1 NPC 三电平逆变器 a 相输出电平与器件导通关系

Tab.1 The relationship between NPC inverter output voltage and device conduction

输出状态	输出电平 $v_{aO}$	$S_{a1}$	$S_{a2}$	$S_{a3}$	$S_{a4}$
P	$V_{dc}/2$	1	1	0	0
O	0	0	1	1	0
N	$-V_{dc}/2$	0	0	1	1

表 1 中，0 表示开关管关断，1 表示开关管开通。钳位二极管将功率开关管的中点钳位到直流母线的中点 O，产生一个额外的电平，因此称为三电平。输出端 a 连接到直流母线的高电平端 P 时，输出电平  $v_{aO}=V_{dc}/2$ ，记为输出状态 P；输出端 a 连接到直流母线的中点 O 时，输出电平  $v_{aO}=0$ ，记为输出状态 O；输出端 a 连接到直流母线的低电平端 N 时，输出电平  $v_{aO}=-V_{dc}/2$ ，记为输出状态 N。

由于三电平电路的每相可以输出三种电平 P、O 和 N，所以三相共可输出  $3^3=27$  种电平组合，即 27 种开关状态。每种开关状态对应的空间电压矢量为

$$V = \frac{2}{3} \left( v_{aO} + v_{bO} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cO} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (1)$$

式中， $v_{aO}$ 、 $v_{bO}$  和  $v_{cO}$  表示逆变器输出的三相相电压； $V$  表示由三相相电压合成的空间电压矢量。



在产生的中点电流为零，故传统 NTV<sup>2</sup> 方法能够在全范围内控制中点电位平衡。

### 2.2 开关频率分析

在传统 NTV<sup>2</sup> 方法中，每个扇区划分成 5 个小三角形，每个小三角形的三个顶点包含有 5 个开关状态。例如，小三角形 3 的 3 个顶点包含的开关状态分别为 ONN、PNN、PON、POO 和 PPO。为了降低开关频率，合成参考电压矢量的 5 个开关状态切换次数应做到最少，相邻的 2 个开关状态组合中只有一相开关状态发生变化，且只在 O 和 N，或 P 和 O 之间变化，不能在 P 和 N 之间变化。传统 NTV<sup>2</sup> 方法的第一扇区 5 个小三角形的开关序列见表 3。从表中可以看出，在每个小三角形内，开关序列都以开关状态 ONN 开始，以开关状态 PPO 结尾，在下一个采样周期的开关序列与前一个周期的相反。

表 3 传统 NTV<sup>2</sup> 方法第一扇区的开关序列

Tab.3 Switch sequence of traditional NTV<sup>2</sup> in the first sextant

小三角形	开关序列
1	ONN→OON→OOO→POO→PPO
2	ONN→OON→PON→POO→PPO
3	ONN→PNN→PON→POO→PPO
4	ONN→PNN→PON→PPN→PPO
5	ONN→OON→PON→PPN→PPO

当参考电压矢量位于小三角形 3 中时，两个采样周期内基本矢量的作用序列如图 4 所示。

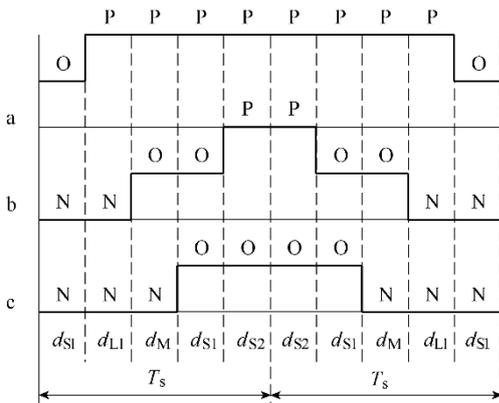


图 4 传统 NTV<sup>2</sup> 方法基本矢量的作用序列

Fig.4 Switch sequence of traditional NTV<sup>2</sup>

从图 4 中可以看出当参考电压矢量位于小三角形 3 时，a 相和 c 相桥臂的开关状态在一个采样周期内均切换了 1 次，b 相桥臂的开关状态切换了 2 次，三相桥臂的开关状态共切换了 4 次。

## 3 新型 NTV<sup>2</sup> 方法

### 3.1 新型虚拟空间矢量定义

为了减少共模电压，本文对传统 NTV<sup>2</sup> 方法中的虚拟小矢量和虚拟中矢量重新定义。新型 NTV<sup>2</sup> 方法在第一扇区中的空间矢量如图 5 所示。

虚拟小矢量  $V'_{ZS1}$ 、 $V'_{ZS2}$  采用基本零矢量和基本大矢量合成，定义虚拟小矢量为

$$\begin{cases} V'_{ZS1} = \frac{1}{2}V_{0(OOO)} + \frac{1}{2}V_{L1(PNN)} \\ V'_{ZS2} = \frac{1}{2}V_{0(OOO)} + \frac{1}{2}V_{L2(PPN)} \end{cases} \quad (6)$$

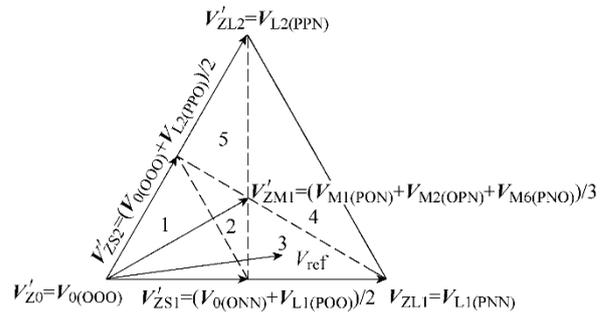


图 5 新型 NTV<sup>2</sup> 方法第一扇区空间矢量

Fig.5 New NTV<sup>2</sup> space-vector in the first sextant

由于基本零矢量和基本大矢量产生的中点电流都为零，故虚拟小矢量  $V'_{ZS1}$ 、 $V'_{ZS2}$  产生的中点电流也为零。

虚拟中矢量  $V'_{ZS1}$  采用三个基本中矢量合成，定义虚拟中矢量为

$$V'_{ZM1} = \frac{1}{3}V_{M1(PON)} + \frac{1}{3}V_{M2(OPN)} + \frac{1}{3}V_{M6(PNO)} \quad (7)$$

由于基本中矢量  $V_{M1(PON)}$ 、 $V_{M2(OPN)}$  和  $V_{M6(PNO)}$  产生的中点电流分别为  $i_b$ 、 $i_a$  和  $i_c$ ，故虚拟中矢量  $V'_{ZS1}$  产生的中点电流为  $(i_a+i_b+i_c)/3=0$ 。

虚拟零矢量  $V'_{ZS0}$  和虚拟大矢量  $V'_{ZS1}$ 、 $V'_{ZS2}$  的定义跟传统 NTV<sup>2</sup> 方法相同。

由以上的分析可知，新型 NTV<sup>2</sup> 方法合成的四类虚拟矢量都能保证产生的中点电流为零，故新型 NTV<sup>2</sup> 方法能够在全范围内控制中点电位平衡。

3.2 开关频率分析

### 3.2 开关频率分析

由于合成虚拟中矢量时采用了两个相邻扇区的

中矢量，完全舍弃了小矢量，导致每个小三角形的3个顶点包含的开关状态个数不一样。例如，小三角形1的3个顶点包含的开关状态分别为PNN、OOO和PPN，而小三角形3的3个顶点包含的开关状态分别为PNN、PNO、PON、OPN和OOO。新型NTV<sup>2</sup>方法的第一扇区5个小三角形的开关序列见表4。从表中可以看出5个小三角形的开关状态的个数不相同，且每个小三角形开关状态切换的次数也不相等。

表4 新型NTV<sup>2</sup>方法的开关序列

Tab.4 Switch sequence of new NTV<sup>2</sup> in the first sextant

小三角形	开关序列
1	PNN→OOO→PPN
2	PNN→PON→PPN→OPN→OOO→PNO
3	PNN→PNO→PON→OPN→OOO
4	PNN→PNO→PON→PPN→OPN
5	PPN→OPN→PON→PNO→OOO

当参考电压矢量位于小三角形3中时，两个采样周期内基本矢量的作用序列如图6所示。

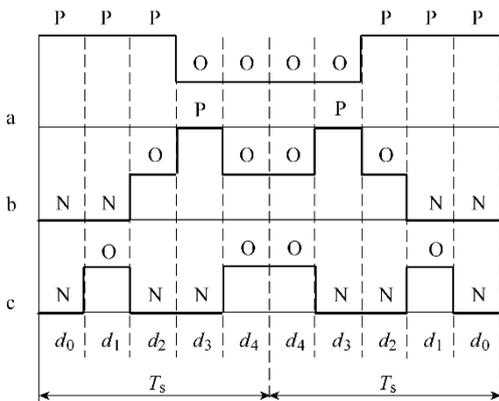


图6 新型NTV<sup>2</sup>方法开关状态的作用序列

Fig.6 Switch sequence of new NTV<sup>2</sup>

从图6中可以看出当参考电压矢量位于小三角形3时，a相桥臂的开关状态在一个采样周期内切换了1次，b相和c相桥臂的开关状态均切换了3次，三相桥臂的开关状态共切换了7次。

从上述的分析可知，NTV<sup>2</sup>方法每个小三角形的三个顶点代表的开关状态个数不相等，在一个采样周期内开关状态切换的次数也不相等，且每个采样周期内开关状态切换的次数比传统NTV<sup>2</sup>方法多，从而导致开关频率不固定，开关频率大大增加。

### 3.3 相占空比法

为了解决新型虚拟空间矢量调制中出现的开关频率不固定、开关频率高的问题。本文根据一个采样周期内所作用的每个基本矢量的占空比，计算

a、b和c三相桥臂P、O和N三种电平的占空比，并在保证每一相P、O和N三种电平的占空比不变的前提下，对三相桥臂开关状态的作用序列进行微调，从而减少一个周期内开关状态切换次数，文中称该方法为相占空比法。

当参考电压矢量位于第一扇区小三角形3时，基本电压矢量PNN、PNO、PON、OPN和OOO的占空比分别为 $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ 和 $d_4$ ，由相占空比法可得a相桥臂P状态的占空比为 $d_0+d_1+d_2$ ，O状态的占空比为 $d_3+d_4$ ；b相桥臂N状态的占空比为 $d_0+d_1$ ，O状态的占空比为 $d_2+d_4$ ，P状态的占空比为 $d_3$ ；c相桥臂O状态的占空比为 $d_1+d_4$ ，N状态的占空比为 $d_0+d_2+d_3$ 。a、b和c三相桥臂调整后的开关状态的作用序列如图7所示。

从图7中可以看出，采用相占空比法后，a相和c相桥臂的开关状态在一个采样周期内均切换了1次，b相桥臂的开关状态切换了2次，三相桥臂的开关状态共切换了4次。当参考电压矢量位于第一扇区其他小三角形时，可得到相同的结论，且开关状态的作用序列与图7类似。当参考电压矢量位于不同小三角形中时，a、b和c三相桥臂仅P、O和N三种电平的占空比不同。

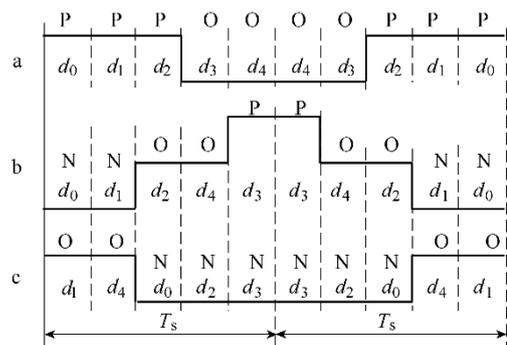


图7 采用相占空比法第一扇区开关状态作用序列

Fig.7 Switch sequence of phase duty cycle method in the first sextant

在一个采样周期内采用相占空比法，a、b和c三相桥臂开关状态的作用序列见表5。

表5 相占空比法的开关序列

Tab.5 Switch sequence of phase duty cycle method

扇区	a、b、c三相桥臂开关序列
1	P→O、N→O→P、O→N
2	P→O→N、O→P、N→O
3	O→N、P→O、N→O→P
4	N→O、P→O→N、O→P
5	N→O→P、O→N、P→O

6 O→P、N→O、P→O→N

从表 5 中可以看出，与传统 NTV<sup>2</sup> 调制方法相比，本文中的新型 NTV<sup>2</sup> 调制方法虽然改变了开关状态和开关序列，但在采用了相占空比法后，两者的开关次数是一样的。此外，在一个采样周期内，两种调制方法下，三相桥臂 N、O 和 P 三种开关状态的占空比是一致的，各个开关管开通和关断的时间也是一样的。

### 4 共模电压分析

二极管钳位型三电平逆变器输出侧产生的共模电压为负载中性点 n 与参考电位点 O 之间的电压。根据基尔霍夫电压定律 可得

$$v_{aO} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_{com} \quad (8)$$

$$v_{bO} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + v_{com} \quad (9)$$

$$v_{cO} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + v_{com} \quad (10)$$

式中， $v_{aO}$ 、 $v_{bO}$ 、 $v_{cO}$ 、 $i_a$  和  $i_b$ 、 $i_c$  分别为逆变器三相输出电压和电流； $v_{com}$  为逆变器产生的共模电压； $R$  和  $L$  分别为负载电阻和电感。在三相无中线系统中，由于  $i_a + i_b + i_c = 0$  则由式 (8) ~ 式 (10) 可得共模电压为

$$v_{com} = \frac{1}{3}(v_{aO} + v_{bO} + v_{cO}) \quad (11)$$

由式 (11) 可知，共模电压的大小由逆变器三相的开关状态决定，以开关状态 ONN 作用为例，a 相输出的电压为 0，b 相和 c 相输出的电压均为  $-V_{dc}/2$ ，由式 (11) 得共模电压  $v_{com} = -V_{dc}/3$ ，同理得二极管钳位型三电平逆变器 25 个有效开关状态产生的共模电压值见表 6。

表 6 25 个开关状态产生的共模电压

Tab.6 Common-mode voltage of 25 switch states

矢量	开关状态	共模电压 $v_{com}$
大矢量	PNN、NPN、NNP	$-V_{dc}/6$
	PPN、NPP、PNP	$V_{dc}/6$
中矢量	PON、OPN、NPO	0
	NOP、ONP、PNO	
正小矢量	ONN、NON、NNO	$-V_{dc}/3$
	PPO、OPP、POP	$V_{dc}/3$

负小矢量	POO、OPO、OOP	$-V_{dc}/6$
	OON、NOO、ONO	$V_{dc}/6$
零矢量	OOO	0

从表 6 中可以看出所有的中矢量和零矢量 OOO 产生的共模电压为零；大矢量和负小矢量产生的共模电压为  $\pm V_{dc}/6$ ；正小矢量产生的共模电压为  $\pm V_{dc}/3$ 。因此，有效矢量中正小矢量产生的共模电压幅值最大。

由于在传统 NTV<sup>2</sup> 方法中，虚拟小矢量由一对正负小矢量合成，虚拟中矢量由两个正小矢量和一个中矢量合成，虚拟小矢量和虚拟中矢量都含有正小矢量，因此传统 NTV<sup>2</sup> 方法产生的共模电压幅值较大，最大值为  $V_{dc}/3$ 。而在新型 NTV<sup>2</sup> 方法中虚拟小矢量  $V'_{ZS1}$ 、 $V'_{ZS2}$  由零矢量大矢量合成，虚拟中矢量  $V'_{ZS1}$  由 3 个中矢量合成，新型 NTV<sup>2</sup> 方法中不含有正小矢量，故其产生的共模电压幅值最大值为  $V_{dc}/6$ ，比传统 NTV<sup>2</sup> 方法产生的共模电压幅值最大值  $V_{dc}/3$  减少了一半。

### 5 仿真和实验

#### 5.1 仿真结果

本文在 Simulink 环境下建立了 NPC 三电平逆变器两种 NTV<sup>2</sup> 方法仿真模型，所用负载为三相阻感负载。各个参数设置如下：直流母线电压  $V_{dc} = 100V$ ，直流母线电容  $C_1 = C_2 = 235\mu F$ ，输出频率  $f = 50Hz$ ，载波频率  $f_s = 6kHz$ ，电阻  $R = 10.5\Omega$ ，电感  $L = 40mH$ 。图 8 和图 9 分别为调制系数  $m$  取不同值时两种 NTV<sup>2</sup> 方法的相电压  $v_{aO}$ 、线电压  $v_{ab}$ 、线电流  $i_a$ 、电容电压  $V_{C2}$  和共模电压  $v_{com}$  的仿真波形。

从图 8 和图 9 中可以看出新型 NTV<sup>2</sup> 方法产生的共模电压为  $V_{dc}/6$ ，比传统 NTV<sup>2</sup> 方法的  $V_{dc}/3$  减少了一半，且两种方法都能在输出电压全范围内实现中点电位平衡。需要说明的是，在低调制系数下，两种方法下的线电压波形有较大区别。传统 NTV<sup>2</sup> 调制方法的作用矢量为零矢量和中小矢量，线电压表现出 3 个电平；新型 NTV<sup>2</sup> 调制方法，为降低共模电压，作用矢量为零矢量大矢量，进一步应用相占空比法后，等效作用的矢量实际为中矢量、小矢量和零矢量，故线电压中有 5 个电平。

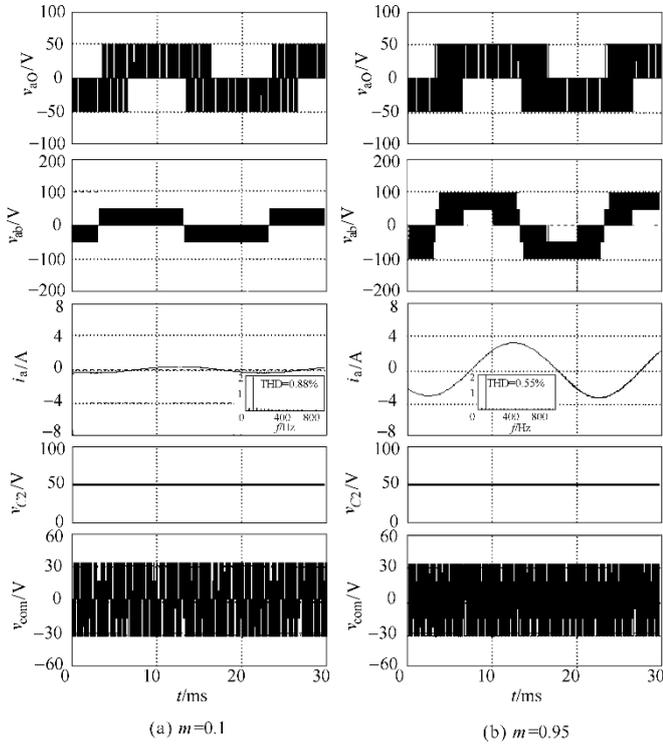


图8 传统 NTV<sup>2</sup>方法仿真波形

Fig.8 Simulation waveforms of traditional

NTV<sup>2</sup> modulation

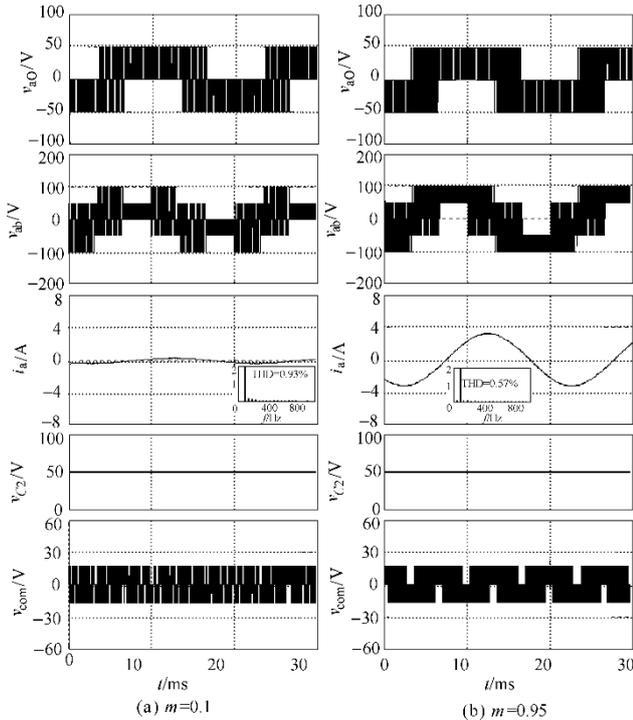


图9 新型 NTV<sup>2</sup>方法仿真波形

Fig.9 Simulation waveforms of new NTV<sup>2</sup> method

5.2 实验结果和分析

本文采用的实验系统为以 DSP (TMS320F2812) 和FPGA (EP1C6Q240C8) 为

核心的NPC三电平逆变系统, 实验系统如图10所示, 功率开关管 IGBT 型号为25N120D, 逆变器额定设计容量为10kV·A, 实测效率为94.4%。实验中其他参数与仿真参数一致。

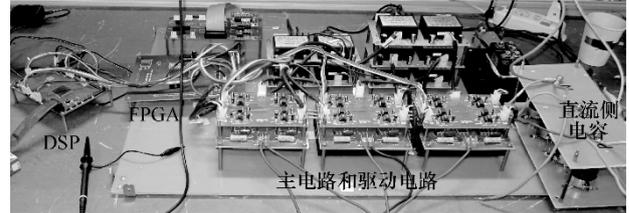


图10 三电平逆变器实验系统

Fig.10 Three-level inverter prototype

图11和图12分别为两种方法下的实验波形。由图11和图12可以看出, 实验结果和仿真结果一致, 新型 NTV<sup>2</sup>方法能够有效抑制共模电压, 同时在输出电压全范围内实现中点电位平衡。由于新型 NTV<sup>2</sup>方法中虚拟中矢量的合成采用了相邻两个扇区的中矢量, 而相占空比法又对其开关序列进行了微调, 造成了新型 NTV<sup>2</sup>方法的线电压波形过零点附近比传统 NTV<sup>2</sup>方法的线电压波形多出了一小部分, 其成分主要为6k及其倍频的高次谐波, 当在阻感类负载中应用时, 由于阻感负载可以等效为一个低通滤波器, 故高次谐波对阻感负载的工作性能影

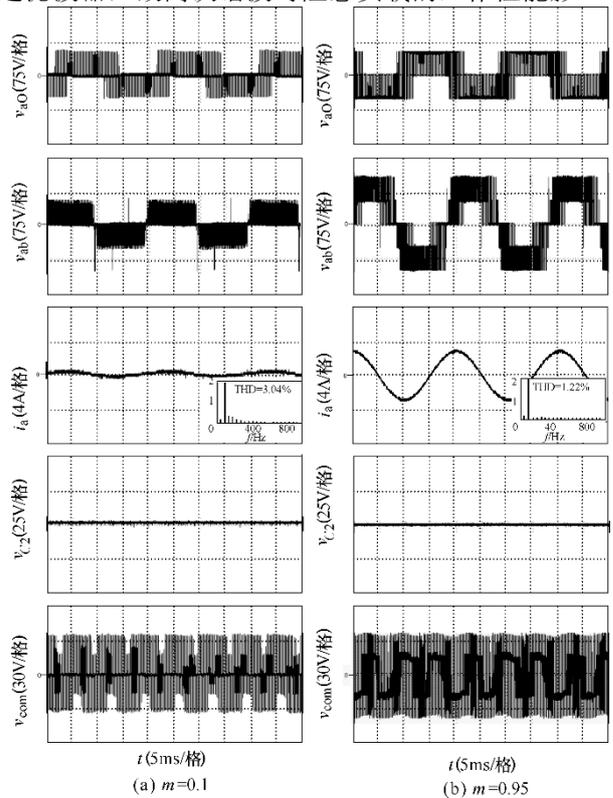
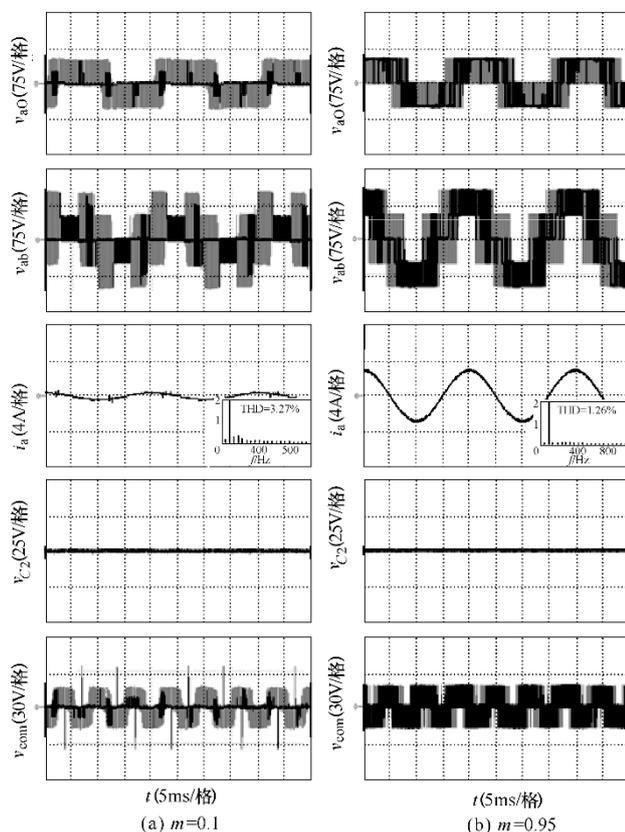


图11 传统 NTV<sup>2</sup>方法实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of traditional NTV<sup>2</sup> method

图 12 新型 NTV<sup>2</sup> 方法实验波形Fig.12 Experimental waveforms of new NTV<sup>2</sup> method

响很小，这一点也可以从两种方法的线电流频谱分析图中得到验证，新型 NTV<sup>2</sup> 方法的线电流的谐波含量与传统 NTV<sup>2</sup> 方法基本上是相同的。故新型 NTV<sup>2</sup> 方法能够在基本不影响负载的工作性能的前提下，有效地抑制 NPC 三电平逆变器的共模电压。

## 6 结论

针对 NPC 三电平逆变器存在中点电位不平衡和输出侧产生共模电压大的问题，本文采用大矢量和小矢量合成虚拟小矢量，三个中矢量合成虚拟中矢量的新型 NTV<sup>2</sup> 方法。同时，通过计算 a、b 和 c 三相桥臂 P、O 和 N 三种电平的占空比，并对三相桥臂开关状态的作用序列进行微调，降低了新型 NTV<sup>2</sup> 方法的开关频率，使其开关频率固定。采用 NPC 三电平逆变器带阻感负载，对传统 NTV<sup>2</sup> 方法和新型 NTV<sup>2</sup> 方法进行了仿真和实验验证，结果证实新型 NTV<sup>2</sup> 方法在保证中点电位平衡的前提下，有效地抑制了共模电压，提高了逆变器运行的整体性能。

## 参考文献

- [1] Zhang Yun, Sun Li. An efficient control strategy for a five-level inverter comprising flying-capacitor asymmetric H-bridge[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4000-4009.
- [2] 顾和荣, 王德玉, 沈虹, 等. 三相四桥臂逆变器控制技术[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(24): 41-46.  
Gu Herong, Wang Deyu, Shen Hong, et al. Research on control scheme of three-phase four-leg inverter[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(24): 41-46.
- [3] Rodriguez J, Bernet S, Steimer P K. A survey on neutral point clamped inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2219-2230.
- [4] 王颢雄, 马伟明, 肖飞, 等. 三电平背靠背变流器的中点电压波动分析与抑制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(7): 205-211.  
Wang Haoxiong, Ma Weiming, Xiao Fei, et al. Analyses and restraining of the neutral-point voltage fluctuation in back-to-back connected three-level converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(7): 205-211.
- [5] Xia Changliang, Gu Xin, Shi Tingna. Neutral-point potential balancing of three-level inverters in direct-driven wind energy conversion system[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26(1): 18-29.
- [6] 龚博, 程善美, 秦忆. 基于载波的三电平中点电压平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(6): 172-177.  
Gong Bo, Cheng Shanmei, Qin Yi. A three-level neutral point voltage balance control strategy based on carriers of SPWM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(6): 172-177.
- [7] 王兆宇, 艾芊. 三电平逆变器空间矢量调制及中点电压控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(20): 131-136.  
Wang Zhaoyu, Ai Qian. Space vector modulation for three-level inverter and neutral point potential control[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(20): 131-136.
- [8] 冯晓云, 宋文胜. 一种基于零序电压分量注入的单

- 三相电平载波 PWM 算法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 140-148.
- Feng Xiaoyun, Song Wensheng. A single phase three-level carrier-based PWM scheme with zero-sequence voltage injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 140-148.
- [9] Kerekes T, Teodorescu R, Liserre M. Common mode voltage in case of transformerless PV inverters connected to the grid[C]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics Cambridge, UK, 2008: 2390-2395.
- [10] Pairedamonchai P, Suwankawin, Sangwongwanic S. Design and implementation of a hybrid output EMI filter for high-frequency common-mode voltage compensation in PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(5): 1647-1659.
- [11] 张兴, 邵章平, 王付胜, 等. 非隔离型三相三电平光伏逆变器的共模电流抑制 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(5): 29-36.
- Zhang Xing, Shao Zhangping, Wang Fusheng, et al. Leakage current reduction for transformerless three-phase three-level photovoltaic inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(5): 29-36.
- [12] 王翠.  $n$  级逆变器 SVPWM 调制零序电压优化算法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(6): 158-164.
- Wang Cui. An optimal algorithm on zero order voltage of space vector PWM modulation for  $n$ -cell inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(6): 158-164.
- [13] 章勇高, 邝光健, 龙立中. 三相逆变器的无零矢量共模电压抑制技术研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(2): 138-143.
- Zhang Yonggao, Kuang Guangjian, Long Lizhong. Research of reduced common-mode voltage technique with nonzero vector pulse width modulation for three-phase inverters[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(2): 138-143.
- [14] 袁佳歆, 潘建兵, 饶斌斌, 等. 三相逆变器的最小共模电压 PWM 控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(8): 42-48.
- Yuan Jiaxin, Pan Jianbing, Rao Binbin, et al. Research on minimum common-mode voltage PWM control strategy for three-phase inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(8): 42-48.

---

作者简介: 吴可丽 女, 1989 年生, 硕士, 研究方向为三电平变换器。夏长亮 男, 1968 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机系统及其控制。