

# 动态搜索调节调制波偏置的 SPWM 三电平逆变器 中点电压平衡控制方法

吕建国<sup>1</sup>, 吴馥云<sup>2</sup>, 胡文斌<sup>2</sup>, 应展烽<sup>1</sup>, 吴军基<sup>1</sup>

(1. 南京理工大学 能源与动力工程学院, 江苏 南京 210094;

2. 南京理工大学 自动化学院, 江苏 南京 210094)

**摘要:** 为解决三电平逆变器中点电压不平衡问题, 提出了一种动态搜索调节调制波偏置量(DSMO)的正弦脉宽调制(SPWM)方法。该方法通过采样中点电压, 根据调制比、输出电流的幅值、输出功率因数角在线计算出调制波偏置调节系数的限值范围, 搜索到最优的调节系数, 实现动态调节调制波的偏置量, 达到不同负载条件下的中点电压平衡控制的目的。与变载波幅值的方法相比, 所提方法的动态调节速度快、稳态误差小, 输出波形质量得到提高。仿真验证了理论分析的正确性, 最后在基于 DSP-CPLD 的二极管中点箝位型三电平逆变器实验平台上验证了该方法的可行性和有效性。

**关键词:** 三电平逆变器; 正弦脉宽调制; 动态搜索; 调制波偏置; 中点电压平衡

**中图分类号:** TM 464

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.12.011

## 0 引言

近年来, 多电平逆变器已经广泛地应用在中高压大功率变换场合, 其电路拓扑与控制方法也成为了研究热点。与两电平逆变器相比, 多电平逆变器具有功率开关器件电压应力低、电磁噪声低和输出波形谐波畸变率低等诸多方面的优点<sup>[1]</sup>。多电平逆变器输出电平数越多, 所得到的阶梯波平台阶数越多, 则输出波形越接近标准工频正弦波。三电平逆变器已成为多电平逆变器中的首选, 其中代表性的电路拓扑之一是二极管箝位型 NPC (Neutral Point Clamped) 三电平逆变器。该拓扑直流侧必须用到 2 个串联的直流母线电容, 则逆变器输出桥臂相电压有 3 种电平, 线电压有 5 种电平。在理想情况下, 每个电容的电压为直流母线电压的一半, 但实际系统中由于电容容值存在误差、开关器件特性不一致、三相不平衡运行等因素使得 2 个直流母线电容电压有偏差, 出现中点电压不平衡, 这是该拓扑固有的典型问题。中点电压不平衡情况将影响输出波形质量, 使得输出电压含有低频谐波(如 3 次谐波)或直流偏置, 同时会增加开关管的电压应力; 严重时损坏开关管, 影响系统正常工作<sup>[1-5]</sup>。因此, 中点电压平衡控制问题一直是三电平逆变器的研究重点。

针对该问题, 国内外学者提出诸多中点电压平

衡控制问题的方法, 主要分为 2 类主流的方法: 基于空间矢量调制进行中点电压平衡控制<sup>[2-9]</sup>; 基于载波调制进行中点电压平衡控制<sup>[10-16]</sup>。前者主要是通过重新分配冗余正负小矢量的作用时间实现中点电压平衡。后者主要是通过调制波中加入零序分量实现中点电压平衡。文献[2, 4, 9]提出了用其他矢量代替正负小矢量的空间矢量调制控制方法, 但是该类方法中点电压调整系数的算法较复杂, 不易于数字实现和更多电平逆变系统的控制。文献[6]提出了基于 60° 坐标系的改进型虚拟空间矢量控制方法, 无需进行扇区判断以及大量三角函数的计算, 解决中点电压偏移问题。文献[7]基于简化的空间矢量脉宽调制 SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) 算法, 提出了一种根据三相输入电流和中点电流波动精确控制中点电位的策略, 解决中点电位的直流偏差和电压波动问题。从文献[12-14]可以知道, 注入零序电压分量的方法, 其动态调节过程需要引入电流幅值、功率因数角、电容容值等因素, 才能提前预测上下电容电压偏差的变化量, 使电压偏差快速减小。

文献[10]提出了一种基于变载波幅值的正弦脉宽调制 SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation) 控制方案, 通过改变载波幅值实现中点电压的平衡, 该方法能够有效消除中点电压的直流偏置, 但该方法的控制对象为中点电压不平衡分量在一个工频周期的平均值, 因此控制周期长, 且对中点电压波动抑制效果不明显。

本文针对文献[10]所提方法的不足之处, 提出了一种动态搜索调节调制波偏置量 DSMO (Dynamic

收稿日期: 2014-11-14; 修回日期: 2015-09-13

基金项目: 江苏省科技支撑计划项目 (BE2013125); 江苏省产学研联合创新资金-前瞻性联合研究项目 (BY2013004-01)

Project supported by the Science and Technology Support Program of Jiangsu Province (BE2013125) and the Innovation Foundation of Science and Technology Department of Jiangsu Province (BY2013004-01)

Searching Modulation-wave Offset) 的 SPWM 控制方法(以下简称 DSMO 方法),达到控制中点电压平衡的目的。该 DSMO 方法通过采样中点电压,根据调制比、输出电流的幅值、输出功率因数角在线计算出调制波偏置量调节系数的限值范围,搜索到最优的调节系数,动态调节调制波的偏置量,达到不同负载条件下的中点电压平衡控制的目的。与文献[10]中变载波幅值的方法相比,本文所提 DSMO 方法的动态调节速度快、稳态误差小,提高了输出波形质量。该方法同样适用于 SVPWM 控制方法下的中点电压平衡控制。仿真和实验结果都验证了该方法的可行性和有效性。

## 1 中点电压不平衡的基本原理

如图 1 所示,定义  $dU_c$  为直流母线电容  $C_1$  和  $C_2$  上的电压差,简称电容电压差。因此,当中点电压平衡时,直流母线电容  $C_1$  和  $C_2$  的电压  $u_{c1} = u_{c2} = \frac{U_{dc}}{2}$ ,  $dU_c = 0$  即中点电压平衡。当直流母线电容  $C_1$  和  $C_2$  均分电压时,三电平逆变器每相桥臂输出有 3 种电平  $\left(\frac{U_{dc}}{2}, 0, -\frac{U_{dc}}{2}\right)$ 。以“P”、“O”、“N”分别表示输出 3 种电平对应的工作状态<sup>[17]</sup>。3 种输出电平与开关管工作状态的对应关系如表 1 所示。 $S_{xn}$  ( $x=a, b, c; n=1, 2, 3, 4$ ) 的“√”、“×”的状态分别表示该开关管的导通、关断状态<sup>[18-21]</sup>。

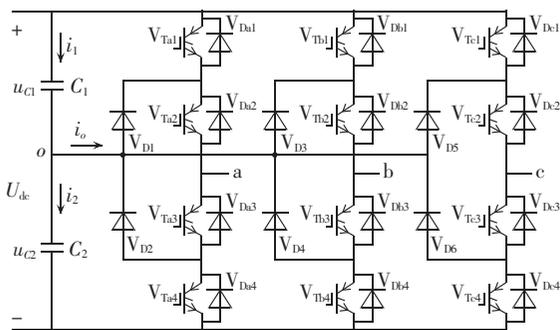


图 1 NPC 三电平逆变器主电路

Fig.1 Main circuit of NPC three-level inverter

表 1 输出电平与开关状态

Table 1 Output level and switch conditions					
工作状态	开关状态				输出桥臂电压
	$S_{x1}$	$S_{x2}$	$S_{x3}$	$S_{x4}$	
P	√	√	×	×	$\frac{U_{dc}}{2}$
O	×	√	√	×	0
N	×	×	√	√	$-\frac{U_{dc}}{2}$

理想条件下,若载波幅值为单位量,则三相正弦调制波为:

$$\begin{cases} u_a = m \sin(\omega t) \\ u_b = m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c = m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $m$  为调制比,  $0 \leq m \leq 1$ ;  $\omega$  为工频角频率。

每个载波周期,“O”状态作用的占空比表达式为:

$$\begin{cases} D_{a0} = 1 - m |\sin(\omega t)| \\ D_{b0} = 1 - m \left| \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right| \\ D_{c0} = 1 - m \left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| \end{cases} \quad (2)$$

三相负载电流为:

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b = I_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_c = I_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $I_m$  为负载电流的幅值;  $\varphi$  为功率因数角。

一个载波周期  $T_s$  内,流出中点  $o$  的平均电流  $i_o$ , 即中点电流  $i_o$  可以表述为<sup>[22]</sup>:

$$i_o = D_{a0}i_a + D_{b0}i_b + D_{c0}i_c \quad (4)$$

从图 1 分析可得,中点电流  $i_o$  与流经电容  $C_1$ 、 $C_2$  的电流  $i_1$ 、 $i_2$  的关系可表述为:

$$\begin{cases} i_1 = C_1 \frac{du_{c1}}{dt} \\ i_2 = C_2 \frac{du_{c2}}{dt} \\ i_o = i_1 - i_2 \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $u_{c1}$  为直流母线的正极与中点之间的电容  $C_1$  上的瞬时电压;  $u_{c2}$  为直流母线的中点与负极之间的电容  $C_2$  上的瞬时电压。

令  $dU_{C\_spwm}$  为传统 SPWM 方式下电容电压差,如果直流母线电容  $C_1$ 、 $C_2$  容值相等,即  $C_1 = C_2 = C$ ,则由式(4)、式(5)可以得到中点电流引起的电容电压差  $dU_{C\_spwm}$  为:

$$dU_{C\_spwm} = \frac{T_s}{C} (D_{a0}i_a + D_{b0}i_b + D_{c0}i_c) \quad (6)$$

将  $m$ 、 $I_m$ 、 $T_s$ 、 $C$  进行标幺化,可得  $u_a$ 、 $i_o$ 、 $dU_{C\_spwm}$  随  $\omega t$  的变化趋势如图 2 所示。

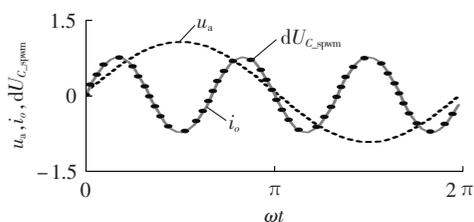


图 2 一个工频周期内  $u_a$ 、 $i_o$  和  $dU_{C\_spwm}$  的波形

Fig.2  $u_a$ 、 $i_o$  and  $dU_{C\_spwm}$  waveforms within a cycle

从图中可以看出,在一个工频周期内,  $i_o$ 、 $dU_{C\_spwm}$

均以 3 倍的工频频率波动。由于中点电流的波动引起中点电压的波动,因此,减小中点电流的脉动幅值,就能够达到控制中点电压平衡的目的。

## 2 DSMO 方法的控制原理与实现

本文 DSMO 方法控制下,在每个载波周期  $T_s$  内,以  $k dU_{C\_spwm}$  作为三相调制波的调节信号,其中  $k$  为调节系数,调节后的三相调制波表达式为:

$$\begin{cases} u_a = m \sin(\omega t) + k dU_{C\_spwm} \\ u_b = m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + k dU_{C\_spwm} \\ u_c = m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + k dU_{C\_spwm} \end{cases} \quad (7)$$

调节后,相应的“O”状态占空比的表达式为:

$$\begin{cases} D_{a0} = 1 - \left| m \sin(\omega t) + k dU_{C\_spwm} \right| \\ D_{b0} = 1 - \left| m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + k dU_{C\_spwm} \right| \\ D_{c0} = 1 - \left| m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + k dU_{C\_spwm} \right| \end{cases} \quad (8)$$

将式(8)代入式(6)可得,一个载波周期  $T_s$  内,调节后的  $dU_C$  的表达式为:

$$\begin{aligned} dU_C = & -\frac{T_s}{C} \left[ i_a \left| m \sin(\omega t) + k dU_{C\_spwm} \right| + \right. \\ & i_b \left| m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + k dU_{C\_spwm} \right| + \\ & \left. i_c \left| m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + k dU_{C\_spwm} \right| \right] \end{aligned} \quad (9)$$

由式(6)可得,在传统 SPWM 方法控制下,电容电压差  $dU_{C\_spwm}$  幅值的表达式为:

$$dU_{C\_m} = \begin{cases} \frac{m I_m T_s}{C} \left(1 + \frac{\cos \varphi}{2}\right) & -\pi \leq \varphi < -\frac{2\pi}{3} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{m I_m T_s}{C} \sin \varphi & -\frac{2\pi}{3} \leq \varphi < -\frac{\pi}{3} \\ \frac{m I_m T_s}{C} \left(1 - \frac{\cos \varphi}{2}\right) & -\frac{\pi}{3} \leq \varphi < \frac{\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{m I_m T_s}{C} \sin \varphi & \frac{\pi}{3} \leq \varphi < \frac{2\pi}{3} \\ \frac{m I_m T_s}{C} \left(1 + \frac{\cos \varphi}{2}\right) & \frac{2\pi}{3} \leq \varphi < \pi \end{cases} \quad (10)$$

当  $m$  和  $\varphi$  一定时,  $dU_C$  的脉动幅值由  $k$  值决定。为保证“O”状态占空比  $D_{a0}, D_{b0}, D_{c0}$  满足范围  $[0, 1]$ ,  $k$  的取值范围必须满足以下约束条件:

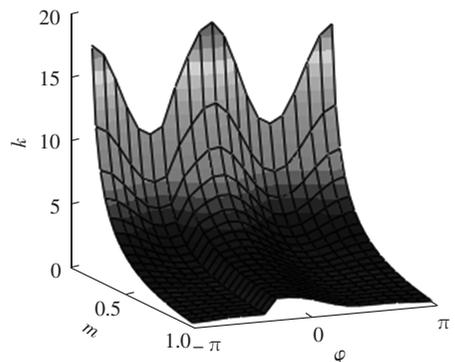
$$\begin{cases} \left| m \sin(\omega t) + k dU_{C\_spwm} \right| \leq 1 \\ \left| m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + k dU_{C\_spwm} \right| \leq 1 \\ \left| m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + k dU_{C\_spwm} \right| \leq 1 \end{cases} \quad (11)$$

将式(10)代入式(11),化简可得  $k$  可以取到的限值,则  $k$  的取值范围为  $[0, k_{\max}]$ 。其中,上限值  $k_{\max}$  为:

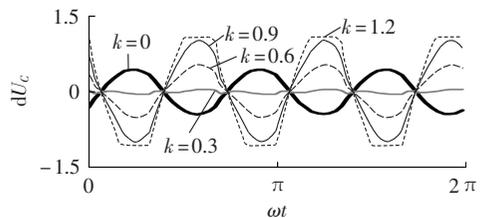
$$k_{\max} = \begin{cases} \frac{[2+2m \sin(\varphi/2)]C}{m I_m T_s (2+\cos \varphi)} & -\pi \leq \varphi < -\frac{2\pi}{3} \\ \frac{(2-\sqrt{3}m)C}{-\sqrt{3} m I_m T_s \sin \varphi} & -\frac{2\pi}{3} \leq \varphi < -\frac{\pi}{3} \\ \frac{[2-m \cos(\varphi/2)+\sqrt{3}m \sin(\varphi/2)]C}{m I_m T_s (2-\cos \varphi)} & -\frac{\pi}{3} \leq \varphi < 0 \\ \frac{[2-m \cos(\varphi/2)-\sqrt{3}m \sin(\varphi/2)]C}{m I_m T_s (2-\cos \varphi)} & 0 \leq \varphi < \frac{\pi}{3} \\ \frac{(2-\sqrt{3}m)C}{\sqrt{3} m I_m T_s \sin \varphi} & \frac{\pi}{3} \leq \varphi < \frac{2\pi}{3} \\ \frac{[2-2m \sin(\varphi/2)]C}{m I_m T_s (2+\cos \varphi)} & \frac{2\pi}{3} \leq \varphi < \pi \end{cases} \quad (12)$$

变量  $I_m, T_s, C$  标幺化后,  $k$  的取值范围与  $m, \varphi$  的关系如图 3(a)所示。  $k$  可取图中坐标轴底面与曲面所包围范围内的值。图 3(b)给出了不同  $k$  值时,  $dU_C$  的变化趋势。  $k$  值不同时,  $dU_C$  幅值不同。当  $\varphi = 0, m = 0.8$  时,  $k$  的取值范围满足:

$$0 \leq k \leq 1.5 \quad (13)$$



(a)  $k$  值的包络曲线图



(b)  $dU_C, k$  关系曲线 ( $\varphi = 0, m = 0.8$ )

图 3 中点电压  $dU_C$  和  $k$  的数学关系

Fig.3 Mathematical relationship between  $dU_C$  and  $k$

当  $k = 0.3$  时,  $dU_C$  幅值最小。因此,在计算出的  $k$  的取值范围内,必定存在一个最优的  $k$ ,使得中点电压的波动量较小,满足一定的阈值要求。此时,“O”状态的占空比包络曲线图如图 4 所示。

本文 DSMO 方法的简化原理图,如图 5 所示。其中 NPVC 是中点电压控制单元,  $u_a, u_b, u_c$  是叠加偏置量前的调制波信号,  $u'_a, u'_b, u'_c$  是叠加偏置量后的调制波信号。NPVC 的输入参数是  $m, \cos \varphi, I_m, dU_C$ 。NPVC 的主要功能是:通过采样直流母线电压、直流母线电

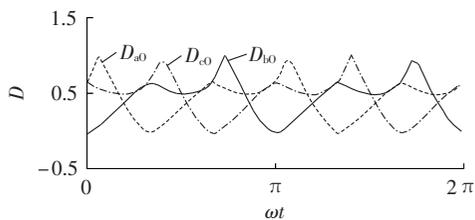


图 4  $k=0.3$  时“O”状态的三相占空比

Fig.4 Duty cycle of three phases for State O when  $k$  is 0.3

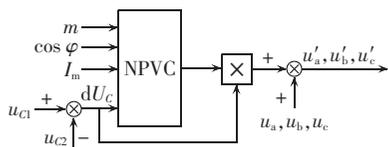


图 5 简化的中点电压控制原理图

Fig.5 Simplified schematic diagram of neutral-point voltage control

容  $C_1$  和  $C_2$  的电压、逆变器输出的电压和输出电流、由输出电压和输出电流之间的相位差得到功率因数角,在线计算出  $k$  的最优解取值范围,采用定步长、变步长或者智能搜索方法得到最优的  $k$  值,此时该最优值对应于电容电压差  $dU_C$  达到较小的稳定阈值,从而减小中点电压波动幅值、消除中点电压的直流偏置,实现对中点电压的平衡控制。

本文仿真和实验验证 DSMO 方法采用的是定步长得到最优的  $k$  值,其控制流程图如图 6 所示。其中,  $dU_{C\_pp}$  为  $dU_C$  的平均值;  $k_{\max(n)}$  为  $k_{\max}$  在每个工频周期更新一次的计算值;  $k_{\max(n-1)}$  为在上一个工频周期计算得到的  $k_{\max}$  值;  $k_m$  为当前控制周期的  $k$  的取值;

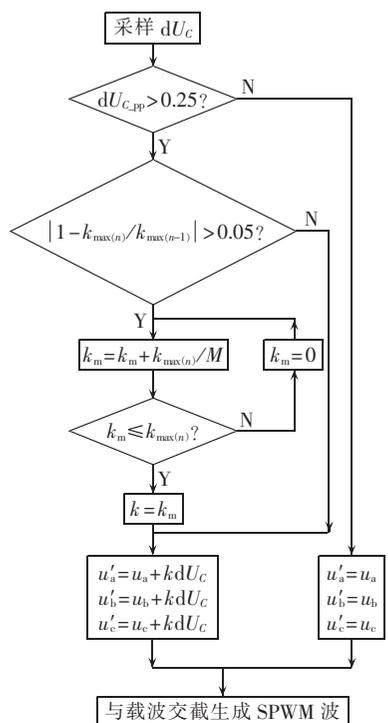


图 6 DSMO 方法的流程图

Fig.6 Flowchart of DSMO

$M$  为定步长搜索迭代次数,一般取 0~10。

### 3 仿真与实验结果

为验证本文提出 DSMO 方法的有效性,运用 MATLAB 搭建了 NPC 三电平逆变器的仿真模型。

仿真条件如下:直流母线电压  $U_{dc}=200$  V,直流母线电容  $C_1$  和  $C_2$  的电容容值均为  $150 \mu\text{F}$ ,调制比  $m=0.8$ ,载波频率  $f_s=20$  kHz,负载为三相对称阻性或阻感性负载,三相输出总功率  $P_o=200$  W。图 7 为仿真模型的原理图。

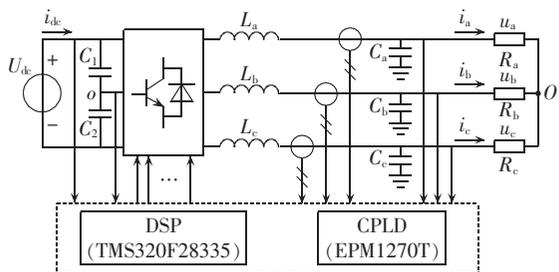


图 7 系统的原理图

Fig.7 Schematic diagram of system

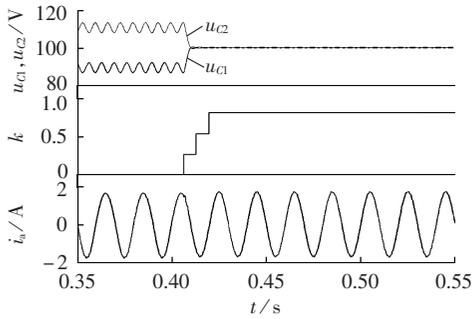
#### 3.1 仿真分析

当出现严重不平衡时,即直流母线电容  $C_1$ 、 $C_2$  上电压相差较大时,为验证 DSMO 方法的控制效果,在图 1 所示 NPC 三电平逆变电路中,直流母线电容  $C_1$  上并联  $2150 \Omega$  的电阻,使得直流母线电容  $C_1$  和  $C_2$  的等效阻抗不一致,图 8 给出了三相负载为阻性和阻感性时,文献[10]中采用的变载波幅值控制方法和本文 DSMO 方法的对比仿真结果。图 8 中,仿真波形依次是电容电压  $u_{c1}$  和  $u_{c2}$ 、调制波调节系数  $k$  或者变载波幅值调节量  $h$ 、a 相输出电流  $i_a$  波形。加入文献[10]变载波幅值控制方法和本文 DSMO 方法后的对比情况,如表 2 所示。

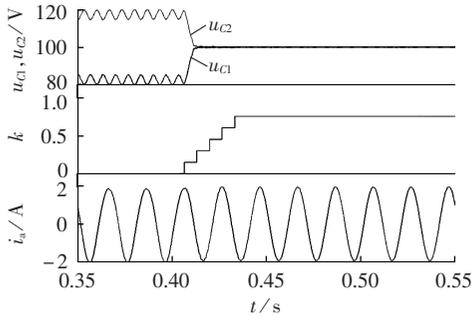
仿真结果表明采用本文 DSMO 方法时,系统在不同负载条件下,电容电压  $u_{c1}$ 、 $u_{c2}$  的偏差量均能快速地减小,且其波动幅值稳定在较小的阈值范围内,取得了较好的稳态效果。与文献[10]中变载波幅值的控制方法相比,本文所提 DSMO 方法在控制稳态误差和调节时间上有明显优势。

#### 3.2 实验验证

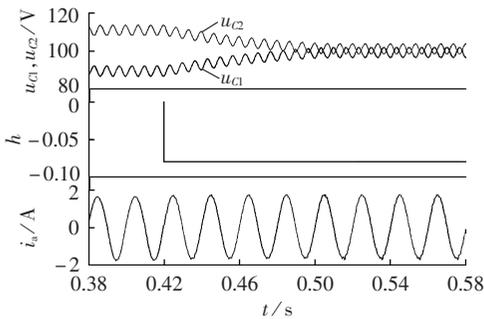
论文基于 DSP-CPLD 的二极管箝位型三电平逆变器实验平台进行了实验研究。系统采用 TMS320F28335 DSP 作为主控数字处理单元,实验条件与仿真条件相同。在直流母线电容  $C_1$  上并联  $2150 \Omega$  的电阻时,系统出现中点电压不平衡,加入文献[10]中变载波幅值控制方法和本文 DSMO 方法前后(控制前采用的是传统 SPWM 控制),直流母线电容  $C_1$  和  $C_2$  上的电压  $u_{c1}$  和  $u_{c2}$ 、a 相桥臂输出电压  $u_{ab}$ 、a 相负载电流  $i_a$  实验波形,如图 9 所示。



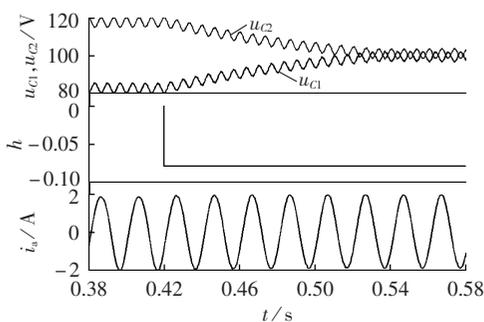
(a) 阻性负载时本文 DSMO 方法



(b) 阻感性负载时本文 DSMO 方法



(c) 阻性负载时文献[10]方法



(d) 阻感性负载时文献[10]方法

图 8 仿真波形

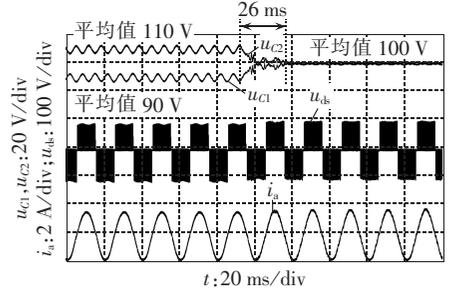
Fig.8 Simulative waveforms

表 2 仿真结果分析

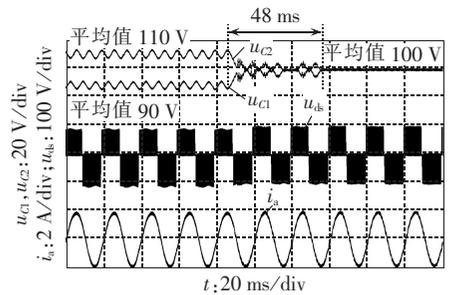
Table 2 Analysis of simulative waveforms

cos φ	dU <sub>c</sub> /u <sub>c1</sub> 或 u <sub>c2</sub> 的纹波量		调节时间	
	文献[10]	本文	文献[10]	本文
1	2 V/6 V	0 V/0.5 V	80 ms	20 ms
0.866	1 V/6 V	0 V/0.5 V	110 ms	34 ms

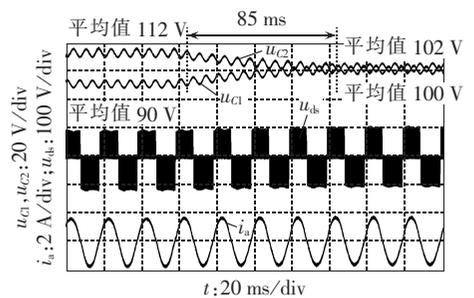
表 3 给出了三电平逆变器在出现中点电压不平衡时,文献[10]变载波幅值和本文 DSMO 方法作用下中点电压平衡控制效果和调节时间的情况。



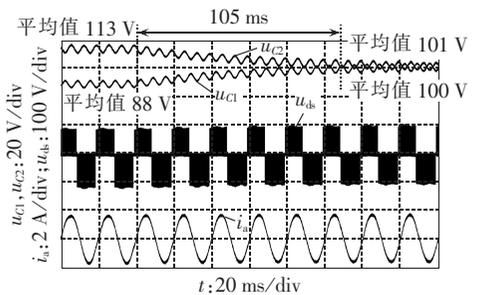
(a) 阻性负载条件时本文 DSMO 方法



(b) 阻感性负载条件时本文 DSMO 方法



(c) 阻性负载条件时文献[10]方法



(d) 阻感性负载条件时文献[10]方法

图 9 中点电压调节过程的实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of neutral-point voltage adjustment

表 3 实验结果对比

Table 3 Comparison of experimental results

cos φ	dU <sub>c</sub> /u <sub>c1</sub> 或 u <sub>c2</sub> 的纹波量		调节时间	
	文献[10]	本文	文献[10]	本文
1	2 V/6 V	0 V/1 V	85 ms	26 ms
0.866	1 V/6 V	0 V/1 V	105 ms	48 ms

在中点电压出现不平衡时,传统 SPWM、文献[10]变载波幅值和本文 DSMO 这 3 种方法作用下输出电流的谐波畸变率 THD(Total Harmonic Distortion)情况,如图 10 所示。从图中可以看出,不同负载条件下,传统 SPWM 和文献[10]中变载波幅值方法作用

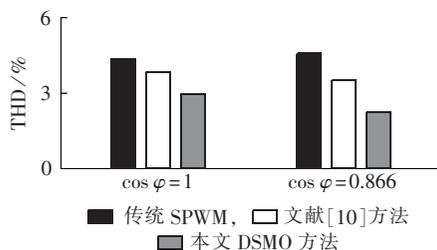


图 10 谐波含量实验值

Fig.10 Measured THD

时输出电流 THD 含量均超过了谐波标准(3%),而本文 DSMO 方法作用时,输出电流 THD 较低。

与文献[10]中变载波幅值的控制方法相比,本文所提 DSMO 控制方法的中点电压动态调节速度快、稳态误差小,且输出电流的 THD 低,输出波形质量得到提高。

#### 4 结论

针对二极管箝位型三电平逆变器的中点电压平衡控制问题,本文提出了一种 DSMO 方法。分析了该方法的基本原理,推导了调制波偏置量调节系数取值上限的表达式,给出了定步长搜索调制波偏置最优调节量的实现过程。通过仿真和实验对比分析了传统 SPWM、文献[10]变载波幅值和本文 DSMO 方法控制下的中点电压平衡控制效果和输出波形谐波值。得到以下结论:

a. 解决中点电压平衡问题,需要考虑中点电压的直流偏置和波动 2 方面的问题;

b. 本文 DSMO 方法能有效消除中点电压的直流偏置和抑制其纹波的波动幅值;

c. 与文献[10]中所提变载波幅值的控制方法相比,DSMO 方法在中点电压纹波抑制方面有明显优势且稳态误差小,在阻性或阻感性负载条件下,输出电流 THD 值更低,波形质量得到提高。

#### 参考文献:

[1] CELANOVIC N,BOROYEVICH D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2000,15(2):242-249.

[2] CHOI U M,LEE J S,LEE K B. New modulation strategy to balance the neutral-point voltage for three-level neutral-clamped inverter systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2014,29(1):91-100.

[3] CHOI U M,JEONG H G,LEE K B,et al. Method for detecting an open-switch fault in a grid-connected NPC inverter system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(6):2726-2739.

[4] LEE J S,LEE K B. New modulation techniques for a leakage current reduction and a neutral-point voltage balance in transformerless photovoltaic systems using a three-level inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,29(4):1720-1732.

[5] 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.

[6] 申张亮,郑建勇,梅军. 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[J]. 电力自动化设备, 2011,31(3):79-84.

SHEN Zhanliang,ZHENG Jianyong,MEI Jun. Capacitor potential balancing of neutral-point clamped three-level inverter based on improved virtual space vector PWM[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(3):79-84.

[7] 窦真兰,程孟增,李素英,等. 三电平 NPC 整流器控制及中点电位平衡控制技术[J]. 电力自动化设备,2011,31(10):32-37.

DOU Zhenlan,CHENG Mengzeng,LI Suying,et al. Decoupling control and neutral-point-potential balance control for three-level neutral-point-clamped rectifier[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(10):32-37.

[8] 王颖雄,肖飞,马伟明,等. 直流电压自控制三电平变流器的中点电压波动机理[J]. 电力自动化设备,2011,31(4):32-35.

WANG Haoxiong,XIAO Fei,MA Weiming,et al. Neutral-point voltage fluctuation mechanism of DC voltage self-controlled NPC three-level converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011,31(4):32-35.

[9] 胡存刚,王群京,李国丽,等. 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[J]. 电工技术学报,2009,24(5): 101-107.

HU Cungang,WANG Qunjing,LI Guoli,et al. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level inverter based on virtual-space-vector[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(5):101-107.

[10] 龚博,程善美,秦亿. 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.

[11] 谢路耀,金新民,吴学智,等. 基于零序注入的 NPC 三电平变流器中点电位反馈控制[J]. 电工技术学报,2012,27(12):117-128.

XIE Luyao,JIN Xinmin,WU Xuezhi,et al. Neutral point voltage feedback control based on zero sequence injection for NPC three-level converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(12):117-128.

[12] 宋强,刘文华,严干贵,等. 基于零序电压注入的三电平 NPC 逆变器中点电位平衡控制方法[J]. 中国电机工程学报,2004,24(5): 57-62.

SONG Qiang,LIU Wenhua,YAN Gangui,et al. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level NPC inverters by using analytically injected zero-sequence voltage[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(5):57-62.

[13] NGUYEN N V,NGUYEN B X,LEE H H. An optimized discontinuous PWM method to minimize switching loss for multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011, 158(9):3966-3968.

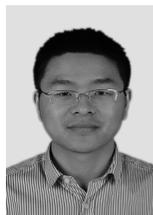
[14] FAN B,ZHAO W G,YANG W,et al. A simplified SVPWM algorithm research based on the neutral-point voltage balance for NPC three-level inverter[C]//IEEE International Conference on Automation and Logistics. Zhengzhou,China:IEEE,2012:

- 150-154.
- [15] KEIVANI H,ASKARI M R,KAVEHNIYA F,et al. Novel multi-carrier PWM method for a three-phase cascaded H-bridge multilevel inverter[C]//Universities Power Engineering Conference. Newcastle,UK:ISTP,2006:593-597.
- [16] 王顺亮,宋文胜,冯晓云. 一种负载不平衡情况下单相三电平脉冲整流器中点电位控制方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(10):79-85.  
WANG Shunliang,SONG Wensheng,FENG Xiaoyun. Neutral point voltage control for single-phase three-level pulse rectifier with unbalanced loads[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013,33(10):79-85.
- [17] 吴迪,伍小杰,苏良成,等. 基于开绕组电机的双三电平逆变器容错控制方法[J]. 电力自动化设备,2014,34(4):65-71.  
WU Di,WU Xiaojie,SU Liangcheng,et al. Fault-tolerant control of dual three-level inverter for open-end winding induction motor[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(4):65-71.
- [18] NARIMANI M,MOSCHOPOULOS G. Analysis and design of a new single-stage three-level PFC AC-DC converter[C]//Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE),2013 IEEE. Denver, CO,USA:IEEE,2013:4808-4813.
- [19] KO Y H,PARK B G,KIM R Y,et al. A simple space vector PWM scheme with neutral point balancing for three-level neutral point clamped inverter[C]//Industry Applications Society Annual Meeting(IAS),2011 IEEE. Orlando,FL,USA:IEEE,2011:1-6.
- [20] HAITHAM A R,JOACHIM H,JOSE R,et al. Medium voltage

multilevel converters;state of the art,challenges and requirements in industrial applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2010,57(8):2581-2596.

- [21] RODRIGUEZ J,BERNET S,STEIMER P K,et al. A survey on neutral-point-clamped inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2010,57(7):2219-2230.
- [22] ZHANG Z,THOMSEN O C,ANDERSEN M A. Discontinuous PWM modulation strategy with circuit-level decoupling concept of three level Neutral-Point Clamped(NPC) inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2013,60(5):1897-1906.

#### 作者简介:



吕建国

吕建国(1987—),男,江苏扬州人,博士研究生,主要从事电力电子与控制技术研究(E-mail:lvjianguo.china@gmail.com);

吴颖云(1988—),女,江苏淮安人,硕士研究生,研究方向为电力电子变换技术;

胡文斌(1970—),男,江苏南京人,副教授,博士,研究方向为轨道交通电气牵引系统、大功率变频器、开关电源、高频逆变器、

新能源发电;

应展烽(1982—),男,浙江台州人,讲师,博士后,研究方向为高压架空输电线路状态监测、高压电气设备热动态特性分析及大功率变换技术;

吴军基(1955—),男,河南南阳人,教授,博士研究生导师,研究方向为电气系统控制技术、现代数据采集与处理、飞行器测量与控制。

## Modulation wave offset adjustment by dynamic search to balance neutral-point voltage of three-level SPWM inverter

LÜ Jianguo<sup>1</sup>,WU Fuyun<sup>2</sup>,HU Wenbin<sup>2</sup>,YIN Zhanfeng<sup>1</sup>,WU Junji<sup>1</sup>

(1. School of Energy and Power Engineering,Nanjing University of Science and Technology,Nanjing 210094,China;

2. School of Automation,Nanjing University of Science and Technology,Nanjing 210094,China)

**Abstract:** Aiming at the neutral-point voltage imbalance of three-level inverter,a SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation) method is proposed,which adjusts the DSMO(Dynamic Searching Modulation-wave Offset). It samples the neutral-point voltage,online calculates the range of modulation wave offset adjustment coefficient according to the modulation ratio,output current amplitude and output power factor,and searches the optimal coefficient to dynamically adjust the modulation wave offset for balancing the neutral-point voltage in different load conditions. Compared with the variable carrier amplitude method,the proposed method has better dynamic response,smaller steady-state error and nicer output waveform quality. The simulative result proves the correctness of theoretical analysis and the experimental result of a DSP-CPLD-based NPC(Neutral Point Clamped) three-level inverter verifies the feasibility and effectiveness of the proposed method.

**Key words:** three-level inverter; sinusoidal pulse width modulation; dynamic search; modulation-wave offset; neutral-point voltage balancing