

# 一种通用的基于预测控制的二极管钳位型变流器 载波调制均压策略

崔冬冬<sup>1,2</sup>, 葛琼璇<sup>1</sup>, 周志达<sup>1,2</sup>, 杨 博<sup>1,2</sup>, 谭 强<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室, 中国科学院电工研究所, 北京 100190;  
2. 中国科学院大学, 北京 100049)

**摘要:** 直流电容均压控制是二极管钳位型变流器的主要问题。本文以三电平二极管钳位型变流器为例,提出了一种通用的二极管钳位型变流器的载波调制均压策略。该均压策略通过在载波调制器的调制波中注入优化的零序电压来平衡各直流电容的电压。首先,给出了所注入零序电压的通用表达式,分析了零序电压对三电平二极管钳位型变流器中点电位的控制机理;其次,提出了一种基于预测控制的均压算法,计算所需的优化零序电压。仿真和实验结果表明,本文所提均压方法可有效控制三电平二极管钳位型变流器的中点电位,并可方便地扩展到更多电平数的二极管钳位型变流器。

**关键词:** 载波调制; 二极管钳位型变流器; 预测控制; 三电平; 均压控制; 零序电压

**DOI:** 10.12067/ATEEE1708057

**文章编号:** 1003-3076(2018)04-0024-11

**中图分类号:** TM46

## 1 引言

二极管钳位型变流器(Diode-Clamped Converter, DCC)于1981年被提出<sup>[1]</sup>。相比于级联H桥多电平拓扑,二极管钳位变流器具有电路结构简单、便于背靠背运行等优点,在中压高功率场合得到广泛的研究和应用<sup>[2,3]</sup>。

现有研究表明,三电平DCC的直流中点电位具有自平衡能力<sup>[2]</sup>。然而,实际应用中的非理想因素,如直流电容参数不一致等,会导致中点电位出现偏移<sup>[3]</sup>。此外,三相DCC的中点存在固有的三倍输出频率的低频电位波动<sup>[4,6]</sup>。中点电位偏差会导致输出电压畸变、开关器件电压应力增加等,因此必须设计有效的均压控制策略。

现有的三电平DCC均压算法可分为两类:基于空间矢量调制(Space Vector Modulation, SVM)的均压算法<sup>[7-14]</sup>和基于载波调制(Carrier-Based Pulse Width Modulation, CBPWM)的均压算法<sup>[15-19]</sup>。文献[7-10]通过调整冗余小矢量的时间分配来控制中点

电位。为降低开关频率,文献[11]在每个采样周期中只选用N型或P型小矢量。为完全消除中点电位低频波动,文献[12]在高调制比下只用小矢量和矢量来合成参考矢量,但缺点是输出相电压存在多级电平跳变。此外,文献[13,14]采用虚拟空间矢量调制,在任何调制比下均可完全消除中点电位波动,但与最近三矢量法相比,其输出电压的畸变度和器件平均开关频率更高<sup>[13]</sup>。基于SVM的均压算法拓展到更多电平的DCC时,调制复杂度将显著提高<sup>[20,21]</sup>,降低了算法的通用性。

相比于空间矢量调制,载波调制器结构简单,更加便于工程实现<sup>[22]</sup>。基于CBPWM的三电平均压算法通过在调制波中注入适当的零序电压<sup>[6,15-17]</sup>,或引入双调制波<sup>[18,19]</sup>来实现中点电位的控制。对三电平DCC而言,由于调制比、负载功率因数等的影响,瞬时中点电流与零序电压之间可能是非单调的分段线性关系<sup>[4]</sup>,基于传统的闭环控制<sup>[23]</sup>无法求得精确的零序电压。为此,现有的多数基于零序电压注入的载波均压方法,通过反馈的中点电位反推

收稿日期: 2017-08-18

基金项目: 国家重点研发计划项目(2016YFB1200602-20)

作者简介: 崔冬冬(1989-),男,山西籍,博士研究生,研究方向为高压大功率多电平变流器、交流传动;  
葛琼璇(1967-),女,江西籍,研究员,博导,研究方向为大功率电力电子变流技术。

所需注入的零序电压的计算表达式。文献[6]推导了需注入的零序电压的解析表达式,但忽略了零序电压对调制波极性的影响。文献[15]通过分类讨论零序电压对调制波极性的影响,给出了零序电压的表达式。文献[16]在不改变调制波极性的前提下,推导了中点均压所需注入零序电压的表达式,其不足是无法充分利用可注入的零序电压的范围。文献[4]证明了注入的零序电压与瞬时中点电流之间满足分段线性关系,文献[17]通过线性插值法给出了所需注入的零序电压精确值。为完全消除中点电位的低频波动,文献[18,19]将调制波分解为两个子调制波,其本质上是虚拟空间矢量调制的载波等效实现,因而也存在输出电压畸变大、器件开关频率高等不足。

上述基于零序电压注入的均压方法的不足是,只能平衡一个直流悬浮节点的电位。而对电平数大于3的DCC而言,需要同时平衡多个直流悬浮节点的电位,此时上述均压方法不能直接推广应用。为此,本文提出了一种通用的零序电压计算方法。该算法根据所提出的零序电压通用表达式,通过预测不同零序电压对直流电容电压的影响,确定优化的零序电压。相比于现有的基于载波调制的零序注入均压方法,本文所提的均压方法在不显著增加算法复杂度的前提下,即可扩展到电平数大于3的二极管钳位型变流器,且便于实现多目标控制,如直流电容均压、开关频率抑制等。

## 2 三电平DCC的中点电位分析

简化的三电平二极管钳位型逆变器(Diode-Clamped Inverter, DCI)拓扑如图1所示,其直流环节由两个串联的电容组成,通过控制桥臂开关器件的开关状态,可在桥臂的交流侧输出三种电平。

三相DCI通过载波层叠调制器控制。忽略负载电流的谐波,设三相DCI的归一化调制波和负载电流为:

$$\begin{cases} u_a(\omega t) = m \cos(\omega t) \\ u_b(\omega t) = m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c(\omega t) = m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_a(\omega t) = I_m \cos(\omega t - \varphi) \\ i_b(\omega t) = I_m \cos(\omega t - 2\pi/3 - \varphi) \\ i_c(\omega t) = I_m \cos(\omega t + 2\pi/3 - \varphi) \end{cases} \quad (2)$$

式中, $m$ 为调制比; $\omega$ 为基波角频率; $\varphi$ 为功率因数角; $I_m$ 为负载电流幅值。

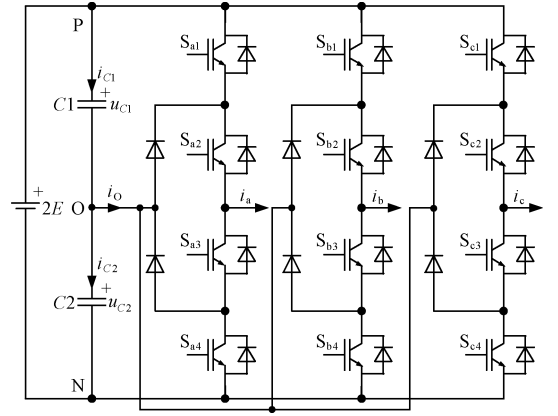


图1 三电平二极管钳位型逆变器简化拓扑  
Fig.1 Simplified topology of three-level diode-clamped inverter system

根据脉宽调制的原理,可得每个采样周期内中点电位的导通因子 $D_{0x}$ 为<sup>[6]</sup>:

$$D_{0x}(\omega t) = 1 - |u_x(\omega t)| \quad (3)$$

式中, $x = a, b, c$ 。

流出中点的电流 $i_0(\omega t)$ 可表示为:

$$i_0(\omega t) = \sum_{x=a,b,c} D_{0x}(\omega t) i_x(\omega t) \quad (4)$$

假设直流母线电压稳定,则电容电流 $i_{c1}(\omega t)$ 、 $i_{c2}(\omega t)$ 与中点电流 $i_0(\omega t)$ 之间满足:

$$i_{c1}(\omega t) = -i_{c2}(\omega t) = i_0(\omega t)/2 \quad (5)$$

中点电位在一个载波周期 $T$ 内的增量 $\Delta u_0$ 为:

$$\Delta u_0 = \Delta u_{c2} = \frac{1}{C} \int_t^{t+T} i_{c2}(\omega \tau) d\tau \quad (6)$$

式中, $C$ 为单个直流电容的容值; $\Delta u_{c2}$ 为电容 $C2$ 的电压增量。

由式(1)~式(4)可证明,一个基波周期内,流出中点的平均电流 $I_0$ 满足式(7),即任何调制比和功率因数下,三电平DCI的中点电位具备自平衡能力。然而,实际中由于非理想因素及DCC拓扑固有的中点电位低频波动,直流中点的电位可能发生偏移,必须设计必要的均压策略消除其电位偏差。

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_0(\omega t) d(\omega t) \equiv 0 \quad (7)$$

## 3 零序注入对中点电位的影响

本文提出了一种可保证三相调制波在线性调制区内的零序电压注入方法,并研究了不同调制比和功率因数下,该零序电压对中点电位的影响。

### 3.1 零序电压表达式

设含零序电压注入的三相改进调制波为:

$$\begin{cases} u_{az}(\omega t) = m\cos(\omega t) + u_z(\omega t) \\ u_{bz}(\omega t) = m\cos(\omega t - 2\pi/3) + u_z(\omega t) \\ u_{cz}(\omega t) = m\cos(\omega t + 2\pi/3) + u_z(\omega t) \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $u_z(\omega t)$  为所注入的零序电压。为保证改进调制波在线性调制区内, 可注入的最大零序电压  $u_{zH}(\omega t)$  和最小零序电压  $u_{zL}(\omega t)$  需满足:

$$\begin{cases} u_{zH}(\omega t) = 1 - u_{\max}(\omega t) \\ u_{zL}(\omega t) = -1 - u_{\min}(\omega t) \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $u_{\max}(\omega t)$  和  $u_{\min}(\omega t)$  分别为式(8)所示的三相正弦调制波的最大值和最小值。引入零序因子  $k$ , 则所注入的零序电压可统一表示为:

$$u_z(\omega t) = k[1 - u_{\max}(\omega t)] + (1 - k) \cdot [-1 - u_{\min}(\omega t)] \quad (10)$$

式中,  $0 \leq k \leq 1$ 。

3.2 零序电压对平均中点电流的影响

调制比为 0.7、零序因子为 0.5 时的改进三相调制波如图 2 所示。理论上, 将式(2)~式(4)、式(8)代入式(7), 可推导出含零序电压注入时, 一个基波周期内流出中点的平均电流  $I_{Oz}$ 。此时, 平均中点电流可表示为调制比  $m$ 、负载电流幅值  $I_m$ 、功率因数角  $\varphi$  和零序因子  $k$  的四元函数  $f(m, I_m, \varphi, k)$ 。然而, 由于调制波  $u_{xz}$  的过零点对应的相位角相对于调制比  $m$ 、零序因子  $k$  是非线性的, 难以求出不同调制比和零序因子下平均中点电流的统一表达式, 为此本文采用数值计算方法分析零序电压对中点电流的影响。各区域调制波的最大值和最小值如表 1 所示。

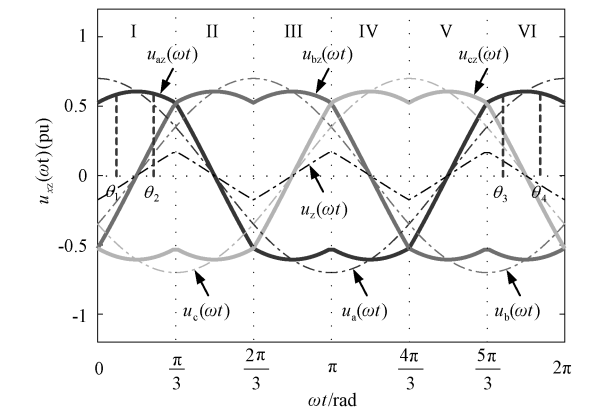


图2 含零序电压注入的三相改进调制波  
Fig.2 Three-phase improved modulation signals with zero-sequence voltage injections

为简化数值计算过程, 首先分析平均中点电流  $I_{Oz} = f(m, I_m, \varphi, k)$  的特性。图 2 中, 根据表 1 所示的最大调制波  $u_{\max}(\omega t)$  和最小调制波  $u_{\min}(\omega t)$ , 将

表1 各区域调制波的最大值和最小值

Tab.1 Maximum and minimum modulation signals in each region

区域	I	II	III	IV	V	VI
$u_{\max}$	$u_a$	$u_b$	$u_b$	$u_c$	$u_c$	$u_a$
$u_{\min}$	$u_c$	$u_c$	$u_a$	$u_a$	$u_b$	$u_b$

一个基波周期等分为 I ~ VI 六个区域。以 a 相为例, 在区域 I 和 VI 中任取两个关于  $\omega t = \pi$  对称的子区间  $[\theta_1, \theta_2]$  和  $[\theta_3, \theta_4]$ , 两区间的边界满足:

$$\begin{cases} \theta_1 + \theta_4 = 2\pi \\ \theta_2 + \theta_3 = 2\pi \end{cases} \quad (11)$$

根据式(8)和式(10), 两个子区间中 a 相的改进调制波  $u_{az\_I}$  和  $u_{az\_VI}$  分别为:

$$\begin{cases} u_{az\_I} = u_a + k(1 - u_a) + (1 - k)(-1 - u_c) \\ u_{az\_VI} = u_a + k(1 - u_a) + (1 - k)(-1 - u_b) \end{cases} \quad (12)$$

由式(2)~式(4)、式(12)可得, 两个子区间中由 a 相桥臂流出中点的总平均电流  $I_{Oas}$  满足:

$$\begin{aligned} I_{Oas} &= \frac{1}{2(\theta_2 - \theta_1)} \left[ \int_{\theta_1}^{\theta_2} D_{0a} i_a d(\omega t) + \int_{\theta_3}^{\theta_4} D_{0a} i_a d(\omega t) \right] \\ &= \frac{(2 - 2k)I_m \cos\varphi}{\theta_2 - \theta_1} (\sin\theta_2 - \sin\theta_1) + \\ &\quad \frac{m(k - 1)I_m \cos\varphi}{4} + \frac{\sqrt{3}m(k - 1)I_m \cos\varphi}{4(\theta_2 - \theta_1)} \cdot \\ &\quad \left[ \sin(2\theta_2 - \frac{\pi}{6}) - \sin(2\theta_1 - \frac{\pi}{6}) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)表明, 对区域 I 和 VI 中任意两个关于  $\omega t = \pi$  对称的子区间而言, 通过 a 相桥臂流出中点的总平均电流可表示为  $I_m \cos\varphi$  和一个关于  $m$  和  $k$  的二元函数的乘积。根据对称性, 此结论可拓展到其他区域和桥臂。因此, 一个基波周期内通过三电平 DCI 流出中点的平均电流  $I_{Oz}$  可表示为:

$$I_{Oz} = g(m, k) I_m \cos\varphi \quad (14)$$

式中,  $g(m, k)$  为调制比和零序因子的二元函数。式(14)表明, 对于确定的调制比  $m$  和零序因子  $k$ , 平均中点电流与  $I_m \cos\varphi$  成正比, 且当功率因数的极性不变时, 负载电流幅值和功率因数只影响平均中点电流的幅值, 而不改变其极性。据此, 当分析零序电压对平均中点电流的影响时, 可将  $I_m$  和  $\cos\varphi$  设为固定值。

不失一般性, 图 3 给出了当功率因数为 0.9、负载电流幅值  $I_m = 1A$  时, 不同调制比和零序因子下, 计算出的一个基波周期内流出中点的平均电流

$I_{Oz}(m, k)$ , 图 3(b) 同时给出了平均电流在  $m-k$  平面内的等高线分布。分析表明, 对于确定的调制比  $m$ , 通过改变零序因子  $k$  可以控制流出中点的平均电流的极性。具体而言, 当功率因数大于零时, 对特定的调制比, 当零序因子  $k$  小于 0.5 时(如图 3(b) 中的工作点 A), 平均中点电流的极性为正, 中点的电位将降低; 当零序因子大于 0.5 时(如图 3(b) 中的工作点 B), 平均中点电流的极性为负, 中点电位会升高。因此, 可以通过在三相正弦调制波中注入适当的零序电压, 来消除中点电位的偏移。

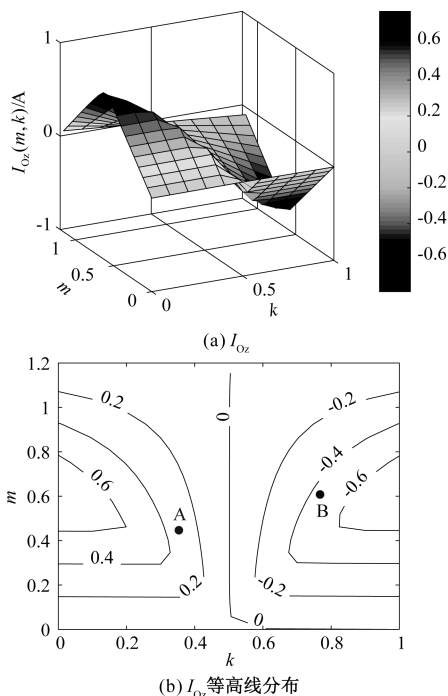


图 3 不同调制比和零序因子下的平均中点电流

Fig. 3 Average neutral point currents with different modulation indexes and zero-sequence factors

## 4 基于预测控制的载波均压策略

### 4.1 预测均压算法

基于载波调制的三电平 DCC 均压方法的主要难点在于确定所需注入的零序电压。近年来, 随着数字处理器性能的快速提高, 预测控制在电力电子领域正在得到广泛的研究和应用<sup>[24]</sup>。本文提出了一种基于预测控制的均压算法来计算所需的零序电压, 算法的流程图如图 4 所示。每个控制周期  $T$  中, 该均压算法的主要步骤包括:

(1) 采样三相正弦调制波  $u_x(\omega t)$ 、负载电流  $i_x(\omega t)$  和电容电压  $u_{C1}(\omega t)$ 、 $u_{C2}(\omega t)$ , 复位零序因子  $k=0$ 。

(2) 由式(8)~式(10)生成零序电压  $u_z(\omega t, k)$  和三相改进调制波  $u_{xz}(\omega t, k)$ 。

(3) 由式(3)和式(4)计算中点电流  $i_o(\omega t, k)$ , 并根据式(5)和式(6)预测本控制周期结束时刻的电容电压  $u_{C2}(\omega t + T, k)$ 。

(4) 评估式(15)所示的代价函数  $F(\omega t + T, k)$ :

$$F(\omega t + T, k) = |u_{C2}(\omega t + T, k) - u_{C2\_ref}| \quad (15)$$

式中,  $u_{C2\_ref}$  为电容  $C2$  的设定值。

(5) 递增零序因子  $k = k + \Delta k$ , 重复步骤(2)~步骤(4)直到  $k > 1$ , 其中  $\Delta k$  为零序因子的步长。

(6) 选取使代价函数最小的零序因子  $k$ , 生成所需的零序电压  $u_z(\omega t)$ 。

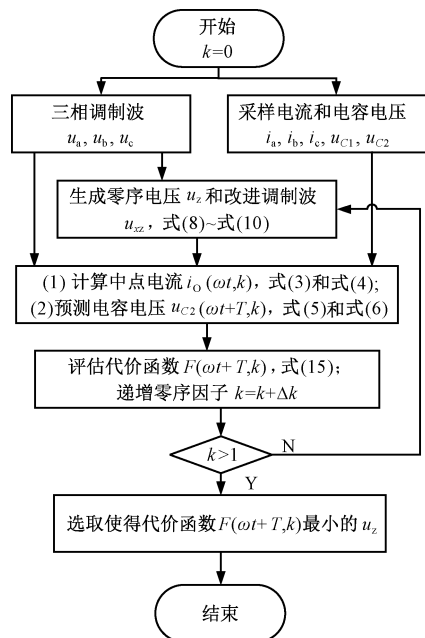


图 4 基于预测控制的均压算法流程图

Fig. 4 Flow chart of voltage balance algorithm based on predictive control

适当减小零序因子步长  $\Delta k$  可以提高预测均压算法的精度, 但会导致运算量增大。实际应用中, 需要根据性能要求在精度和运算量之间折中。

### 4.2 均压算法的拓展

相比于现有零序注入均压算法, 本文所提的基于预测控制的载波均压策略的主要优点是, 可以扩展到  $n$  电平的二极管钳位型变流器系统( $n \geq 3$ ), 且算法的复杂度没有显著增加。对  $p$  相  $n$  电平 DCC 而言, 设从直流母线正极到负极, 各直流电容依次为  $C_1 \sim C_{n-1}$ , 各悬浮节点依次为  $Nd\_1 \sim Nd\_n$ , 则相对于三电平 DCC 而言, 当预测均压算法应用于



$n$  电平 DCC 时,其主要差别为:

(1)采用文献[20]中计算五电平 DCC 各悬浮节点导通因子的方法,可求得直流环节  $n-2$  个悬浮节点在一个载波周期内的导通因子  $D_{Nd\_mx}$ ,  $m=1, 2, \cdots, n-2, x=1, 2, \cdots, p$ 。

(2)计算流出各悬浮节点的平均电流  $i_{Nd\_m}$ :

$$i_{Nd\_m} = \sum_{x=1}^p D_{Nd\_mx} i_x \tag{16}$$

式中,  $i_x$  为桥臂负载电流。

(3)根据悬浮节点平均电流  $i_{Nd\_m}$ ,计算各直流电容的平均电流  $i_{Ci}, i=1, 2, \cdots, n-1$ ,二者之间的关系为:

$$\begin{bmatrix} i_{C1} \\ i_{C2} \\ \vdots \\ i_{C_{n-1}} \end{bmatrix} = \frac{1}{n-1} \begin{bmatrix} n-2 & n-3 & \cdots & 1 \\ -1 & n-3 & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ -1 & -2 & \cdots & -(n-2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Nd1} \\ i_{Nd2} \\ \vdots \\ i_{Nd_{(n-2)}} \end{bmatrix} \tag{17}$$

(4)预测载波周期结束时刻各电容的电压,评估不同零序电压对直流电容影响的代价函数,如式(18)所示:

$$F(\omega t + T, k) = \sum_{i=1}^{n-1} |u_{Ci}(\omega t + T, k) - u_{Ci\_ref}| \tag{18}$$

式中,  $u_{Ci\_ref}$  和  $u_{Ci}(\omega t + T, k)$  分别为电容  $C_i$  的参考值和预测值。在代价函数中加入多个控制目标,所提出的预测算法还可以在保证直流电容电压平衡的前提下,实现多个控制目标,如降低器件开关频率等。

5 仿真研究

为验证所提预测均压算法在大功率应用中的性能,在 PSIM 中搭建了容量为  $2.6\text{MV}\cdot\text{A}$  的三电平二极管钳位型逆变器系统,负载为三相星接阻感负载。仿真系统的主要参数如表 2 所示。仿真研究了三电平 DCI 在不同调制比和功率因数下,预测均压算法的稳态和动态均压性能,并将该预测算法推广到四电平和五电平 DCI 中,验证算法的通用性。

5.1 稳态性能

在稳态下分析了不同功率因数和调制比组合时,所提均压算法消除三电平 DCI 中点电位低频波动的能力。

表 2 三电平 DCC 仿真系统参数

Tab. 2 Simulation parameters of three-level DCC

参数	数值
额定容量/(MV·A)	2.6
直流母线电压/V	5000
额定电流/A	700
单个直流电容容值/mF	4.7
阻感负载阻抗/ $\Omega$	2.5
基波频率/Hz	50
控制频率和载波频率/Hz	2000

首先,为验证所提均压算法在有功应用中的性能,阻感负载的功率因数设置为 0.9。不同调制比下均压算法对 midpoint 电位的低频波动的抑制能力如图 5 所示,其中均压算法在  $t=0.04\text{s}$  时使能。仿真结果表明,不使能均压算法时,直流电容电压存在三倍基波频率的低频波动。图 5(a)中,逆变器调制比为 0.6 时,使能均压算法后,中点电位低频波动的峰峰值从  $41.78\text{V}$  (1.67%) 减小为  $12.81\text{V}$  (0.51%)。图 5(b)中,逆变器调制比为 1.0,使能均压算法后,中点电位的低频波动的峰峰值从  $125.72\text{V}$  (5.03%) 减小为  $15.71\text{V}$  (0.63%)。仿真结果表明,在有功应用中,所提均压算法在高调制比和低调制比下均可有效消除中点电位的低频纹波电压。

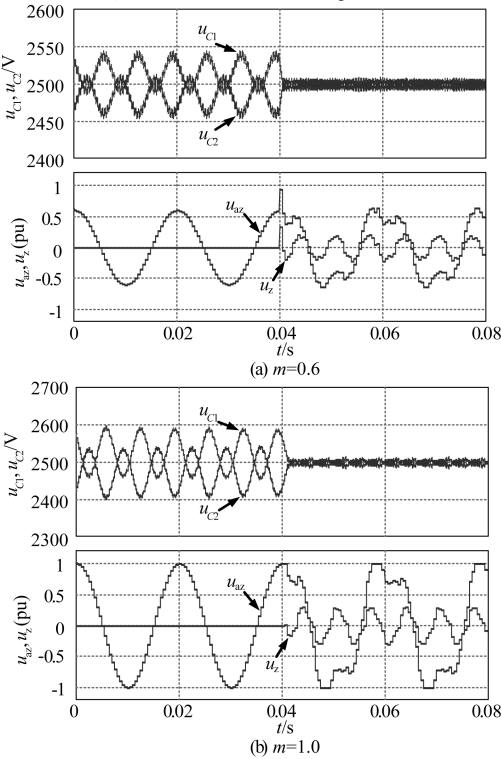


图 5 高功率因数下的稳态性能

Fig. 5 Steady-state performances with high power factors

为验证所提算法在无功应用中的性能,阻感负载的功率因数减小为 0.1,仿真结果如图 6 所示。当  $t < 0.04\text{s}$  时,均压算法不使能,中点电位存在 150Hz 的低频波动。图 6(a)中,逆变器的调制比为 0.6,使能均压算法后,中点电位的低频纹波从 60.49V (2.42%) 减小为 8.62V (0.35%)。在图 6(b)中,当逆变器的调制比为 1.0 时,使能均压算法后,中点电位的低频纹波从 165.82V (6.63%) 减小为 149.02V (5.96%)。此工况下,中点低频纹波的幅值有所减小,但无法完全消除。仿真结果表明,在无功应用中,所提预测均压算法只能在低调制比下有效消除中点电位的低频波动,此结论与文献[8]基于 SVM 均压算法得到的低频纹波消除规律一致。

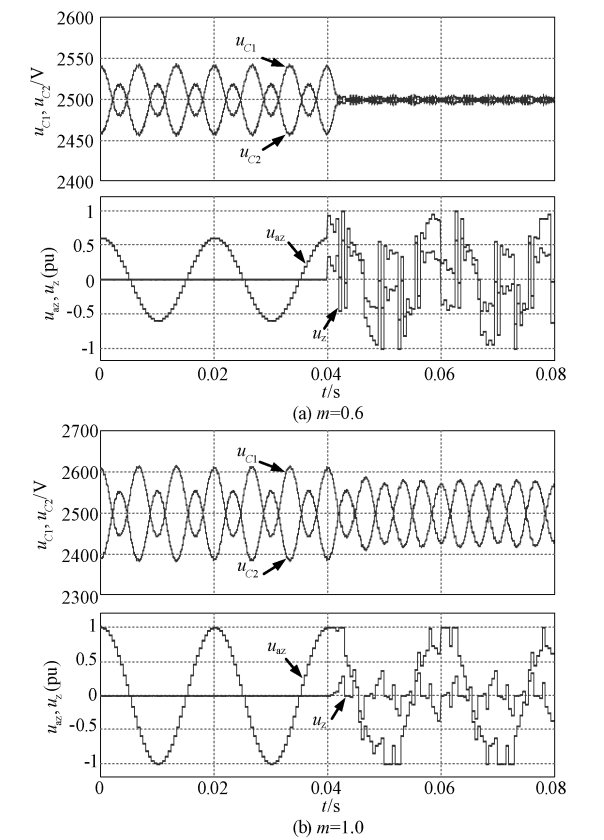


图 6 低功率因数下的稳态性能

Fig. 6 Steady-state performances with low power factors

5.2 动态性能

本文分析了不同功率因数下,所提算法消除中点电位直流偏置的能力,仿真结果如图 7 所示,其中逆变器调制比为 0.8,电容 C1 和 C2 的初始电压分别为 3000V 和 2000V,  $u_{ab}$  为逆变器输出的线电压。图 7(a)和图 7(b)中,负载的功率因数分别为 0.9 和 0.1。当  $t = 0.03\text{s}$  时使能均压算法后,图 7(a)和

图 7(b)的中点电位恢复平衡用时分别为 8.14ms 和 32.98ms,零序电压注入没有影响输出线电压的波形。仿真结果表明,所提算法在低功率因数和高功率因数应用中,均可有效消除中点电位的直流偏差。

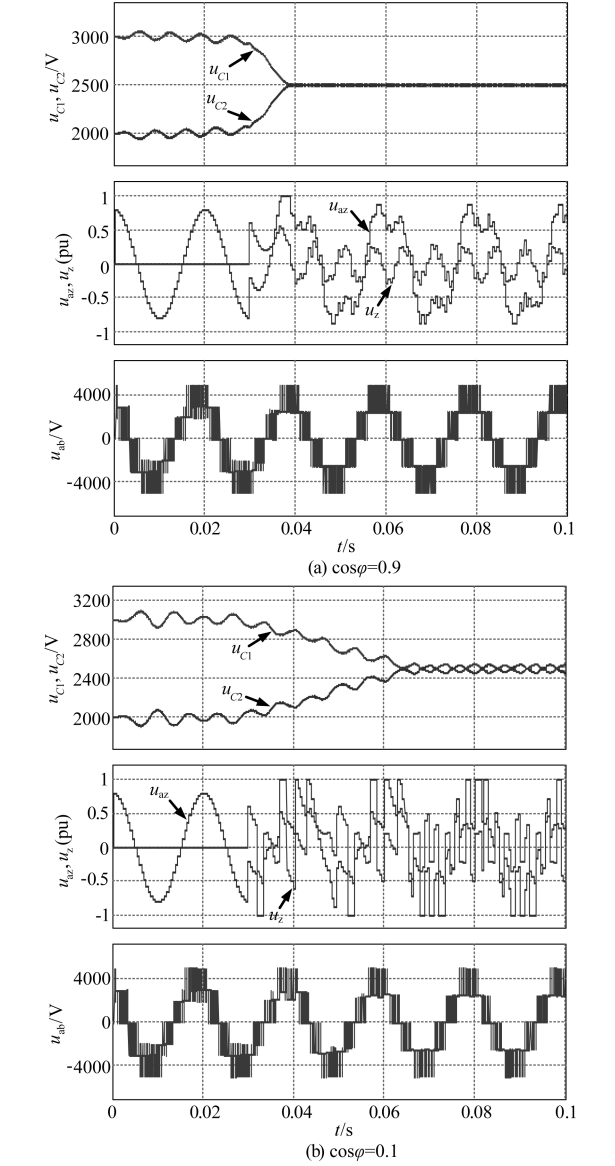


图 7 预测均压算法的动态性能

Fig. 7 Dynamic performances of proposed prediction-based method

5.3 预测算法的鲁棒性分析

所提的均压算法需要依赖系统的参数预测直流电容的电压,然而,实际应用中,所用元器件的参数存在分散性,因此有必要分析所提预测均压算法对模型参数的鲁棒性。以高功率因数负载为例,仿真分析了当预测均压算法所用的电容参数为 1.0mF 时(偏差 78.7%),预测均压算法的稳态性能,仿真结果如图 8 所示。图 8(a)中,三电平 DCC 的调制

比为 0.6,使能均压算法后,直流电容的低频纹波电压在 5.15ms 后被消除,稳态下纹波电压的峰峰值为 13.15V(0.53%)。图 8(b)中,逆变器调制比为 1.0,使能均压算法后 7.29ms,直流电容的低频纹波电压被消除,稳态下的纹波电压峰峰值为 18.16V(0.73%)。相比于图 5 的仿真结果,当所用的电容参数存在较大误差时,预测算法消除直流电容纹波电压的时间会加长,而电容的稳态纹波电压没有显著增大。图 8 的仿真结果表明,所提均压算法对模型参数误差有较好的鲁棒性。

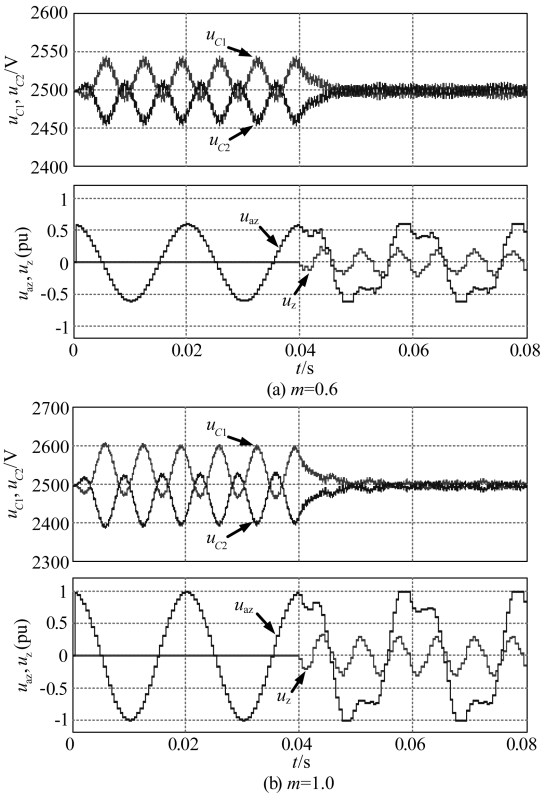


图 8 预测算法对参数的鲁棒性

Fig. 8 Robustness of prediction-based method against parameter errors

5.4 与现有零序注入算法的对比

选取了文献[17]提出的基于线性插值的精确零序算法,评估所提预测均压算法的均压性能。仿真分析了文献[17]所提均压方法在有功和无功应用中消除中点电位直流偏置的动态性能,仿真条件与图 7 相同,仿真结果如图 9 所示。当  $t=0.03\text{s}$  使能均压算法后,图 9(a)和图 9(b)中,中点电位恢复平衡用时分别为 8.07ms 和 31.42ms。作为对比,图 7 中本文所提预测算法计算的零序电压与图 9 中的精确算法求出的零序电压基本相同,直流电容

电压恢复平衡的时间稍有增加。总体而言,本文所提预测算法与精确零序算法具有相似的均压能力。

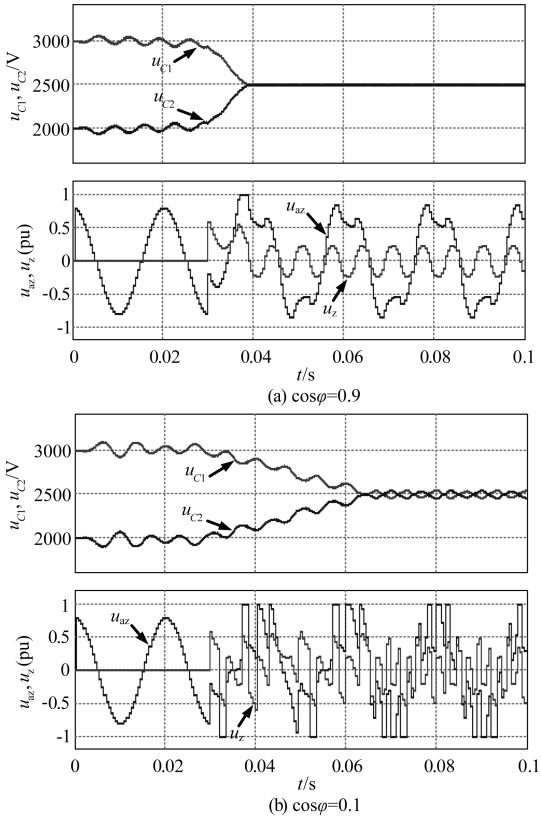


图 9 精确零序算法的动态性能

Fig. 9 Dynamic performances of precise calculation method

5.5 扩展到更多电平数的 DCC

为验证所提预测均压算法对二极管钳位型变换器的通用性,仿真中将该均压算法扩展到四电平和五电平 DCI。仿真中单个电容的电压均为 2500V,负载功率因数为 0.1,调制比为 0.8。四电平 DCI 直流环节由三个电容组成,从正母线到负母线依次为  $C1 \sim C3$ ;五电平 DCI 直流环节有四个电容,从正母线到负母线依次为  $C1 \sim C4$ 。仿真结果如图 10 所示,当  $t=0.1\text{s}$  时使能均压算法。图 10(a)中,使能均压算法前,四电平 DCI 的内侧电容  $C2$  持续放电;使能均压算法 18.42ms 后,三个直流电容恢复平衡。图 10(b)中,使能均压算法前,五电平 DCI 的内侧两个电容  $C2$  和  $C3$  持续放电,其直流环节无法自动平衡;使能均压算法后,四个直流电容在 31.26ms 内恢复平衡状态。零序电压的注入不影响四电平和五电平 DCI 的输出线电压波形。当二极管钳位型变流器的电平数增加时,相比基于空间矢量调制的均压方法,本文所提的均压算法及其调制器的复杂

度没有显著提高。仿真结果证明了所提均压策略对多电平二极管钳位型变流器具有通用性。

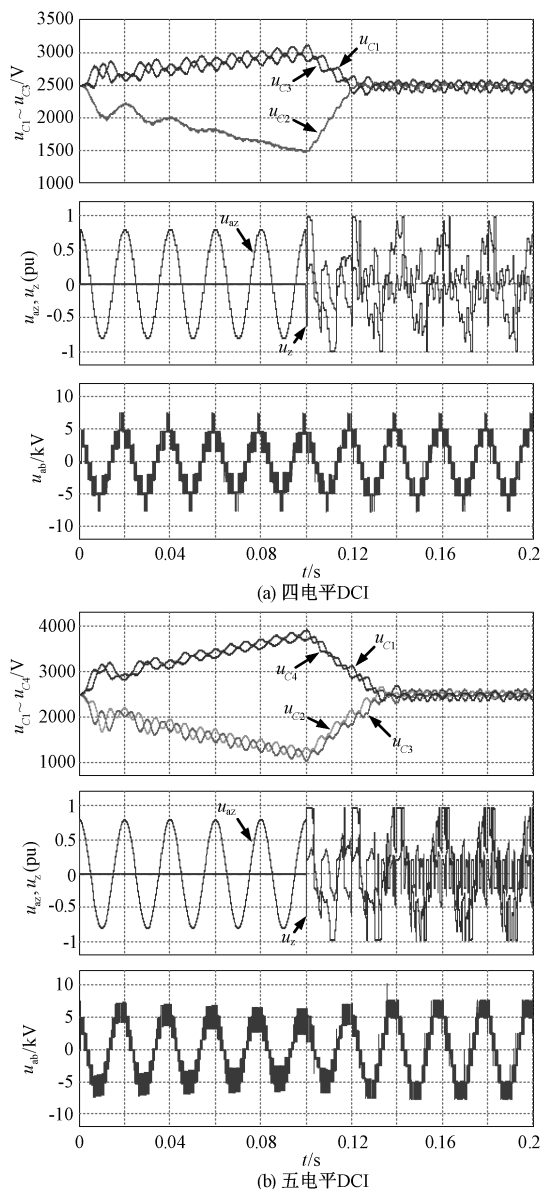


图 10 预测均压算法的扩展

Fig. 10 Extension of proposed prediction-based voltage balance method

## 6 实验验证

为实验验证所提均压算法的有效性,搭建了三电平二极管钳位型逆变器的小功率样机。逆变器前端为三相二极管整流器,负载为三相阻感负载。控制器基于 Motorola 的 MVME6100 系列 CPU 板卡实现,开关驱动信号通过基于 Spartan-3 XC3S400 的 FPGA 板卡产生。实验平台的直流母线电压为 200V,载波频率为 2kHz,逆变器输出的基波频率为

50Hz,单个电容的容值为 4.7mF。

### 6.1 稳态性能

首先,验证了所提均压算法消除中点电位低频波动的能力。在高功率因数下 ( $\cos\varphi = 0.954$ ),阻感负载的电阻为  $5.0\Omega$ ,电感为  $5.0\text{mH}$ 。图 11 为调制比分别为 0.6 和 1.0 时,逆变器的直流环节和输出侧的实验波形。图 11(a)中,均压算法使能前,中点的纹波电压为 0.71V (0.71%),使能均压算法后,中点纹波电压减小为 0.30V (0.30%)。图 11(b)中,不使能均压算法时中点的纹波电压为 1.86V (1.86%),启动均压算法后,中点纹波电压减小为 0.61V (0.61%)。图 11 的实验结果表明,在高功率因数场合,所提预测均压算法在高调制比和低调制比下均可以有效抑制中点电压的低频波动。

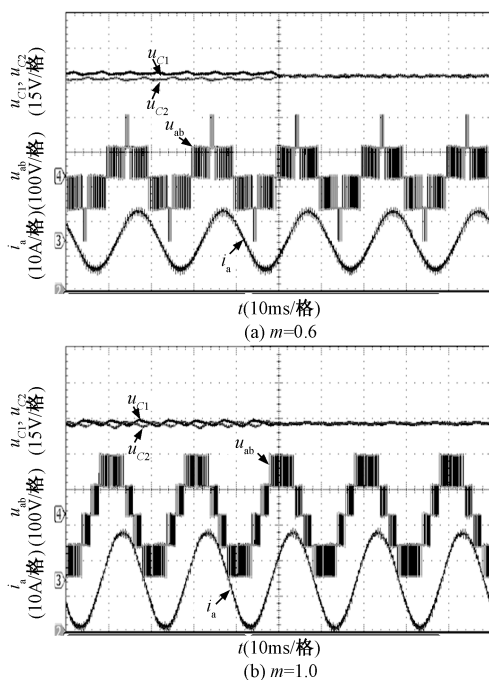


图 11 高功率因数负载下的稳态实验波形

Fig. 11 Steady-state experimental waveforms with high power factors

在低功率因数下 ( $\cos\varphi = 0.174$ ),阻感负载的电阻为  $0.5\Omega$ ,电感为  $9.0\text{mH}$ 。图 12 为不同调制比下,中点电位低频纹波的实验结果。此时虽然没有设置放电电阻,使能均压算法前仍可观察到两个电容的电压存在直流偏差。图 12(a)中调制比为 0.6,使能均压算法前,中点的纹波电压为 2.00V (2.00%),注入零序电压后,中点电位的直流偏差被消除,且纹波电压减小为 0.42V (0.42%)。图 12(b)中调制比增大为 1.0,启动均压算法前,中点纹波电压为



5.32V (5.32%)。注入零序电压后,中点纹波电压减小为4.53V (4.53%),但无法被完全消除。此结果与图6的仿真结果一致。实验结果表明,在低功率因数应用中,所提预测均压算法可减小中点纹波电压,但高调制比下无法完全消除中点电位的低频波动。

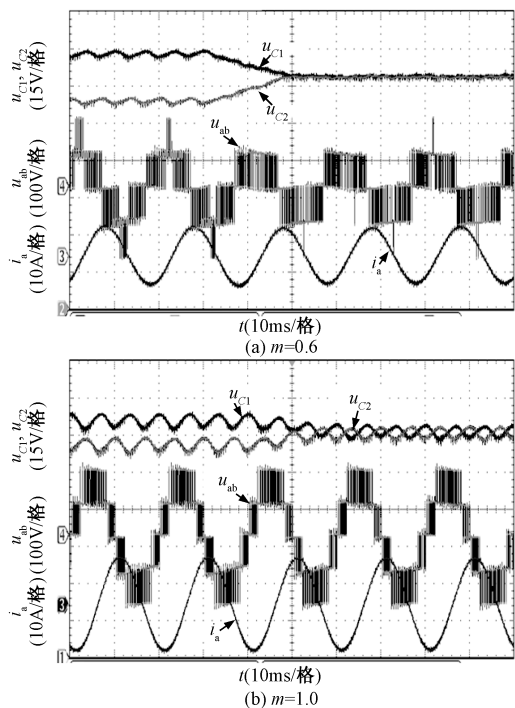


图12 低功率因数负载下的稳态实验波形

Fig. 12 Steady-state experimental waveforms with low power factors

## 6.2 动态性能

所提预测均压算法消除中点电位直流偏差的性能也通过实验进行了验证。为产生直流电容的初始电压偏差,在电容C2两端并联了700Ω的放电电阻。不同功率因数下,所提均压算法消除直流中点电位偏移的实验结果如图13所示,实验中调制比设置为0.8。图13(a)中,负载功率因数为 $\cos\varphi = 0.954$ ,使能均压算法前,直流中点的电压偏差为-5.76V (-5.76%)。均压算法使能后,电容电压在7.60ms内恢复平衡状态,稳态下中点纹波电压很小(0.56%)。图13(b)中负载功率因数减小为0.174,中点的初始电位偏差为-24.08V (-24.08%)。注入零序电压后,中点电位的直流偏差在54.21ms内被消除,稳态下中点电位纹波为2.33V (2.33%)。图13的实验结果表明,在有功和无功应用中,所提均压算法都可以有效抑制中点电位的直流偏差。

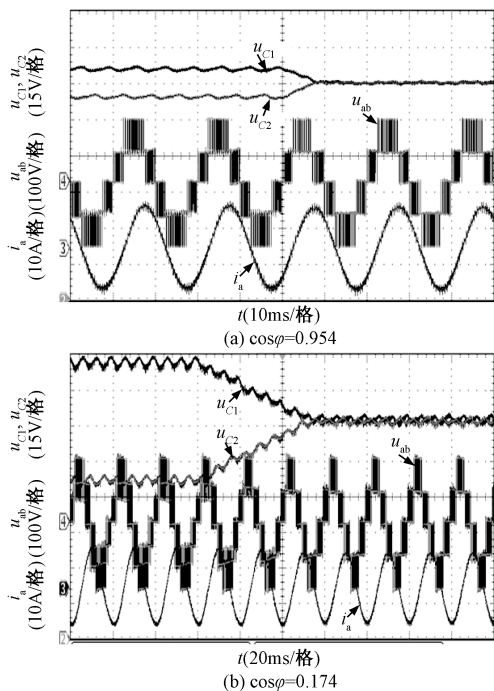


图13 均压算法的动态实验波形

Fig. 13 Dynamic experimental waveforms of proposed prediction-based method

## 7 结论

本文提出了一种适用于二极管钳位型变流器的载波均压策略,通过在调制波中注入适当的零序电压来平衡直流电容的电压。为获得所需的零序电压,提出了一种基于预测控制的均压算法。以三电平二极管钳位型逆变器为例,通过仿真和实验证明了所提均压算法可消除三电平中点电位的直流偏差,并抑制稳态下中点电位的低频波动。此外,所提均压算法对多电平二极管钳位型变流器具有通用性,对模型参数的误差有良好的鲁棒性,在无功补偿、直流输电等领域有着良好的应用前景。

## 参考文献 (References):

- [1] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, IA-17 (5): 518-523.
- [2] Kouro S, Malinowski M, Gopakumar K, et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (8): 2553-2580.
- [3] Kouro S, Rodriguez J, Wu B, et al. Powering the future of industry: High-power adjustable speed drive topologies [J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2012, 18

(4): 26-39.

- [4] Shen J, Schröder S, Rösner R, et al. A comprehensive study of neutral-point self-balancing effect in neutral-point-clamped three-level inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (11): 3084-3095.
- [5] Shen J, Schroder S, Roesner R. A neutral-point balancing controller for a three-level inverter with full power-factor range and low distortion [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49 (1): 138-148.
- [6] Ogasawara S, Akagi H. Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters [A]. Proceedings of Industry Applications Society Annual Meeting [C]. Toronto, Canada, 1993. 965-970.
- [7] 姜卫东, 王群京, 史晓锋, 等 (Jiang Weidong, Wang Qunjing, Shi Xiaofeng, et al.). 中点钳位型三电平逆变器在空间矢量调制时中点电位的低频振荡 (Low frequency oscillation of neutral point voltage of neutral-point-clamped three-level VSI under SVPWM control) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2009, 29 (3): 49-55.
- [8] Pou J, Pindado R, Boroyevich D, et al. Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52 (6): 1582-1588.
- [9] Choi U M, Blaabjerg F, Lee K B. Method to minimize the low-frequency neutral-point voltage oscillations with time-offset injection for neutral-point-clamped inverters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51 (2): 1678-1691.
- [10] 周京华, 贾斌, 章小卫, 等 (Zhou Jinghua, Jia Bin, Zhang Xiaowei, et al.). 混合式三电平中点电位平衡控制策略 (A hybrid three-level neutral-point balance control strategy) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2013, 33 (24): 82-89.
- [11] Choudhury A, Pillay P, Williamson S. Modified DC-bus voltage balancing algorithm for a three-level neutral-point-clamped PMSM inverter drive with reduced common-mode voltage [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52 (1): 278-292.
- [12] Choudhury A, Pillay P, Williamson S. Modified DC-bus voltage-balancing algorithm based three-level neutral-point-clamped IPMSM drive for electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (2): 761-772.
- [13] 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.
- [14] 胡存刚, 王群京, 李国丽, 等 (Hu Cungang, Wang Qunjing, Li Guoli, et al.). 基于虚拟空间矢量的三电平 NPC 逆变器中点电压平衡控制方法 (A neutral-point potential balancing algorithm for three-level inverter based on virtual-space-vector) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2009, 24 (5): 100-107.
- [15] 谢路耀, 金新民, 吴学智, 等 (Xie Luyao, Jin Xinmin, Wu Xuezhi, et al.). 基于零序注入的 NPC 三电平变流器中点电位反馈控制 (Neutral point voltage feedback control based on zero sequence injection for NPC three-level converter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2012, 27 (12): 117-128.
- [16] 姜卫东, 赵德勇, 汪磊, 等 (Jiang Weidong, Zhao Deyong, Wang Lei, et al.). 一种以降低逆变器开关损耗为目标并考虑中点电位平衡的适用于中点钳位式三电平逆变器的调制方法 (A modulation method with reduced switching losses and considering the neutral point voltage balance suitable for the neutral point clamped three-level inverter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (5): 1376-1386.
- [17] Wang C, Li Y. Analysis and calculation of zero-sequence voltage considering neutral-point potential balancing in three-level NPC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (7): 2262-2271.
- [18] Zaragoza J, Pou J, Ceballos S, et al. Voltage-balance compensator for a carrier-based modulation in the neutral-point-clamped converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (2): 305-314.
- [19] 姜卫东, 赵德勇, 胡杨, 等 (Jiang Weidong, Zhao Deyong, Hu yang, et al.). 基于载波实现的二极管钳位型三电平逆变器虚拟空间矢量脉宽调制方法 (Carrier-based virtual space vector pulse width modulation for diode clamped three-level inverter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (12): 153-160.
- [20] Saeedifard M, Iravani R, Pou J. Analysis and control of DC-capacitor-voltage-drift phenomenon of a passive front-end five-level converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (6): 3255-3266.
- [21] Busquets-Monge S, Alepuz S, Rocabert J, et al. Pulse-width modulations for the comprehensive capacitor voltage balance of n-level three-leg diode-clamped converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24

(5): 1364-1375.

- [22] 李宁, 王跃, 王兆安, 等 (Li Ning, Wang Yue, Wang Zhao'an, et al.). 一种三电平 NPC 变流器 SVPWM 策略的新型等效算法研究 (Research on novel equivalent algorithm of SVPWM strategy used in three-level NPC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (11): 11-17.

- [23] 张波, 葛琼璇, 王晓新, 等 (Zhang Bo, Ge Qiong-xu-

an, Wang Xiaoxin, et al.). 三电平 ANPC 变流器中点电位控制策略研究 (Research on neutral point potential balancing for three-level ANPC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (8): 1-7.

- [24] Kouro S, Perez M A, Rodriguez J, et al. Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2015, 9 (4): 8-21.

## General prediction-based voltage balance method for diode-clamped converters with carrier modulators

CUI Dong-dong<sup>1,2</sup>, GE Qiong-xuan<sup>1</sup>, ZHOU Zhi-da<sup>1,2</sup>, YANG Bo<sup>1,2</sup>, TAN Qiang<sup>1,2</sup>

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** Voltage balance of DC-link capacitors is the key problem of the diode-clamped converter (DCC). In this paper, three-level DCC is taken as an example, and a general carrier-based voltage balance method is proposed, which is characterized by injecting a zero-sequence voltage in the modulation signals. First, a general expression of the injected zero-sequence voltage was given, and the effects of the injected zero-sequence voltages on the neutral point currents were theoretically analyzed. Accordingly, a prediction-based algorithm was proposed to determine the optimal zero-sequence voltage. Simulation and experimental results prove that, with this method, the neutral-point voltage deviations of three-level DCC can be effectively suppressed. Besides, the proposed method can be conveniently extended to multilevel diode-clamped converters with more voltage levels.

**Key words:** carrier-based modulator; diode-clamped converter; predictive control; three-level; voltage balance control; zero-sequence voltage