

# 具有中点电位非对称控制的 VSVPWM 技术

江雨泽<sup>1</sup>, 付光杰<sup>2</sup>

(1. 哈尔滨科学技术职业学院 现代服务学院, 黑龙江 哈尔滨 150300;

2. 东北石油大学 电气信息工程学院, 黑龙江 大庆 163318)

**摘要:** 在降低 NPC 式三电平逆变器中点电位波动问题时, 传统的 VSVPWM 算法未考虑直流侧电容电压非对称情况。为此, 需从理论上探讨对称时的虚拟矢量形式是否适用于非对称状态下的各虚拟矢量。提出了具有中点电位非对称控制的 VSVPWM 技术, 并在引入中点电位不平衡度的基础上通过改进零矢量的持续作用时间实现直流侧电容电压非对称控制。该方法具有较宽的调制比适用范围, 并能够精确地控制直流侧电容电压, 提高线电压质量, 有效降低中点电位波动幅度。仿真和实验结果验证了该方法的有效性和优越性。

**关键词:** 三电平 NPC 逆变器; VSVPWM 技术; 中点电位波动; 直流侧非对称控制; 零矢量时间分配

**中图分类号:** TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20860

## A VSVPWM Strategy on Asymmetrical Neutral-point Potential Control

JIANG Yuze<sup>1</sup>, FU Guangjie<sup>2</sup>

(1. Modern Service College, Harbin Vocational College of Science and Technology, Harbin 150300,

Heilongjiang, China; 2. School of Electrical Engineering and Information, Northeast

Petroleum University, Daqing 163318, Heilongjiang, China)

**Abstract:** The traditional virtual space vector pulse width modulation (VSVPWM) algorithm for neutral point clamped (NPC) three-level inverter has been adopted to solve the neutral-point potential fluctuation without considering DC side capacitors voltage asymmetry. So it is necessary to improve theoretically that the expressions of traditional VSVPWM virtual vectors in the symmetric state are applicable to virtual vectors in the asymmetric state. A VSVPWM strategy on a symmetrical neutral-point potential control was proposed, and on the basis of neutral-point potential unbalance degree, the control of asymmetrical DC side capacitors voltage was realized by regulating zero vector continuous action time. The proposed method could meet the requirement of a wide range of modulation ratio, and control the DC side capacitor voltage accurately so that the quality of the line voltage was improved and neutral-point potential fluctuation range was reduced greatly. The effectiveness and superiority of the proposed method were tested and verified by simulation and experiments.

**Key words:** three-level neutral point clamped (NPC) inverter; virtual space vector pulse width modulation (VSVPWM) technology; neutral-point potential fluctuation; DC voltage unbalanced control; zero vector action time allocation

中性点钳位式 (neutral point clamped, NPC) 三电平逆变器因其具有较低谐波失真、低电压变化率以及较好的高压性能, 使其广泛应用于中压大功率领域。NPC 三电平逆变器的拓扑结构是包括有源 NPC 和 T 型逆变器等新型逆变器的基础<sup>[1]</sup>。然而, 中点 (NP, neutral point) 电位波动是 NPC 三电平逆变器不可避免的问题。若中点电

位的平衡问题不能有效解决, 可能导致逆变器的开关以及直流侧电容器发生故障, 并增加输出电压的谐波含量。同时, 在大调制比、低功率因数的情况下, 空间矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 技术无法控制 NP 电位平衡<sup>[2]</sup>。

针对 NPC 三电平逆变器 NP 电位不平衡以及

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目 (51474069)

**作者简介:** 江雨泽 (1989—), 男, 硕士, 助教, Email: 2742389092@qq.com

**通讯作者:** 付光杰 (1964—), 女, 博士, 教授, 博导, Email: fgjmh@163.com

SVPWM存在的问题,很多学者提出了不同的解决方案<sup>[3-6]</sup>。例如,文献[3]针对传统的SVPWM技术可以通过调整冗余小矢量持续时间比例实现中点电位平衡;文献[7-9]采用注入零序分量平衡中性点电位。但是,上述方法用于NP平衡时可能会导致NP电位的低频振荡。为解决这一问题,提出虚拟空间矢量脉宽调制(virtual space vector pulse width modulation, VSVPWM)<sup>[10]</sup>技术。VSVPWM技术提出以来受到广泛关注,如文献[11-12]提出基于VSVPWM的闭环NP电压控制;基于VSVPWM技术的混合PWM方法也是解决NP电压波动的有效策略<sup>[13]</sup>。

但是,在光伏发电等领域需对直流侧电容电压进行非对称调节,以提高系统效率<sup>[14]</sup>。因此,要求PWM技术不仅能够平衡NP电位,还能够通过不平衡的直流链路改善失真输出电压和电流的质量,并对直流侧非平衡工况进行控制。本文研究了VSVPWM算法在直流母线侧非平衡状态下的表现形式,通过优化合成参考电压虚拟矢量的作用时间,不仅可以抑制NP电位波动,同时实现平衡调节,提高输出电压和电流质量。

## 1 SVPWM对中点电位的影响

### 1.1 三电平NPC逆变器及空间矢量图

二极管钳位三电平逆变器也称中点钳位三电平逆变器<sup>[14]</sup>,其三相逆变拓扑结构如图1所示。该电路的直流母线分压电容 $C_1, C_2$ 的两端电压分别为 $U_{C1}, U_{C2}$ ,直流母线电压 $2U_{dc}$ (中点NP电位平衡时电容 $C_1, C_2$ 两端的电压均为 $U_{dc}$ )。 $i_{C1}, i_{C2}, i_{NP}$ 分别为电容 $C_1, C_2$ 和中点NP的电流,并规定其流向为正方向。每一相的输出电压只能有三种状态,分别记作“p”,“o”,“n”三个电平,且钳位式三电平逆变器仅有这三种工作状态。三电平NPC逆变器空间矢量共有27种开关组合,对应27个

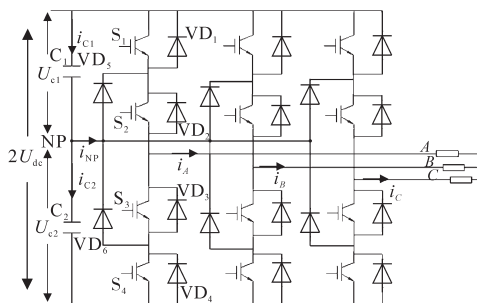


图1 二极管钳位三电平逆变器拓扑结构  
Fig.1 Topology of NPC three level inverter

基本电压空间矢量<sup>[15]</sup>。其中包含6个大矢量,幅值为 $4U_{dc}/3$ ;6个中矢量,其幅值为 $2\sqrt{3}U_{dc}/3$ ;幅值为 $2U_{dc}/3$ 的12个小矢量以及3个零矢量。

### 1.2 中点电位波动分析

从三电平逆变器的拓扑结构可知,若流过中点NP的电流不为零,就会导致直流侧电容充放电,从而影响NP电位。在所有基本矢量中,中矢量和零矢量会产生中点电位波动。但零矢量是成对出现的,且一对零矢量中的正、负零矢量对NP电位的作用相反,因此可通过调整零矢量的作用时间抑制中点电位波动<sup>[16]</sup>。但是这种方法会导致中点电位存在较明显的低频振荡,且低频振荡程度随着负载电流的增加而恶化,因此其在应用上具有一定的局限性。

针对中矢量对NP电位不可调和的缺陷,有学者提出利用原有中矢量和零矢量重新定义中矢量,使每个采样周期内流过NP的电流为零<sup>[12]</sup>。但是上述方法是仅考虑了 $U_{C1} = U_{C2}$ 这一特殊情况,当负荷不平衡时,会导致中点电位偏差增大。因此本文对直流母线电压不平衡时VSVPWM的建立进行推导。

## 2 VSVPWM技术原理

### 2.1 直流侧电位平衡时的VSVPWM技术

虚拟空间矢量是在传统的空间矢量基础上改进而成的。图2为VSVPWM策略6个大扇区中的第I扇区。与SVPWM相比,VSVPWM定义了既不向中点NP充电也不放电的虚拟中矢量,如图中 $U_{VM1}$ 所示。此外, $U_{V0}, U_{VSx}$ 和 $U_{VLx}(x=1,2)$ 分别表示虚拟零矢量、虚拟小矢量以及虚拟大矢量<sup>[13]</sup>。

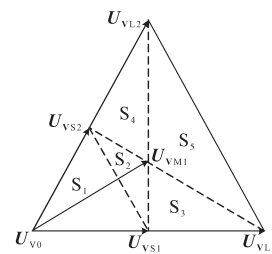


图2 I扇区中虚拟空间矢量示意图  
Fig.2 Virtual space vector of sector I

### 2.2 直流侧电压非平衡时的VSVPWM

与平衡情况不同,当直流侧电位不平衡时,图2所示的矢量图将不再完全对称。首先定义不平衡度 $\eta$ ,其表达式如下式所示:

$$\eta = (U_{C1} - U_{C2})/U_{dc} \quad (1)$$

直流侧电压非对称时,  $U_{C1}, U_{C2}$  的大小决定不平衡度  $\eta$  的正负,  $\eta < 0$  的空间矢量图如图3所示。

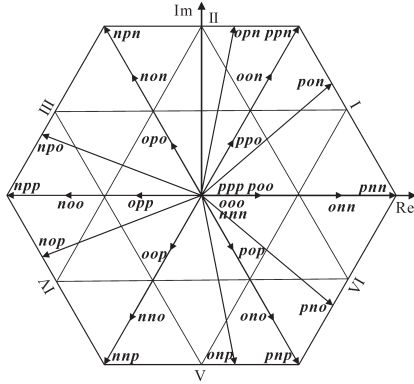


图3  $\eta < 0$  的空间矢量分布图

Fig.3 Space vector diagram with  $\eta < 0$

以第 I 扇区为例, 直流侧电压不平衡状态下各空间矢量的表达式如下式所示:

$$\begin{cases} V_{ooo} = V_{nnn} = V_{ppp} = 0 \\ V_{ppo} = (1/3 + j\sqrt{3}/3)U_{C1} \\ V_{oon} = (1/3 + j\sqrt{3}/3)U_{C2} \\ V_{poo} = 2/3U_{C1} \\ V_{onn} = 2/3U_{C2} \\ V_{pon} = (2U_{C1} + U_{C2})/3 + j\sqrt{3}/3U_{C2} \\ V_{ppn} = 2/3U_{dc} + j2\sqrt{3}/3U_{dc} \\ V_{pnn} = 4/3U_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

由图3及式(2)所示的空间矢量表达式可知, 当直流侧电位不平衡时, 零矢量( $ooo, nnn$ 和 $ppp$ )及长矢量( $ppn$ 和 $pnn$ )的长度与位置均未发生变化。但短矢量和中小矢量的变化非常明显。其中, 随着  $U_{C1} \neq U_{C2}$ , 成对小矢量( $oon$ 与 $ppo, onn$ 与 $poo$ )的方向不变, 但长度随  $\eta$  值的变化而不再相等。对于中矢量,  $\eta$  值的变化导致其长度和方向均发生变化。这就导致平衡状态下 VSVPWM 的虚拟矢量表达式可能不再适用。

但是 NP 电位不平衡状态下, 中矢量  $pon$  应始终落在正六边形空间矢量区的边界线上, 如图3所示,  $\eta$  值的正负影响中矢量  $pon$  的偏移方向。结合式(2)和不平衡度  $\eta$  的定义可以推导出空间电压矢量  $pon$  的表达式, 如下式所示:

$$U_{pon} = \frac{1}{4} [(\eta + 2)U_{pnn} + (2 - \eta)U_{ppn}] \quad (3)$$

式(3)表明中矢量  $pon$  依旧是由  $pnn$  和  $ppn$  以一定比例进行矢量合成而得。

为充分验证中矢量  $pon$  位于空间矢量图正六

边形的边界上, 将矢量  $pnn$  和  $ppn$  分别与  $pon$  做矢量差运算, 如下式所示:

$$U_{pnn} - U_{pon} = \frac{\eta - 2}{\eta + 2} (U_{pnn} - U_{ppn}) \quad (4)$$

由式(4)可知, 两个矢量差存在比例关系, 说明其方向均在两个长矢量  $pnn$  和  $ppn$  的连接线上, 即空间矢量图正六边形的边线上。这一发现为非平衡状态下的 VSVPWM 虚拟矢量的构建提供了理论基础。

虽然 NP 电位发生偏移, 但负载连接状态不因  $\eta$  的变化而变化, 因此给定空间矢量对 NP 电位的影响与平衡时是相同的。于是可以按照平衡状态的虚拟矢量构造原则重新定义非平衡状态下的虚拟矢量。仍以第 I 扇区  $\eta < 0$  为例, 虚拟空间矢量图如图4。

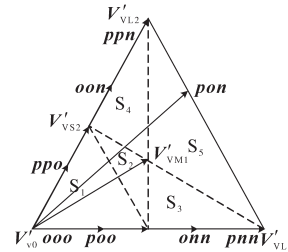


图4  $\eta < 0$  时 I 扇区中虚拟空间矢量示意图

Fig.4 Virtual space vector in sector I with  $\eta < 0$

虚拟矢量非平衡状态下的虚拟空间矢量的构建如下式所示:

$$\begin{cases} V'_{v0} = 0 \\ V'_{vs1} = (V_{poo} + V_{onn})/2 \\ V'_{vs2} = (V_{ppo} + V_{oon})/2 \\ V'_{vm1} = (V_{onn} + V_{ppo} + V_{pon})/3 \\ V'_{vl1} = V_{pnn} \\ V'_{vl2} = V_{ppn} \end{cases} \quad (5)$$

将式(2)代入式(5)中, 将发现 NP 非平衡状态下的虚拟矢量表达式与式(1)相同。上述过程说明 VSVPWM 的虚拟矢量定义表达式与  $\eta$  无关, 且其他扇区也适用此规律。因此, NP 电位不平衡时, VSVPWM 虚拟矢量的选择、开关状态序列以及作用时间划分等方法均可按照平衡时的方法进行。

### 3 NP 不平衡的 VSVPWM 策略

不平衡度  $\eta$  虽然不改变虚拟矢量的表达式, 但是会对开关周期内的平均电压和注入的零序电压产生影响。本节针对直流侧电压的不平衡控制对 VSVPWM 技术进行优化, 达到稳定所需

不平衡度  $\eta_{ref}$  的目的,并提高逆变器的输出电压质量。

根据式(1)及  $U_{C1} + U_{C2} = 2U_{dc}$ ,可以得到直流侧电容  $C_1, C_2$  两端的电压差与流入NP的电流  $i_{NP}$  之间的关系为

$$i_{NP} = i_{C1} - i_{C2} = C \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt} = CU_{dc} \frac{d\eta}{dt} \quad (6)$$

式中: $C$ 为直流侧电容值。

以一个采样周期  $T_s$  为  $\eta$  变化量的计算时间,设当前时刻的不平衡度为  $\eta(t)$ ,一个采样周期后不平衡度为  $\eta(t + 1)$ ,则根据式(6)可得下式所示的  $\eta$  变化表达式:

$$\eta(t + 1) - \eta(t) = \frac{i_{NP}T_s}{CU_{dc}} \quad (7)$$

若将一个采样周期结束的当前时刻不平衡度  $\eta(t + 1)$  与设定的不平衡度  $\eta_{ref}$  相比较可以得到需要调整的NP电流  $\Delta i_{NP}$ ,如下式所示:

$$\Delta i_{NP} = \frac{CU_{dc}}{T_s} [\eta_{ref} - \eta(t + 1)] \quad (8)$$

利用式(7)得到当前时刻的  $i_{NP}$ ,结合式(8)的  $\Delta i_{NP}$ ,即为需要调整的NP电流值  $i'_{NP}$ ,见下式:

$$i'_{NP} = \frac{CU_{dc}}{T_s} [\eta_{ref} - \eta(t)] \quad (9)$$

由式(9)可知,通过调整NP的电流可以使  $\eta$  稳定于给定的目标不平衡度  $\eta_{ref}$ 。而VSPWM策略定义虚拟矢量的目的正是使  $i_{NP} = 0$ ,所以要实现  $\eta$  的控制需要对VSPWM策略进行优化。

以 I 扇区  $\eta < 0$  时为例分析  $i_{NP}$  的调整策略。电压矢量作用顺序如图5所示,作用顺序为  $ppo - poo - pon - oon - onn - oon - pon - poo - ppo$ 。一个采样周期  $T_s$  内  $i_{NP}$  的平均值  $\bar{i}_{NP}$  可以用下式表示:

$$\bar{i}_{NP} = i_a d_{ao} + i_b d_{bo} + i_c d_{co} \quad (10)$$

式中: $d_{ao}, d_{bo}$  和  $d_{co}$  分别为  $a, b, c$  三相零电平的作用占比。

由于  $d_{ao}, d_{bo}$  和  $d_{co}$  可以通过注入零序电压分量进行修改,因此可以采用改变零序电压调节  $\bar{i}_{NP}$ 。

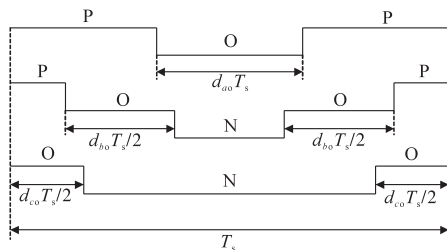


图5  $\eta < 0$  时 I 扇区中电压矢量作用顺序

Fig.5 Voltage vector sequences in sector I with  $\eta < 0$

然而,  $\eta$  的变化将引起空间电压矢量发生变化,因此导致计算VSPWM所需注入的零序电压过程变得十分复杂。为简化注入零序电压分量的计算过程,提出一种新的控制方法,该方法不需要改变零序电压的大小,仅需调整  $p, n$  电平的占空比实现零电平作用时间的变化。如图5所示,由于电压矢量  $pon$  将  $b$  相位的电流连接到NP,所以如果注入的零序电压保持不变的情况下要保持伏秒平衡,仅可以调整  $b$  相零电平的作用时间,即在现有  $d_{bo}$  的基础上增加一变化量  $\Delta d_{bo}$ 。当  $d_{bo}$  变化后,同一采样周期中的  $d_{bp}$  和  $d_{bn}$  也应进行相应调整,以保证总占空比不变。由于虚拟中矢量在合成时  $n, p$  电平的作用时间分别是  $(\eta + 2)/4$  和  $(2 - \eta)/4$  倍的  $T_s$ ,因此可根据其得到式(11)所示的调整后的  $o, p, n$  电平占空比  $d'_{bo}, d'_{bp}$  和  $d'_{bn}$  如下式所示:

$$\begin{cases} d'_{bo} = d_{bo} + \Delta d \\ d'_{bp} = d_{bp} - (2 - \eta)\Delta d/4 \\ d'_{bn} = d_{bn} - (2 + \eta)\Delta d/4 \end{cases} \quad (11)$$

结合式(9)和式(10),若想通过控制策略将  $\bar{i}_{NP}$  达到所需的NP电流值  $i'_{NP}$  仅通过调节  $d_{bo}$ , 改变其变化量  $\Delta d$  即可。尤其当在VSPWM策略的作用下使  $\bar{i}_{NP} = 0$  时,  $\Delta d$  的值将近取决于  $i'_{NP}$ , 如下式所示:

$$\Delta d = i'_{NP}/i_b \quad (12)$$

为确保  $d_{bo}, d_{bp}$  和  $d_{bn}$  的值均在区间  $(0, 1)$  内,  $\Delta d$  的取值界限如下式:

$$\begin{cases} \Delta d_{max} = \min [1 - d_{bo}, \frac{4d_{bp}}{2 - \eta}, \frac{4d_{bn}}{2 + \eta}] \\ \Delta d_{min} = \max [-d_{bo}, \frac{4(d_{bp} - 1)}{2 - \eta}, \frac{4(d_{bn} - 1)}{2 + \eta}] \end{cases} \quad (13)$$

零电平的作用时间增量的选取对于其他扇区同样适用。在实际应用中,通过闭环控制将给定的不平衡度  $\eta_{ref}$  与实时不平衡度  $\eta$  的差值作为控制器输入,使不平衡度稳定于给定的不平衡值,实现直流侧电压非对称控制,控制原理图如图6所示。

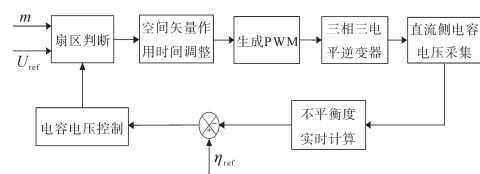


图6 改进的VSPWM控制图

Fig.6 Control diagram of advanced VSPWM



## 4 仿真分析与实验验证

### 4.1 仿真分析

通过 Matlab/Simulink 进行仿真试验,以验证本文所提出的针对 VSVPWM 的零序电压进行优化的策略对三电平 NPC 逆变器中点电位波动的抑制情况以及直流侧非对称控制的有效性。直流母线电压为 600 V,直流母线电容为  $C_1 = C_2 = 1000 \mu\text{F}$ ,采样频率为 5 kHz,基频为 50 Hz。逆变器的三相负载参数设定为: $R=10 \Omega, L=10 \text{ mH}$ 。设定调制度  $m = \sqrt{3} U_{\text{ref}}/U_{\text{dc}}$  值为 0.7 时验证优化的 VSVPWM 对中点电位的波动抑制。此时传统 VSVPWM 及优化的 VSVPWM 的中点 NP 电位的变化情况如图 7 所示。

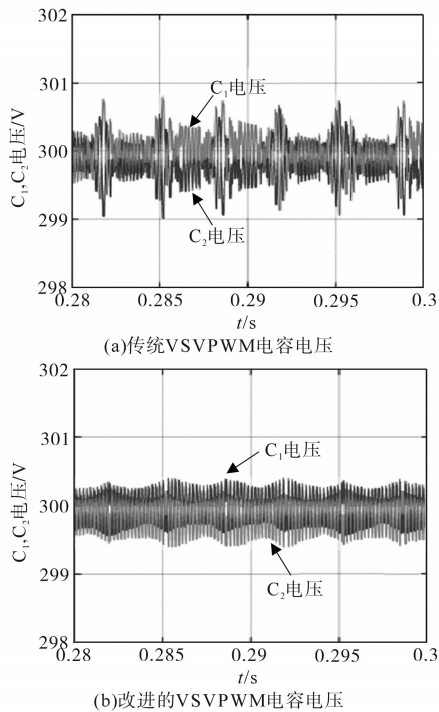


图7 改进VSVPWM对NP电位的抑制

Fig.7 The suppression of NP potential by advanced VSVPWM

由图7可明显看出改进的VSVPWM的电容电压波动更小,其两个电容电压的波动范围为299.6~300.4 V,优于传统VSVPWM控制下电容电压的波动范围299.1~300.7 V。充分说明改进的VSVPWM策略相比于传统的VSVPWN能够更好地降低NP电位波动。

为进一步验证本文提出的方法能够有效且快速地矫正不平衡度 $\eta$ ,特在电容 $C_1$ 和 $C_2$ 的电压分别为340 V和260 V,通过设定 $\eta_{\text{ref}} = 0$ 考察改进VSVPWM策略对直流侧电压平衡控制的能力。同

时,为说明本文提出的方法对于较宽范围的调制比均具有控制的优越性,在阻感性负载不变的情况下,将调制比分别设定为0.2和0.9。此时逆变器的输出线电压和中点电位变化情况如图8所示。图8展示了调制比为0.2及0.9时直流侧电容电压的变化情况。直流侧电容电压在初始时刻均为 $U_{C1} = 340 \text{ V}, U_{C2} = 260 \text{ V}$ ,0.1 s时在改进的VSVPWM的作用下电容电压趋向300 V,即 $\eta$ 值不断减小。调制比为0.2时在0.153 s两个电容的电压均约为300 V,电压平衡调节耗时0.053 s;当调制比为0.9时,电容电压的趋同过程仅用时0.029 s。随着调制比的增大,平衡控制的所需时间不断减少。仿真结果充分说明改进的VSVPWM可以快速、准确地实现中点电位的平衡控制。

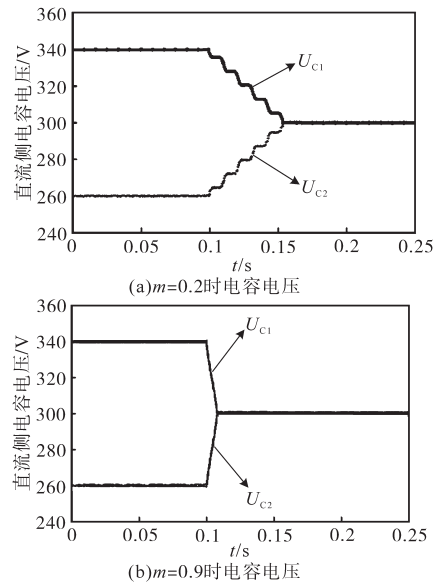


图8 改进VSVPWM对直流侧电压的平衡控制

Fig.8 The balance control of DC voltage with advanced VSVPWM

最后验证当调制比 $m = 1$ 时改进的VSVPWM策略在给定不平衡度 $\eta_{\text{ref}}$ 分别为0,0.5和-0.5的变化过程中能否对直流侧的电容电压实现有效控制。图9的仿真结果展示了不平衡度在0.6 s的仿真时间内由初始时刻的0变化为0.2 s时的0.5,再降低至0.4 s时的-0.5的过程中直流侧电容电压、相电压以及线电压的变化情况。在0~0.2 s内由于 $\eta_{\text{ref}}=0$ ,直流侧两电容电压相等。当 $\eta_{\text{ref}}=0.5$ 时,电容 $C_1$ 的电压开始攀升,电容 $C_2$ 两端电压下降,两者于0.247 s时刻达到稳定状态,并分别保持在375 V和225 V附近。在0.4 s时将 $\eta_{\text{ref}}$ 值设定为-0.5, $U_{C1}$ 迅速降低并稳定于此前 $U_{C2}$ 的电压值;同样 $U_{C2}$ 迅速上升并达到之前 $U_{C1}$ 的值,从 $\eta_{\text{ref}}$ 变

化到电容电压稳定耗时0.042 s,变化所需时间与 $\eta_{ref}=0.5$ 的电容电压变化时间近乎相等,这也说明不平衡度的绝对值相同时变化时间相等。整个过程中电容电压变化能够快速响应 $\eta_{ref}$ 的变化,并迅速达到稳定值,稳定后电压平稳,无大波动;同时相电压与线电压也根据 $\eta_{ref}$ 的变化而变化。直流侧电容电压的稳定情况说明改进的VSPWM策略可实现非平衡状态下的直流侧电压平稳控制。

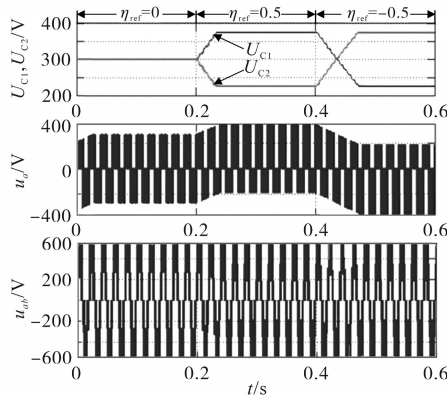


图9 不同给定不平衡度下直流侧电压控制( $m=1$ )

Fig.9 DC voltage control under varied  $\eta_{ref}$  ( $m=1$ )

4.2 实验验证

三电平NPC逆变器实验平台的主控制器采用TI公司的生产的TMS320F2812, IGBT模块型号为2MBI100U4H-170。直流侧电压与电容等参数与仿真验证的参数一致。为充分说明改进的VSPWM可以在较宽的调制比区间内保持良好的三电平输出特性,特在实验验证环节将调制比 $m$ 设定为0.1,  $\eta_{ref}$ 设定为0;同时,在实验环节增加逆变器抗负载扰动的性能测试,初始时刻的负载与仿真环节的参数相同,  $R=10\ \Omega, L=10\ \text{mH}$ ;当逆变器稳定后在原有负载基础上并联阻感负载  $R_1=5\ \Omega, L_1=20\ \text{mH}$ 。并与传统的VSPWM方法控制下的中点电位波动 $\Delta U_c(U_{c1} - U_{c2})$ 、相电流、线电压进行对比,对比结果如图10所示。

图10中,50 ms时刻改变负载情况,即增加了负载扰动。此时从相电流的变化得知,在传统VSPWM和改进的VSPWM算法的控制下均能在外界扰动增加的情况下快速响应。同时,线电压和中点电位无明显变化,说明电压受负载扰动影响不大,具有较好的稳定性。但改进的VSPWM算法的优势在于:当调制比很小时仍能保持三电平输出,这是因为在调制比较低时传统VSPWM算法只有虚拟小矢量和虚拟零矢量参与参考矢量的合成,而改进的VSPWM由于零矢

量占比的优化使虚拟零矢量、虚拟小矢量以及虚拟中矢量共同参与参考矢量合成且各虚拟矢量的作用具有连续性。此外,改进VSPWM算法的另一优势是相电流谐波含量(THD=2.94%)明显小于传统VSPWM的相电流谐波含量(THD=3.48%);同时在中点电位波动上其幅值最大为1.3 V,较传统VSPWM策略中点电位最大波动1.9 V明显降低。

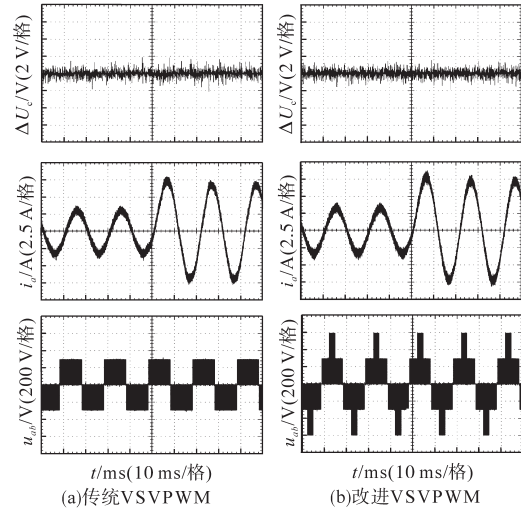


图10 负载扰动对比实验图( $m=0.1$ )

Fig.10 The comparison results with different load disturbance( $m=0.1$ )

图11为改进的VSPWM算法在 $\eta_{ref}$ 变化时对直流侧电容电压 $U_{c1}, U_{c2}$ 的控制情况,其中逆变器阻感负载为 $R=10\ \Omega, L=10\ \text{mH}$ ;调制比 $m=0.7$ ;不平衡度 $\eta_{ref}$ ,由初始时刻的0变为0.5。

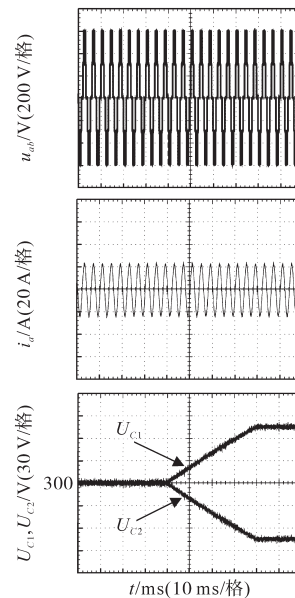


图11 非平衡电容电压控制( $m=0.7$ )

Fig.11 Unbalanced capacitor voltage control ( $m=0.7$ )

通过图 11 可知,在图中 40 ms 时刻给定不平衡度  $\eta_{\text{ref}} = 0.5$  后,电容电压  $u_{C1}, u_{C2}$  分别向相反的方向变化,并于 80 ms 时刻分别达到电容电压控制值 375 V 和 225 V。图 11 所示的实验验证结果表明  $\eta_{\text{ref}}$  变化的过程中线电压与相电流波形平稳,具有很好的稳定性。且直流侧电容电压响应速度快,控制时间少,实验结果与仿真结果相一致,充分说明了改进的 VSVPWM 算法的可行性、有效性以及在较宽调制比范围内所具有的优越性,并有效改善传统 VSVPWM 算法无法在直流侧电压已偏移的情况下调整直流侧电压以达到所需不平衡度要求的缺陷。

## 5 结论

针对传统 VSVPWM 算法面对直流侧电容电压非对称时无法有效进行中点电位非平衡控制以及调制比较小时输出线电压无法满足三电平逆变器输出要求的缺点,本文提出了改进的 VSVPWM 策略。改进的 VSVPWM 策略对任何不平衡度下的虚拟矢量的表达形式进行研究,发现与传统 VSVPWM 虚拟矢量定义表达形式上具有一致性,说明改进的 VSVPWM 可以继承传统 VSVPWM 算法在抑制中点电位波动方面的特性。并在此基础上研究了一种合成参考矢量的最近三虚拟矢量持续作用时间的分配方法,直流侧电压不平衡时可有效实现直流侧电容电压的非对称控制。仿真和实验研究均证明该方法在改善中点电位波动以及直流侧非对称控制方面的有效性和优越性,充分说明本文研究的 VSVPWM 策略是一种既能够平衡中点电位又能在直流侧母线电压不平衡时提高输出电压和电流质量的高级 PWM 策略,不仅优化现有的应用性能还可应用于对直流侧电容电压分别控制的特殊应用场合。

### 参考文献

- [1] Li X, Dusmez S, Akin B, *et al.* A new SVPWM for the phase current reconstruction of three-phase three-level T-type converters[J]. IEEE Trans. Power Electron, 2015, 31(3): 2627-2637.
- [2] 桂石翁, 吴芳, 万山明, 等. 变虚拟空间矢量的三电平 NPC 变换器中点电位平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(19): 5013-5021.
- [3] Jiao Y, Lu S, Lee F C. Switching performance optimization of a high power high frequency three-level active neutral point clamped phase leg[J]. IEEE Trans. Power Electron, 2014, 29(7): 3255-3266.
- [4] Chen W, Sun H, Gu X, *et al.* Synchronized space-vector PWM for three-level VSI with lower harmonic distortion and switching frequency[J]. IEEE Trans. Power Electron., 2016, 31(9): 6428-6441.
- [5] 范波, 谢冬冬, 赵伟刚. 基于 VSVPWM 的三电平中点电位补偿平衡控制[J]. 电气传动, 2014, 44(7): 38-43.
- [6] Beig AR, Kanukollu S, Hosani KA, *et al.* Space vector-based synchronized three-level discontinuous PWM for medium voltage high-power VSI[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2014, 61(8): 3891-3901.
- [7] Pou J, Zaragoza J, Ceballos S, *et al.* A carrier-based PWM strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 642-651.
- [8] 王志强, 邓臣臣, 谷鑫, 等. 基于中点钳位型三电平逆变器的改进型虚拟空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(18): 230-238.
- [9] JLee J S, Lee K B. Time-offset injection method for neutral-point AC ripple voltage reduction in a three-level inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 1931-1941.
- [10] Busquets-Monge 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.
- [11] Gui S W, Wang L, Huang S H. An improved VSVPWM strategy of considering neutral-point potential balancing in three-level NPC converter[J]. Applied Mechanics & Materials, 2014, 496-500: 1079-1083.
- [12] 范波, 赵伟刚, 刘刚, 等. 基于优化虚拟矢量的三电平逆变器中点电位平衡闭环控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 179-186.
- [13] 姜卫东, 杜少武, 史晓锋, 等. 中点钳位型三电平逆变器空间矢量与虚拟空间矢量的混合调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 47-53.
- [14] Park Y, Sul S K, Lim C H, *et al.* Asymmetric control of DC-link voltages for separate MPPTs in three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2760-2769.
- [15] 刘毅, 谭国俊, 何晓群. 基于伏-秒平衡特解规划的三电平中点电位低频脉动抑制 PWM[J]. 电工技术学报, 2017, 32(18): 152-161.
- [16] 毛炳奎, 成庶, 陈特放, 等. 一种考虑中点偏移的三电平逆变器容错控制策略[J]. 铁道科学与工程学报, 2019, 16(2): 509-517.

收稿日期: 2019-09-11

修改稿日期: 2019-10-11