

# 三电平有源中点钳位型微网储能变流器直流侧中点电压优化控制策略

胡存刚<sup>1,3,4†</sup>, 邓娜<sup>2</sup>, 张云雷<sup>1,4</sup>, 王群京<sup>3,4</sup>, 罗方林<sup>1,5</sup>

(1. 安徽大学 电气工程与自动化学院, 安徽 合肥 230601; 2. 开封大学 电子电气工程学院, 河南 开封 475000;  
3. 教育部电能质量工程中心, 安徽 合肥 230601; 4. 安徽省工业节电与电能质量控制协同创新中心, 安徽 合肥 230601;  
5. 南洋理工大学 电气电子工程学院, 新加坡 639798)

**摘要:** 对三电平有源中点钳位型微网储能变流器的直流侧中点电压平衡优化控制策略进行了研究. 由于三电平半周期对称特定谐波消除脉宽调制方法(selected harmonic elimination pulse width modulation, SHEPWM)方程具有无数组解, 且每组解对应的开关状态矢量不同. 研究了特定谐波消除脉宽调制方法方程不同的解对应的开关状态矢量及其对中点电压的影响. 提出在每个周期动态选择合适的解使中点电压趋于平衡的控制策略. 该控制策略在消除特定低次谐波的同时, 有效的控制了直流侧中点电压波动, 因此提高了微网储能变流器并网输出电能质量和降低了对输出滤波器的设计要求. 最后搭建了三电平微网储能变流器仿真模型和实验平台对所提出的控制策略进行验证, 实验结果表明了该控制策略的有效性.

**关键词:** 微网储能; 变流器; 有源中点钳位; 中点电压平衡; 特定谐波消除

中图分类号: TM464, TM615 文献标识码: A

## Optimal control strategy of neutral-point potential for three-level active neutral-point-clamped microgrid energy storage converter

HU Cun-gang<sup>1,3,4†</sup>, DENG Na<sup>2</sup>, ZHANG Yun-lei<sup>1,4</sup>, WANG Qun-jing<sup>3,4</sup>, LUO Fang-lin<sup>1,5</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Anhui University, Hefei Anhui 230601, China;  
2. School of Electrical and Electronic Engineering, Kaifeng University, Kaifeng Henan 475000, China;  
3. Engineering Research Center of Power Quality, Ministry of Education, Hefei Anhui 230601, China;  
4. Anhui Provincial Collaborative Innovation Center of Industrial Energy-saving and Power Quality Control, Hefei Anhui 230601, China;  
5. School of Electrical and Electronic Engineering, Nanyang Technological University, 639798, Singapore)

**Abstract:** An optimal control strategy of the neutral point potential (NP) balancing for the three-level active neutral point clamped (3L-ANPC) micro grid energy storage converter is proposed in this paper. Due to the three-level half-wave symmetric selected harmonic elimination pulse width modulation (SHEPWM) equation has multiple solutions, and the corresponding switch state vectors of different solutions are different. The switching state vectors of the SHEPWM equation and their influences on the NP are studied. The NP balancing can be effectively controlled by choosing appropriate solutions in every fundamental period. The proposed control strategy can eliminate specific low order harmonics and also effectively control the fluctuation of NP. Therefore, the grid-connected output power quality is improved and the requirement of the output filter is reduced. Finally, the simulation model and experimental platform of three-level active neutral point clamped micro grid energy storage converter are built to verify the proposed control strategy. The simulation and experimental results are provided to verify the effectiveness of the proposed control strategy.

**Key words:** microgrid energy storage; power converters; active neutral point clamped; neutral-point potential balancing; selective harmonic elimination

## 1 引言(Introduction)

近年来, 随着可再生能源分布式发电的快速发展, 带储能环节的微网系统得到了越来越广泛的应用<sup>[1]</sup>,

双向储能变流器是微网系统中实现直流储能与交流电网之间双向能量传递的关键设备, 其性能决定微网系统的运行效率、可靠性和输出电能质量等重要指

收稿日期: 2016-05-12; 录用日期: 2016-09-07.

†通信作者. E-mail: hcg@ahu.cn; Tel.: +86 551-63861633.

本文责任编辑: 杨苹.

国家自然科学基金项目(51307002), 安徽省高校自然科学研究重大项目(KJ2016SD02)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (51307002) and College and University Major Natural Science Foundation of Anhui Province (KJ2016SD02).

标<sup>[2]</sup>.

目前微网储能变流器主要采用传统的两电平拓扑,其耐压等级低、输出谐波含量较大,如果将多电平技术应用于微网储能变流器中,具有耐压等级高、输出电压更接近正弦波、谐波含量小等优点,能够提高微网系统的容量、效率和输出电能质量.多电平拓扑主要有中点钳位型(neutral-point-clamped, NPC)、电容钳位型和级联型等<sup>[3]</sup>. NPC拓扑简单实用、控制成熟,是多电平变换器的主要使用形式<sup>[4]</sup>.然而,由于多电平变流器需要在高压大容量场合下长期稳定运行,需要研究散热问题来保证变流器工作的可靠性和使用寿命.为了改善NPC型拓扑因损耗分布不平衡而引起发热不均的问题,德国柏林科技大学的T. Bruckner学者提出了有源中点钳位型(active neutral-point-clamped, ANPC)三电平拓扑<sup>[5]</sup>,相比传统NPC拓扑,新型的ANPC拓扑使用可控的开关器件代替钳位二极管,在不影响输出波形品质的情况下,通过选择不同的电流回路可以有效实现器件的损耗平衡<sup>[6]</sup>.但研究表明,ANPC拓扑由于一些开关状态会使电流流过中点,从而引起直流侧中点电压的波动<sup>[7]</sup>,这种电压波动会引起储能变流器输出波形的变化,且由于并网电流的时变性,如不采取适当的控制措施,直流侧中点电压会有很大的波动,严重时致使输出波形严重畸变,输出谐波显著增加达不到并网要求.针对ANPC直流侧中点电压波动问题,国内外学者提出了多种控制策略,包括基于载波脉宽调制方法、基于特定谐波消除脉宽调制方法(selected harmonic elimination pulse width modulation, SHEPWM),和基于空间矢量脉宽调制方法的控制策略<sup>[8-10]</sup>.

其中, SHEPWM方法通过开关时刻的优化选择消除特定的低次谐波,具有在同样开关频率的条件下,波形质量和综合控制性能最优,而在同样波形质量的情况下,具有开关频率最低、开关损耗最小、直流电压利用率高等优点,在对波形质量和效率要求较高的微网系统具有明显优势.目前对SHEPWM的研究,较多的是求解非线性超越方程组方法<sup>[11-15]</sup>.且关于SHEPWM的研究很多都是假设输出波形1/4周期对称,这有利于简化非线性方程组的维数,但同时也减小了解空间,得到的解数量较少或可能不是最优解.由于1/4周期对称并不是SHEPWM必须满足的条件,而采用1/2周期对称可以达到同样的消谐波效果,且由于求解空间变大,可以得到无数组解,从而增加控制的灵活性<sup>[16-17]</sup>.

在SHEPWM控制下, NPC变换器同样需要保证中点电压的平衡,否则变换器无法正常工作.但采用SHEPWM方法时研究NPC变换器中点电压平衡的文献较少,文献[9]提出了一种调整SHEPWM开关角度来控制中点电压平衡的方法,通过研究得到,在中点电压偏移很小时通过微调开关角度可以在输出频谱

影响较小的情况下控制中点电压波动,但当中点电压偏移较大时,就需要对开关角度进行较大的调整,此时输出波形频谱将发生明显的变化,特定谐波无法消除,因而失去了SHEPWM控制策略的意义.

论文以三电平ANPC微网储能变流器为研究对象,采用半周期对称的SHEPWM控制方法,可以得到多组解,分析了不同的解对应的开关状态矢量对中点电压的影响,提出了一种有效控制中点电压平衡的优化控制策略.该控制策略根据当前中点电压的大小和相位,动态选择合适的SHEPWM解使中点电压趋于平衡.因此在消除特定低次谐波的同时,有效的控制了直流侧中点电压波动,提高了微网储能变流器输出电能质量和降低了对输出滤波器的设计要求.最后搭建了三电平微网双向储能变流器仿真和实验平台对所提出的控制策略进行了验证,实验结果表明了该控制策略的有效性.

## 2 三电平ANPC微网储能变流器(Three-level ANPC microgrid energy storage converter)

三电平ANPC微网储能变流器拓扑结构如图1所示.由储能电池、DC-DC变换器、三电平AC-DC变换器、滤波器和电网组成.

DC/DC部分电路原理简单,在此就不再赘述,下面重点对基于ANPC拓扑的三电平DC-AC变换器工作原理进行研究,三电平ANPC变流器每相桥臂由6个开关器件 $Sx1, Sx2, Sx3, Sx4, Sx5, Sx6$ (其中 $x$ 表示a, b, c三相)组成,各开关器件分别反并联一个续流二极管,由于钳位电路的作用,使得每相桥臂可以输出 $U_d/2, 0, -U_d/2$ 三种电平,分别用P, O, N表示.与NPC相比, P和N状态与NPC相同,而O状态时,电流流出与电流流入时各增加一条电流通路,电流既可以通过 $Sx2, Sx5$ ,也可以通过 $Sx3, Sx6$ ,电流的路径可以通过开关管的开通与关断控制的.这种O电平的冗余状态的加入为损耗在各个开关管之间的平衡提供了可能.因此,三电平ANPC变流器每相有6种开关状态,如表1所示.

表1 三电平ANPC变流器的输出开关状态

Table 1 The switching states of 3L-ANPC converter

输出电压	$Sx1$	$Sx2$	$Sx3$	$Sx4$	$Sx5$	$Sx6$	状态
$U_d/2$	1	1	0	0	0	1	P
0	0	1	0	0	1	0	OU1
0	0	1	0	1	1	0	OU2
0	0	0	1	0	0	1	OL1
0	1	0	1	0	0	1	OL2
$-U_d/2$	0	0	1	1	1	0	N

## 3 三电平半周期对称 SHEPWM (Three-level half-wave SHEPWM)

图2是半周期对称的三电平单相电压波形.

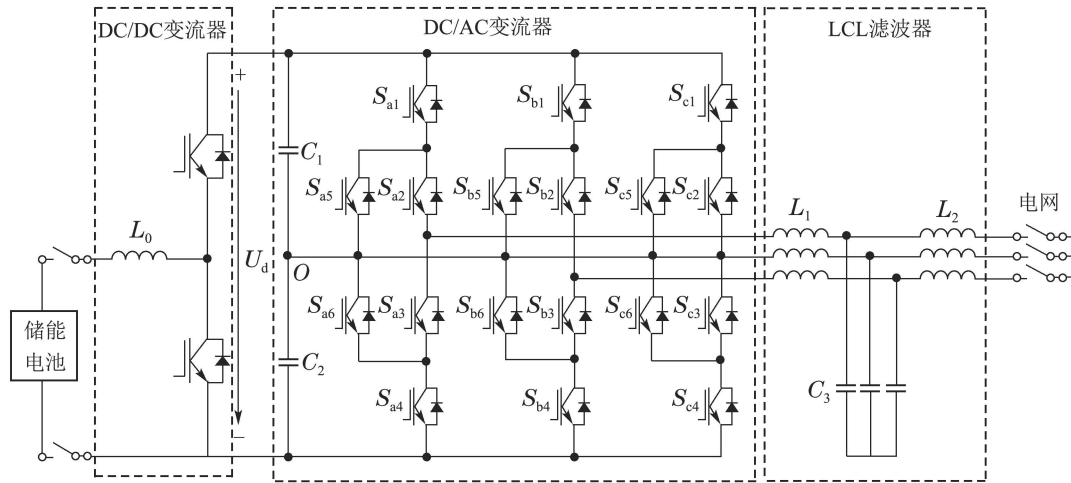


图1 三电平ANPC微网储能变流器拓扑

Fig. 1 3L-ANPC microgrid energy storage converter topology

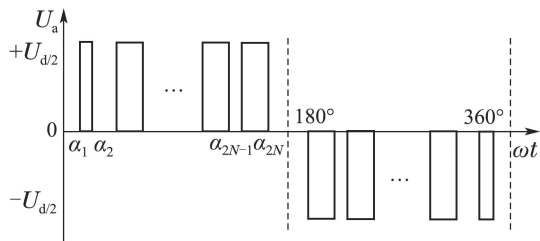


图2 半周期对称三电平SHEPWM相电压波形

Fig. 2 Three-level phase voltage waveforms of half-wave symmetry SHEPWM

由Dirichlet定理, 波形可以分解成如下的傅立叶级数:

$$U_{AN}(\omega t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t)] = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (1)$$

式中:

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{U_d}{2} \cos(n\omega t) d(\omega t), \quad (2)$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{U_d}{2} \sin(n\omega t) d(\omega t). \quad (3)$$

根据波形的对称性, 可得

$$\begin{cases} A_0 = 0, \\ A_n = \frac{2U_d}{n\pi} \sum_{i=1}^{2N} (-1)^i \sin(n\alpha_i) = C_n \sin \varphi_n, \\ B_n = \frac{2U_d}{n\pi} \sum_{i=1}^{2N} (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) = C_n \cos \varphi_n. \end{cases} \quad (4)$$

上式中:

$U_d$ 为直流侧电源电压,  $2N$ 为半周期内所取开关转换角个数.

开关角应满足条件

$$D: 0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_{2N-1} < \alpha_{2N} < \pi.$$

设三相电网中不存在零序谐波分量, 所以三相三电平ANPC储能变流器中重点消除的谐波次数为5, 7, 11, 13, ...,  $6i - 1, 6i + 1$  ( $i$ 为正整数).

由式(4)可知, 各次谐波的幅值是开关角 $\alpha_i$ 的函数, 只要适当地选择 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2N}$ 的值, 就可使 $U_{sm(i)} = 0$ , 即消除角频率为 $i\omega$ 的谐波.

设基波调制度为 $m$ , 要消除5, 7, 11, ...,  $6i - 1, 6i + 1, \dots, M$ 次谐波( $M$ 为拟消除的最高次谐波次数), 即得到方程如式(5):

$$\begin{cases} f_1(\alpha) = \frac{U_{sm(1)}}{U_{d/2}} = \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^{2N} (-1)^i \sin \alpha_i = m \sin \varphi_n, \\ f_2(\alpha) = \frac{U_{sm(1)}}{U_{d/2}} = \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^{2N} (-1)^{i+1} \cos \alpha_i = m \cos \varphi_n, \\ f_3(\alpha) = \frac{U_{sm(1)}}{U_{d/2}} = \frac{4}{5\pi} \sum_{i=1}^{2N} (-1)^i \sin(5\alpha_i) = 0, \\ f_4(\alpha) = \frac{U_{sm(1)}}{U_{d/2}} = \frac{4}{5\pi} \sum_{i=1}^{2N} (-1)^{i+1} \cos(5\alpha_i) = 0, \\ \vdots \\ f_{2N-1}(\alpha) = \frac{U_{sm(M)}}{U_{d/2}} = \frac{4}{M\pi} \sum_{i=1}^{2N} (-1)^i \sin(M\alpha_i) = 0, \\ f_{2N}(\alpha) = \frac{U_{sm(M)}}{U_{d/2}} = \frac{4}{M\pi} \sum_{i=1}^{2N} (-1)^{i+1} \cos(M\alpha_i) = 0. \end{cases} \quad (5)$$

显然, 式(5)是一个非线性超越方程组, 求解方法主要有数值方法和智能优化算法<sup>[11-15]</sup>, 论文采用混沌蚁群算法进行求解, 其求解方法见文献[14], 由于论文主要研究基于半周期对称SHEPWM的ANPC变流器中点电压平衡控制策略, 限于论文篇幅方程(5)的具体求解方法在此不再赘述。

式(5)所示的方程组构造了在1/2周期内用2*N*个开关角度来消除*N*-1个特定低次谐波的数学模型。方程组含有2*N*个自变量, 方程个数比消除同样谐波次数的传统1/4周期对称SHEPWM多一倍, 但开关次数是相同的, 并没有增加开关损耗。特定消谐技术只要求消除特定低次谐波, 并不一定要求基波的相位 $\phi_1 = 0$ , 因此方程组增加了一个自由变量, 而传统1/4周期对称SHEPWM隐含了基波的相位 $\phi_1 = 0$ , 这是两种SHEPWM方法的不同之处, 因此采用1/2周期对称SHEPWM在同样的消谐效果时求解空间变大, 可以得到无数组解<sup>[16]</sup>, 且每组解对中点电压的影响不同。

### 4 基于SHEPWM的中点电压控制策略(Control strategy of NP based on SHEPWM)

#### 4.1 SHEPWM 对中点电压的影响 (Influence of SHEPWM on NP)

在SHEPWM方法下, 每一时刻SHEPWM三相都有对应的输出状态矢量, 为了方便论述, 取消除5, 7, 11, 13, 17和19次谐波的一组三电平半周期对称SHEPWM解集为例进行研究, 其对应的开关角度为

$$\begin{cases} \alpha_1 = 15^\circ, \alpha_2 = 20^\circ, \alpha_3 = 27^\circ, \\ \alpha_4 = 96^\circ, \alpha_5 = 101^\circ, \alpha_6 = 112^\circ, \\ \alpha_7 = 116^\circ, \alpha_8 = 129^\circ, \alpha_9 = 132^\circ, \\ \alpha_{10} = 143^\circ, \alpha_{11} = 149^\circ, \alpha_{12} = 162^\circ, \\ \alpha_{13} = 168^\circ, \alpha_{14} = 173^\circ. \end{cases}$$

为了论述简单舍去了小数点后面的数据。该解集下半个周期内三相SHEPWM波形如图3所示。

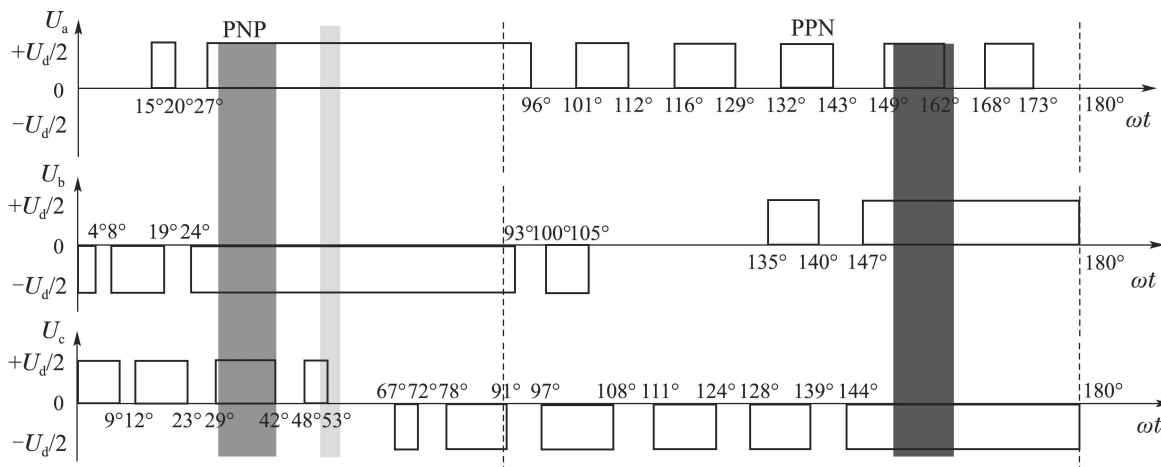


图 3 SHEPWM三相输出波形

Fig. 3 Three-phase SHEPWM output waveform

图3所示的SHEPWM三相输出开关状态矢量及其对应的作用区间如表2所示, 例如图3中深灰色区域所示, 29° ~ 42°对应的开关状态为PNP; 黑色区域所示, 149° ~ 162°对应的开关状态为PPN。

根据对称性同理可以得到整个基波周期内三相SHEPWM输出的开关状态矢量如图4所示。这开关状态包括6个大矢量、6个中矢量、6对对对的小矢量和1个零矢量OOO。

若定义三电平ANPC变换器的开关状态 $S_x = [S_a, S_b, S_c]$ , 则各相电压表示为

$$v_a = \frac{U_{DC}}{2} \cdot S_a, \quad v_b = \frac{U_{DC}}{2} \cdot S_b, \quad v_c = \frac{U_{DC}}{2} \cdot S_c$$

式中:  $S_x = \begin{cases} 1, & \text{代表第}x\text{相输出}P, \\ 0, & \text{代表第}x\text{相输出}O, \quad x = a, b, c, \\ -1, & \text{代表第}x\text{相输出}N. \end{cases}$

设中点电压偏移量

$$U_{NP}(t) = U_{C1}(t) - U_{C2}(t). \quad (6)$$

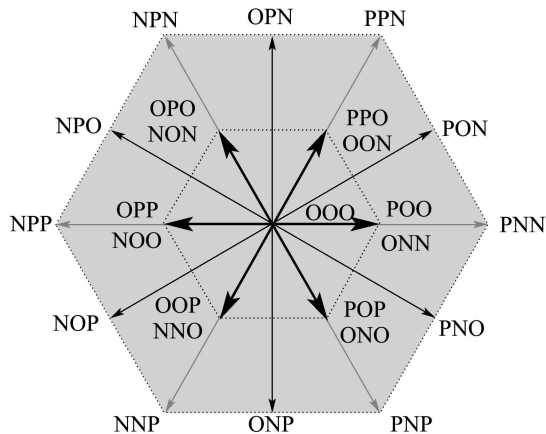


图 4 SHEPWM三相输出状态矢量

Fig. 4 Switching-state vector diagram of 3L SHEPWM

表2 SHEPWM三相输出开关状态及其作用区域

Table 2 Vectors of SHEPWM and their duration region

作用区间	0°~4°	4°~8°	8°~9°
状态矢量	ONP	OOP	ONP
作用区间	9°~12°	12°~15°	15°~19°
状态矢量	ONO	ONP	PNP
作用区间	19°~20°	20°~23°	23°~24°
状态矢量	POP	OOP	OOO
作用区间	24°~27°	27°~29°	29°~42°
状态矢量	ONO	PNO	PNP
作用区间	42°~48°	48°~53	53°~67°
状态矢量	PNO	PNP	PNO
作用区间	67°~72°	72°~78°	78°~91°
状态矢量	PNN	PNO	PNN
作用区间	91°~93°	93°~96°	96°~97°
状态矢量	PNO	POO	OOO
作用区间	97°~100°	100°~101°	101°~105°
状态矢量	OON	ONN	PNN
作用区间	105°~108°	108°~111°	111°~112°
状态矢量	PON	POO	PON
作用区间	112°~116°	116°~124°	124°~128°
状态矢量	OON	PON	POO
作用区间	128°~129°	129°~132°	132°~135°
状态矢量	PON	OON	PON
作用区间	135°~139°	139°~140°	140°~143°
状态矢量	PPN	PPO	POO
作用区间	143°~144°	144°~147°	147°~149°
状态矢量	OOO	OON	OPN
作用区间	149°~162°	162°~168°	168°~173°
状态矢量	PPN	OPN	PPN
作用区间	173°~180°		
状态矢量	OPN		

设功率因数角为 $\varphi$ 时,三相输出电流 $i_a(t)$ ,  $i_b(t)$ ,  $i_c(t)$ 为

$$\begin{cases} i_a(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi), \\ i_b(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi - \frac{2}{3}\pi), \\ i_c(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi + \frac{2}{3}\pi). \end{cases} \quad (7)$$

SHEPWM三相输出产生的中点电流瞬时值为<sup>[14]</sup>

$$i_{np}(t) = -( |S_a(t)| i_a(t) + |S_b(t)| i_b(t) + |S_c(t)| i_c(t) ). \quad (8)$$

相电压表达式为

$$U_{xz}(t) = \frac{S_x(t) + |S_x(t)|}{2} U_{C1}(t) + \frac{S_x(t) - |S_x(t)|}{2} U_{NP}(t) = \frac{S_x(t)}{2} U_{DC} + \frac{|S_x(t)|}{2} U_{NP}(t), \quad (9)$$

可得

$$\begin{bmatrix} U_{az}(t) \\ U_{bz}(t) \\ U_{cz}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \frac{U_{DC}}{2} + \begin{bmatrix} |S_a(t)| \\ |S_b(t)| \\ |S_c(t)| \end{bmatrix} \frac{U_{NP}(t)}{2}, \quad (10)$$

$$U_{zo}(t) = -\frac{U_{az}(t) + U_{bz}(t) + U_{cz}(t)}{3} = -\left[ \frac{S_a(t) + S_b(t) + S_c(t)}{3} \cdot \frac{U_{DC}}{2} + \frac{|S_a(t)| + |S_b(t)| + |S_c(t)|}{3} \cdot \frac{U_{NP}(t)}{2} \right], \quad (11)$$

从而有

$$\begin{bmatrix} U_{ao}(t) \\ U_{bo}(t) \\ U_{co}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{az}(t) \\ U_{bz}(t) \\ U_{cz}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{zo}(t) \\ U_{zo}(t) \\ U_{zo}(t) \end{bmatrix} = \frac{U_{DC}}{2} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \sum_{x=a,b,c} S_x(t) \\ \sum_{x=a,b,c} S_x(t) \\ \sum_{x=a,b,c} S_x(t) \end{bmatrix} + \frac{U_{NP}(t)}{2} \begin{bmatrix} |S_a(t)| \\ |S_b(t)| \\ |S_c(t)| \end{bmatrix} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \sum_{x=a,b,c} |S_x(t)| \\ \sum_{x=a,b,c} |S_x(t)| \\ \sum_{x=a,b,c} |S_x(t)| \end{bmatrix}, \quad (12)$$

即相电压表达式可表示为

$$\begin{bmatrix} U_{ao}(t) \\ U_{bo}(t) \\ U_{co}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (13)$$

则相电流表达式为

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{Z(t)} \cdot \begin{bmatrix} U_{ao}(t) - e_a(t) \\ U_{bo}(t) - e_b(t) \\ U_{co}(t) - e_c(t) \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{Z(t)} \cdot \left\{ \frac{U_{DC}}{2} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} - \right.$$

$$\frac{1}{3} \begin{pmatrix} \sum_{x=a,b,c} S_x(t) \\ \sum_{x=a,b,c} S_x(t) \\ \sum_{x=a,b,c} S_x(t) \end{pmatrix} + \frac{U_{NP}(t)}{2} \begin{pmatrix} |S_a(t)| \\ |S_b(t)| \\ |S_c(t)| \end{pmatrix} - \frac{1}{3} \begin{pmatrix} \sum_{x=a,b,c} |S_x(t)| \\ \sum_{x=a,b,c} |S_x(t)| \\ \sum_{x=a,b,c} |S_x(t)| \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} e_a(t) \\ e_b(t) \\ e_c(t) \end{pmatrix}. \quad (15)$$

当考虑无源性负载, 即  $e_a = e_b = e_c = 0$  时, 下面来分析在 A 区时各矢量作用时的电流情况(其他区同样分析).

1) 零矢量 OOO 和大矢量 PPN, PNN.

由于零矢量和大矢量对中点电压没有影响, 故这里对零矢量和大矢量作用时电流的情况不加赘述.

2) 小矢量 POO/ONN.

POO 作用时:

$$\begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{6Z(t)} \cdot \begin{pmatrix} 2(U_{DC} + U_{NP}(t)) \\ -(U_{DC} + U_{NP}(t)) \\ -(U_{DC} + U_{NP}(t)) \end{pmatrix}. \quad (16)$$

ONN 作用时:

$$\begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{6Z(t)} \cdot \begin{pmatrix} 2(U_{DC} - U_{NP}(t)) \\ -(U_{DC} + U_{NP}(t)) \\ -(U_{DC} + U_{NP}(t)) \end{pmatrix}. \quad (17)$$

3) 小矢量 PPO/OON.

PPO 作用时:

$$\begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{6Z(t)} \cdot \begin{pmatrix} U_{DC} + U_{NP}(t) \\ U_{DC} + U_{NP}(t) \\ -2(U_{DC} + U_{NP}(t)) \end{pmatrix}. \quad (18)$$

OON 作用时:

$$\begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{6Z(t)} \cdot \begin{pmatrix} U_{DC} - U_{NP}(t) \\ U_{DC} - U_{NP}(t) \\ -2(U_{DC} - U_{NP}(t)) \end{pmatrix}. \quad (19)$$

4) 中矢量 PON 作用时:

$$\begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{2Z(t)} \cdot \begin{pmatrix} U_{DC} + \frac{1}{3}U_{NP}(t) \\ -\frac{2}{3}U_{NP}(t) \\ -(U_{DC} - \frac{1}{3}U_{NP}(t)) \end{pmatrix}. \quad (20)$$

同理对空间矢量图 B~F 区进行分析, 可得各小矢量和中矢量作用时, 变换器的电流和中点电流的数学模型. 因上述电流模型需要知道系统负载的阻抗  $Z(t)$ , 一般  $Z(t)$  会随着时间和负载情况的不断变化, 因此根据该电流模型在系统运行过程中实时求解出瞬时相电流  $i_x(t)$  和中点电流  $i_{NP}(t)$  具有一定的难度, 一般相

电流  $i_x(t)$  可以采用实时测量的办法得到. 下面论文对各矢量产生中点电流  $i_{NP}(t)$  对中点电压影响进行分析.

大矢量与零矢量 OOO 不会造成中点电压的偏移, 而不同的中矢量与正负小矢量会产生不同的中点电流, 进而造成中点电压波动, 中点电压取决于三相开关矢量状态和输出电流. 设三电平 ANPC 变换器的输出电流从变换器流向电网时为正, 中矢量与小矢量对中点电压的影响分别如表 3 所示.

表 3 不同矢量对中点电压的影响  
Table 3 Effect on NP with different vectors

正小 矢量	中点 电压	负小 矢量	中点 电压	中矢 量	中点 电压
ONN	↑	POO	↓	PON	↑
PPO	↑	OON	↓	OPN	↑
NON	↑	OPO	↓	NPO	↑
OPP	↑	NOO	↓	NOP	↑
NNO	↑	OOP	↓	ONP	↑
POP	↑	ONO	↓	PNO	↑

从表 3 可见, 中矢量对中点电压的影响主要取决于电流的方向; 而小矢量对中点电压的影响与矢量状态和电流方向有关, 小矢量总是成对出现, 且对中点电压的影响相反. 由于半周期对称的 SHEPWM 方程在同一调制度时理论上具有无穷多组解, 因此不同 SHEPWM 的解包含不同的中小矢量, 对中点电压的影响不同, 有的解使中点电压升高, 有的解反之. 且不同的解对应的各中小矢量作用时间不同, 因而对中点电压的影响程度也不同.

4.2 中点电压平衡控制策略 (Control strategy of NP)

根据变换器调制度、输出电流和功率因数等可以得到 4 组对中点电压影响不同的 SHEPWM 解, 如表 4 所示, 其中: 第 1 组解使中点电压快速增加, 第 2 组解使中点电压缓慢增加, 第 3 组解使中点电压缓慢降低, 第 4 组解使中点电压快速降低. 因此可以根据当前时刻的中点电压的大小和相位, 在下一个周期动态选择合适的解有效控制中点电压波动.

表 4 不同解对中点电位的影响  
Table 4 Effect on NP with different switching angles

序号	开关角度					对中点电压的影响
第 1 组解	$\alpha_{1,1}$	$\alpha_{1,2}$	$\alpha_{1,3}$	...	$\alpha_{1,2N}$	快速增加
第 2 组解	$\alpha_{2,1}$	$\alpha_{2,2}$	$\alpha_{2,3}$	...	$\alpha_{2,2N}$	缓慢增加
第 3 组解	$\alpha_{3,1}$	$\alpha_{3,2}$	$\alpha_{3,3}$	...	$\alpha_{3,2N}$	缓慢降低
第 4 组解	$\alpha_{4,1}$	$\alpha_{4,2}$	$\alpha_{4,3}$	...	$\alpha_{4,2N}$	快速降低

为了避免开关角度的频繁切换,定义 $H$ 为中点电压控制阈值,根据控制精要求, $H$ 的取值一般在直流母线电压的2%到5%以内,因此为了取得较好的中点电压平衡效果,论文中 $H$ 可以取DC-AC变换器直流母线电压的2%.

定义 $U_{np}(t)$ 为中点电压偏移值.

$$U_{np}(t) = U_{dc}/2 - U_{C1}(t), \quad (21)$$

其中 $U_{C1}$ 为直流电容 $C_1$ 的电压.中点电压控制策略流程图如图5所示.在实际运行中,避免中点电压偏移在 $H$ 和 $2H$ 附近波动引起开关角度的频繁变化,可以设置一定的回差带,为了论述方便,论文中就不考虑回差.在第1个基波周期,选择一组中点电压偏移较小的开关角度.然后每个周期结束时实时监测中点电压大

小和相位,根据以下规则在下一个周期选择合适的解.

- 1) 当 $|U_{np}| \leq H$ 时:中点电压波动在允许范围内,下一个周期不进行开关角度变换;
- 2) 当 $U_{np} \leq -2H$ 时:此时中点电压为负且偏移较大,在下个周期采用第1组解,使中点电压快速增加;
- 3) 当 $-2H < U_{np} < -H$ 时:此时中点电压为负且偏移较小,在下个周期采用第2组解,使中点电压缓慢增加;
- 4) 当 $H < U_{np} < 2H$ 时:此时中点电压为正且偏移较小,在下个周期采用第3组解,使中点电压缓慢降低;
- 5) 当 $U_{np} \geq 2H$ 时:此时中点电压为正且偏移较大,在下个周期采用第4组解,使中点电压快速降低.

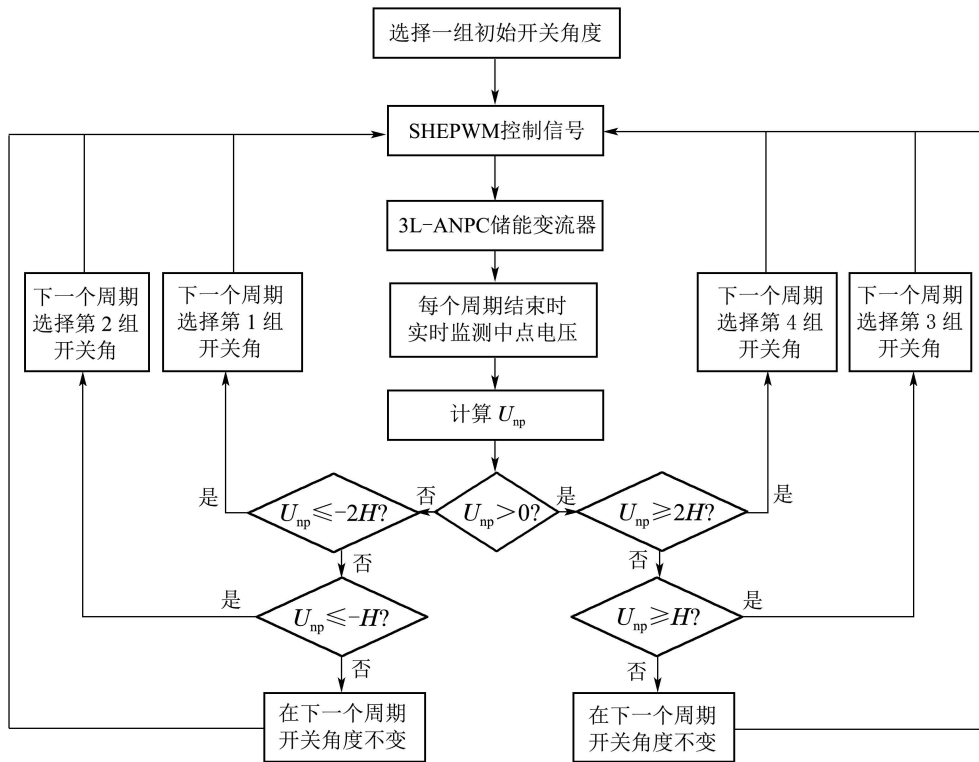


图5 中点电压控制策略流程图

Fig. 5 Block diagram of proposed control strategy

当然如果系统对控制精度的要求不高,为了简化控制策略,也可以选择两组对中点电压影响相反的解来实现中点电压平衡的控制.

## 5 仿真和实验(Simulation and experiment)

### 5.1 仿真研究(Simulation study)

为了验证上述方法的可行性,在MATLAB/simulink中搭建了三电平ANPC微网储能变流器仿真模型进行验证,采用IGBT为主开关器件,仿真系统由储能模块、DC-DC模块、ANPC变流器、滤波模块和电网等部分组成,参数如表5所示.采用SHEPWM调制方

法,当消除5, 7, 11, 13, 17和19次谐波时,根据上述控制策略采用4组不同的SHEPWM开关角度.变流器工作于逆变模式.

表5 微网储能变流器参数

Table 5 Specifications of micro-grid energy storage converter

直流电压	400 V
直流侧电容	4700 $\mu F$
LCL滤波器	L1 = 0.5 mH, C3 = 0.35 $\mu F$ , L2 = 0.1 mH
输出频率	50 Hz

限于篇幅仿真和实验给出了两组对中点电压影响不同的解和采用论文控制策略时的结果, 以及与文献[9]方法的结果比较. 当采用第1组使中点电压升高的解时, 仿真结果如图6所示. 中点电压波形如图6(a)所示, 可见在起始阶段中点电压偏高, 且中点电压平衡时间大约是1.5 s; 图6(b)是相电压波形, 图6(c)和图6(d)是线电压波形及其频谱, 可见5, 7, 11, 13, 17和19次谐波被基本消除.

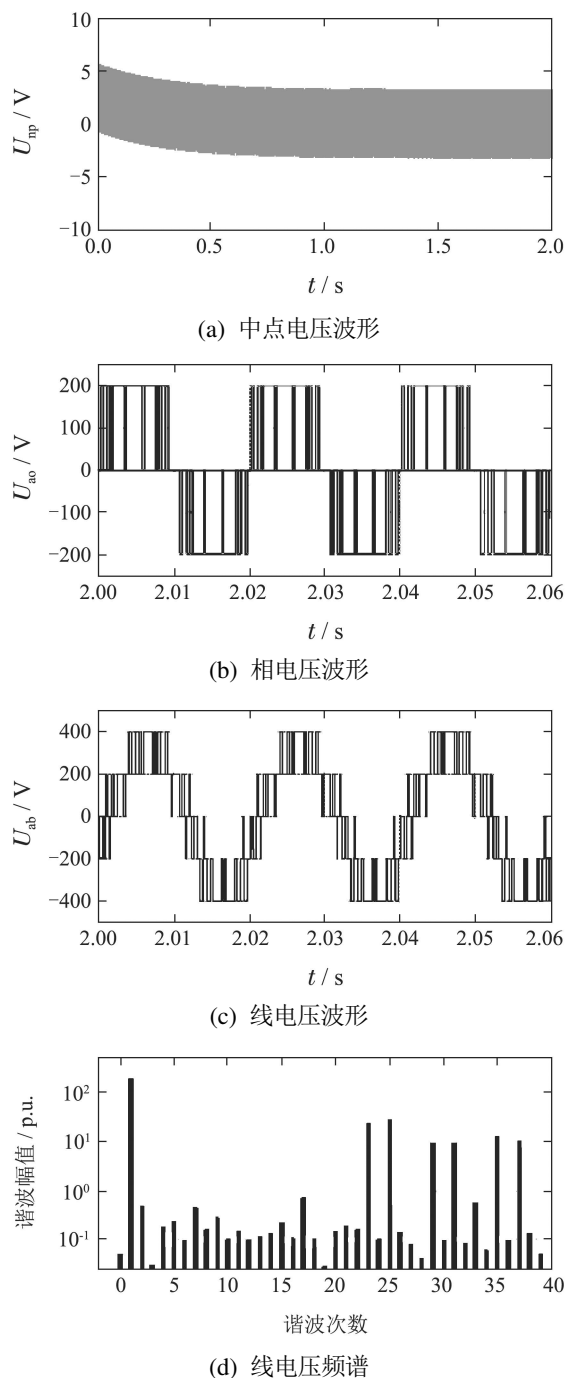


图 6 采用使中点电压升高的解仿真波形  
Fig. 6 Simulation results using solution of increasing NP

当采用另一组使中点电压降低的解时, 仿真结果如图7所示. 中点电压波形如图7(a)所示, 可见在起始

阶段中点电压偏低, 且中点电压平衡时间大约是1.8 s, 图7(b)是相电压波形, 图7(c)和图7(d)是线电压波形及其频谱, 可见5, 7, 11, 13, 17和19次谐波被基本消除.

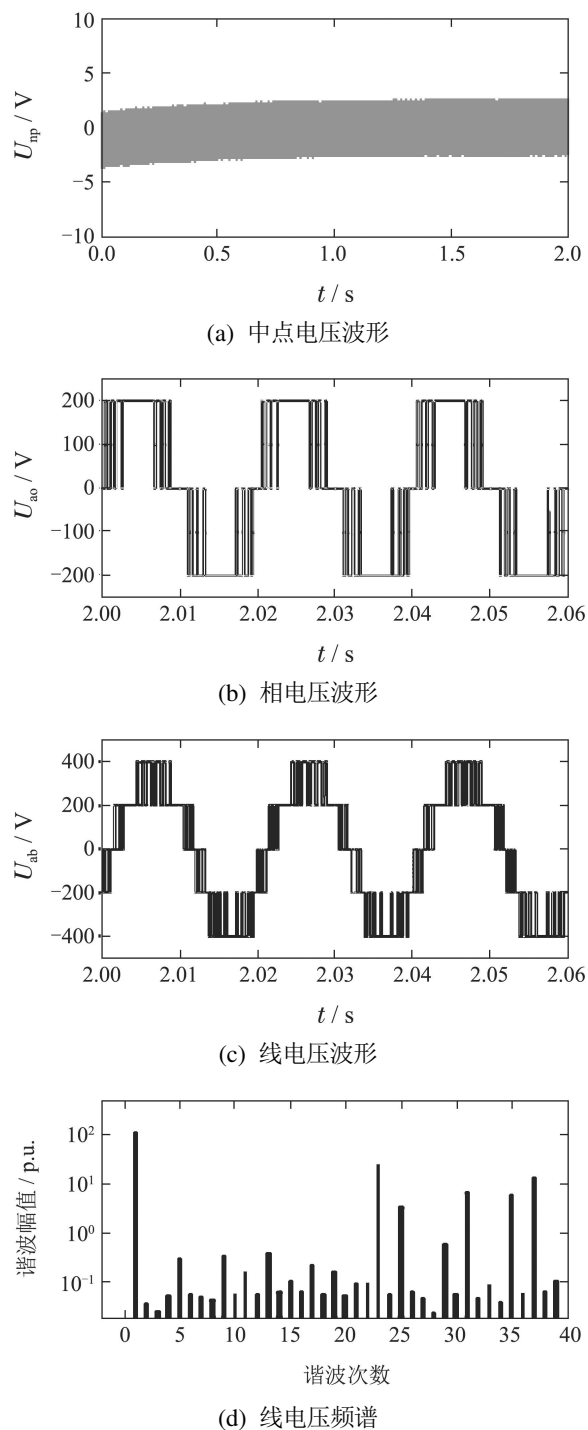


图 7 采用使中点电压降低的解仿真波形  
Fig. 7 Simulation results using solution of decreasing NP

当采用文献[9]的中点电压平衡控制策略时, 仿真结果如图8所示. 中点电压波形如图8(a)所示, 可见中点电压能较快地得到平衡; 图8(b)是相电压波形, 图8(c)–(d)是线电压波形及其频谱, 可见低次谐波幅值较大, 这是由于该控制策略的中点电压平衡是通过调节开关角度值实现的, 而调整开关角度值就必然影响



SHEPWM输出的特定低次谐波幅值,使得5, 7, 11, 13, 17和19次谐波幅值较大,因此改变了线电压的频谱和增加了总谐波失真(total harmonic distortion, THD).

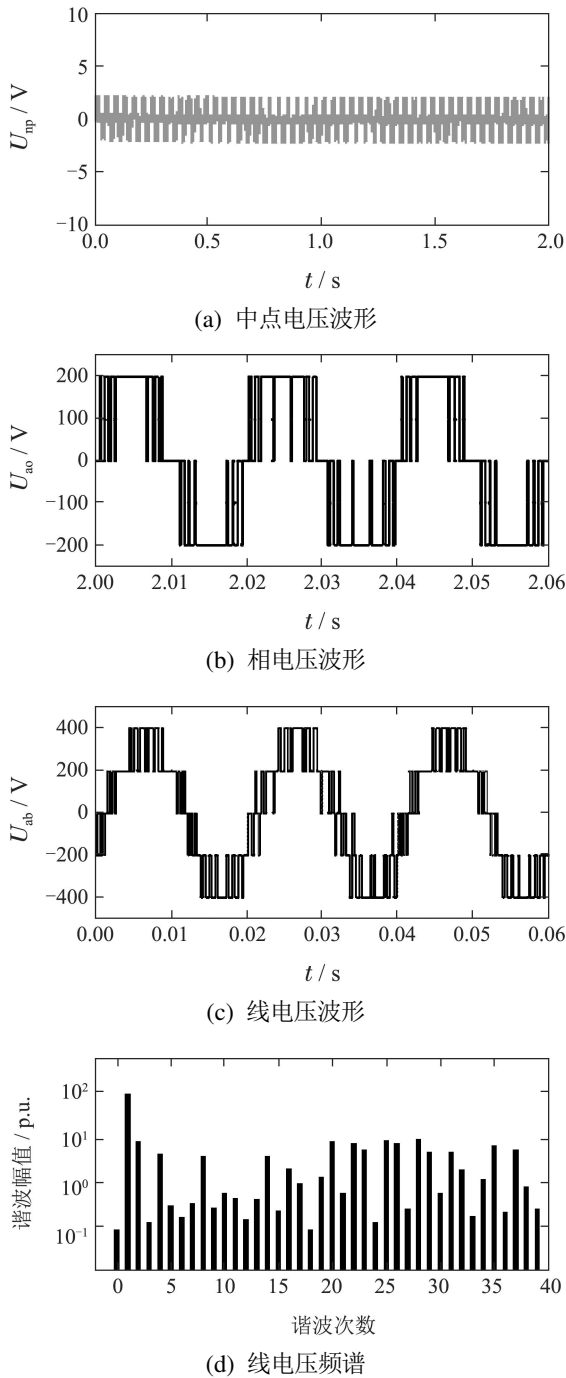


图8 采用调节开关角度控制策略的仿真波形

Fig. 8 Simulation results using control strategy of adjusting switch angles

当采用论文提出的控制策略时,仿真结果如图9所示.中点电压波形如图9(a)所示,可见中点电压很快的得到了平衡,图9(b)是相电压波形,图9(c)和图9(d)是线电压波形及其频谱,可见5, 7, 11, 13, 17和19次谐波幅值非常小,控制在基波幅值的0.1%左右,因此有效地消除了特定的低次谐波和控制了中点电压平衡.

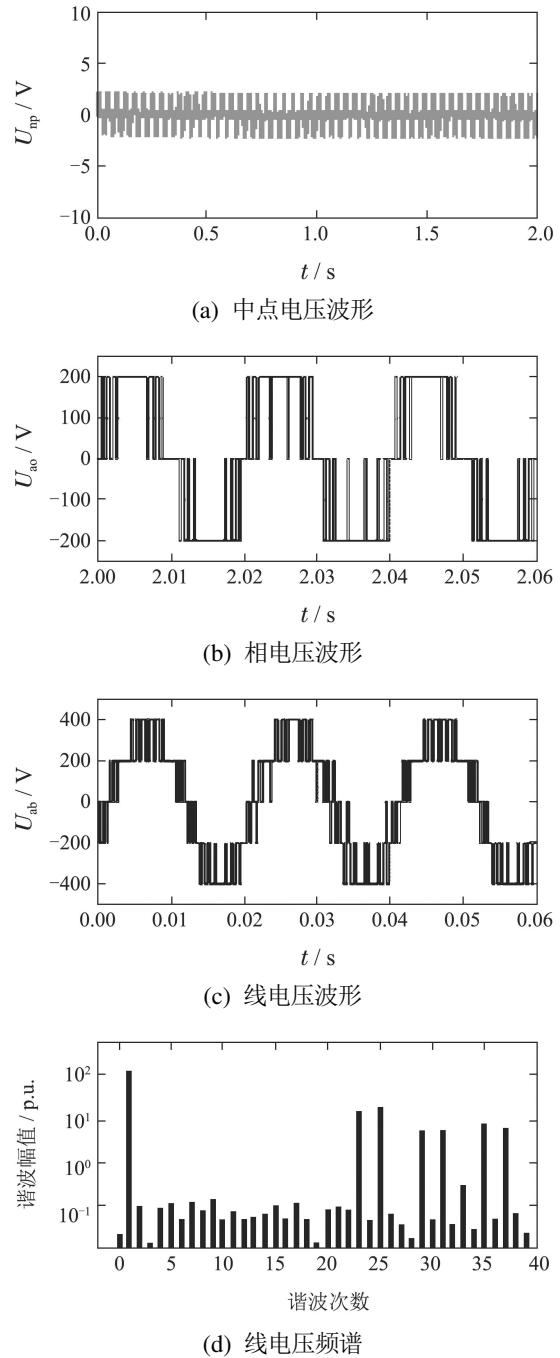


图9 采用控制策略时的仿真波形

Fig. 9 Simulation results using proposed control strategy

### 5.2 实验研究(Experiment study)

为了进一步证实本文算法的有效性,在实验室搭建了三电平ANPC微网储能变流器实验平台,结构图如图10所示.开关角度和技术参数与仿真一致.变流器采用DSP-(TMS320F28335)和CPLD-(EPM1270T144I5N)为核心的控制器,IGBT模块为主开关器件,其中DSP用来进行采样和控制计算,将每相的实时输出状态及作用时间传输到CPLD中.而CPLD则通过接收DSP运算得到的结果而产生相应的PWM波,并且CPLD还用来进行I/O口扩展和死区保护.输出经过LCL滤波,通过隔离变压器接入电网,变流器工作于

逆变模式.

采用数字示波器测量实验波形. 与仿真对应, 图11示出为采用第一组使中点电压升高的解时的实验波形, 图12示出为采用另一组使中点电压降低的实验波形. 可见直流母线上下侧电容电压不相等, 采用第一组开关角时中点电压偏高, 而采用另一组开关

角时中点电压偏低. 5, 7, 11, 13, 17和19次谐波被有效消除.

图13为采用文献[9]的中点电压平衡控制策略时得到的实验波形. 由于微调开关角度引起谐波频谱的变化, 可见在控制中点电压平衡时输出的低次谐波幅值有所增加.

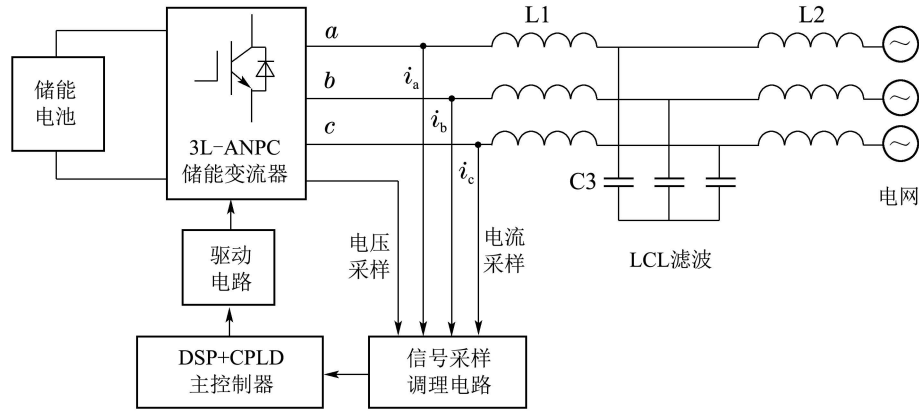
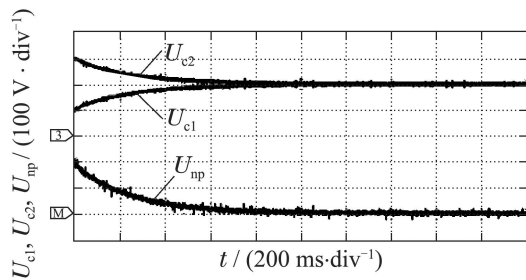
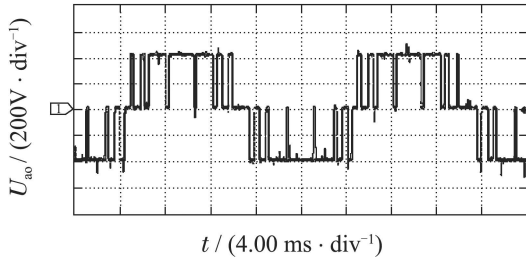


图 10 实验平台结构图

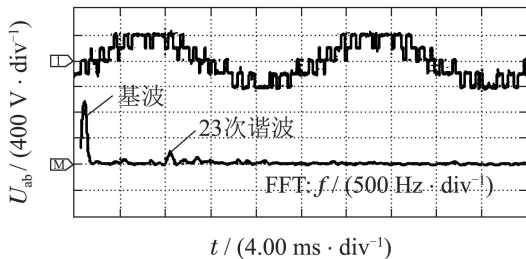
Fig. 10 Structure of experimental platform



(a) 中点电压波形



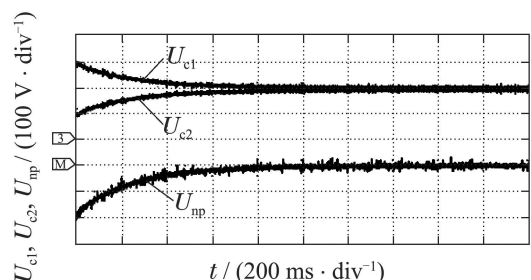
(b) 相电压波形



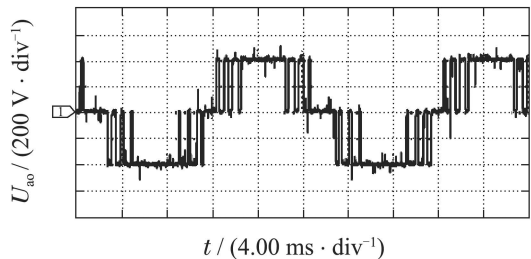
(c) 线电压波形及其频谱分析

图 11 采用使中点电压升高的解实验波形

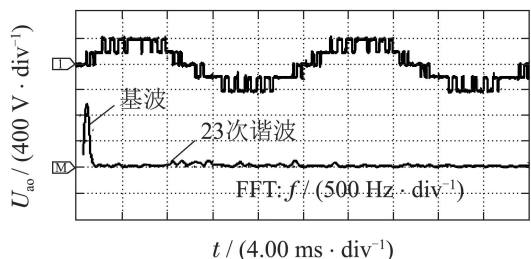
Fig. 11 Experimental results using the solution of increasing NP



(a) 中点电压波形



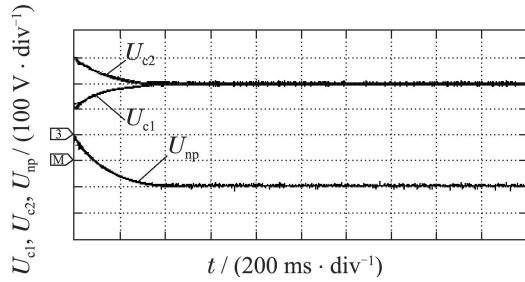
(b) 相电压波形



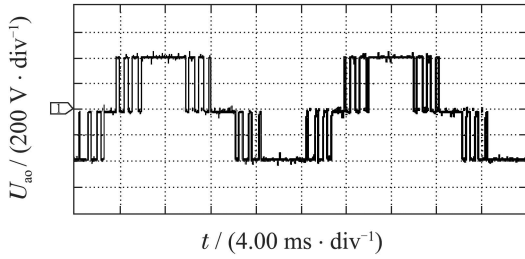
(c) 线电压波形及其频谱分析

图 12 采用使中点电压降低的解实验波形

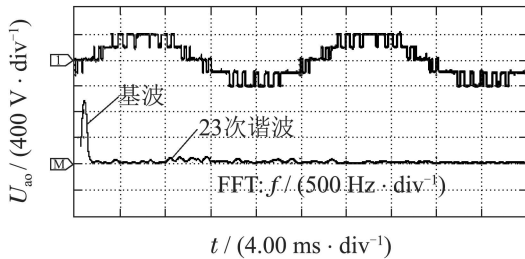
Fig. 12 Experimental results using the solution of decreasing NP



(a) 中点电压波形



(b) 相电压波形



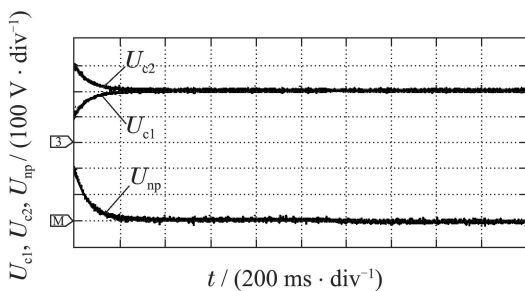
(c) 线电压波形及其频谱分析

图 13 采用调节开关角度控制策略的实验波形

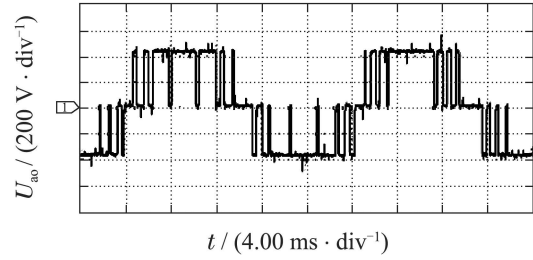
Fig. 13 Experimental results using control strategy of adjusting switch angles

图14为采用论文提出的控制策略时得到的实验波形,从图中可以看出直流母线上下侧电容电压很快趋于平衡,即采用论文算法时中点电位能有效的保持平衡,且输出电压波形质量好,5, 7, 11, 13, 17和19次谐波被有效消除. 图12(d)为储能变流器并网电压和电流波形.

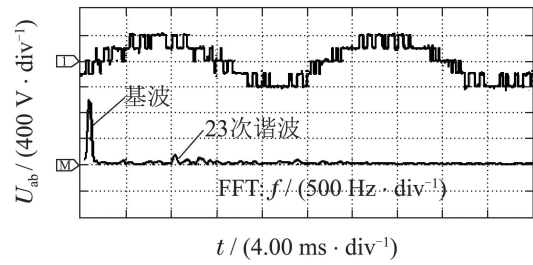
实验结果表明在不影响特定谐波的前提下,本文所提出的控制策略可以有效控制中点电压平衡,谐波含量更小,提高了输出储能变流器电能质量,同时也减小了对输出滤波器的设计要求,输出的电压和电流波形满足并网要求.



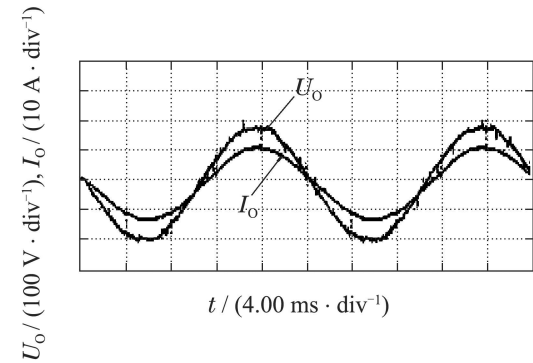
(a) 中点电压波形



(b) 相电压波形



(c) 线电压波形及其频谱分析



(d) 并网电压电流波形

图 14 采用控制策略时的实验波形

Fig. 14 Experimental results using proposed control strategy

### 6 结论(Conclusions)

随着可再生能源分布式发电的快速发展,带储能的微电网系统得到了越来越广泛的应用,双向储能变流器是微电网系统的关键设备,其性能决定着整个微电网系统的运行效率、可靠性和输出电能质量等重要指标. 论文将多电平技术应用于微网储能变流器中,进一步提高了系统容量、效率和输出电能质量. 以三电平ANPC微网储能变流器为研究对象,采用半周期对称的SHEPWM控制方法,提出了一种有效控制中点电压平衡的优化控制策略. 该控制策略根据当前中点电压的大小和相位,每个周期动态选择合适的SHEPWM解使中点电压趋于平衡. 因此在消除特定低次谐波的同时,有效的控制了直流侧中点电压波动,提高了微网储能变流器输出电能质量和降低了对输出滤波器的设计要求.

### 参考文献(References):

[1] SHU Jie, ZHANG Xianyong, SHEN Yuliang, et al. The algorithm and application in power sources planning and designing for micro-

- grid based on distributed renewable energy [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 27(5): 675 – 680.  
(舒杰, 张先勇, 沈玉梁, 等. 可再生能源分布式微网电源规划方法及应用 [J]. 控制理论与应用, 2010, 27(5): 675 – 680.)
- [2] LU Shengli, JU Wenyao, JIA Zhonglu. Study of a grid-connected control strategy for bi-directional power conversion system [J]. *Power Electronics*, 2013, 47(6): 41 – 43.  
(卢胜利, 鞠文耀, 贾中璐. 一种双向储能变流器并网控制策略研究 [J]. 电力电子技术, 2013, 47(6): 229 – 232.)
- [3] WANG Chenchen, LI Yongdong. Multilevel converter topologies and two novel topologies [J]. *Transactions of China Electro-technical Society*, 2011, 26(1): 92 – 99.  
(王琛琛, 李永东. 多电平变换器拓扑关系及新型拓扑 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(1): 92 – 99.)
- [4] 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 Electro-technical Society*, 2009, 24(5): 100 – 107.  
(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): 100 – 107.)
- [5] BRUCKNER T, BERNET S, GULDNER H. The active NPC converter and its loss-balancing control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(3): 855 – 868.
- [6] BRUCKNER T, BERNET S, STEIMER P K. Feedforward loss control of three-level active NPC converters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 2007, 43(6): 1588 – 1596.
- [7] HU Cungang, RUI Tao, MA Dajun, et al. A space vector modulation scheme for three-level ANPC inverters with neutral-point potential balancing and switching loss reduction [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(13): 3598 – 3608, 3379.  
(胡存刚, 芮涛, 马大俊, 等. 三电平ANPC逆变器中点电压平衡和开关损耗减小的SVM控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(13): 3598 – 3608, 3379.)
- [8] WANG K, XU L, ZHENG Z D, et al. Capacitor voltage balancing of a five-level ANPC converter using phase-shifted PWM [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(3): 1147 – 1156.
- [9] PULIKANTI S R, DAHIDAH M S A, AGELIDIS V G. Voltage balancing control of three-level active NPC converter using SHE-PWM [J]. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2011, 26(1): 258 – 267.
- [10] WANG Kui, ZHENG Zedong, LI Yongdong. Neutral-point potential balancing problem of five-level active neutral-point-clamped inverter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(3): 30 – 35.  
(王奎, 郑泽东, 李永东. 五电平有源中点钳位型逆变器母线中点电压平衡问题 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 30 – 35.)
- [11] HU Cungang, HU Jun, CHEN Quan, et al. An optimized SHEPWM for three-level ANPC inverter [J]. *Power Electronics*, 2016, 50(5): 20 – 23.  
(胡存刚, 胡军, 陈权, 等. ANPC三电平逆变器SHEPWM优化研究 [J]. 电力电子技术, 2016, 50(5): 20 – 23.)
- [12] ZHENG Chunfang, ZHANG Bo, QIU Dongyuan. Solving selective harmonic elimination polynomials of inverters using the theory of symmetric polynomials and Wu method [J]. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(3): 361 – 365.  
(郑春芳, 张波, 丘东元. 基于对称多项式理论及吴方法求解逆变器选择性消谐多项式 [J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 361 – 365.)
- [13] QIN Changwei, WANG Qunjing, CHEN Quan, et al. Research on three-level SHEPWM method based on MOPSP [J]. *Power Electronics*, 2015, 49(6): 1 – 3.  
(秦昌伟, 王群京, 陈权, 等. 基于MOPSO的三电平SHEPWM方法研究 [J]. 电力电子技术, 2015, 49(6): 1 – 3.)
- [14] HU C G. *Research on PWM method and relative techniques of multilevel diode clamped inverter* [D]. Hefei: Hefei University of Technology of China, 2008.
- [15] AYOUN KAVOUSI. Application of the bee algorithm for selective harmonic elimination strategy in multilevel inverters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(4): 1689 – 1696.
- [16] FEI W, DU X, WU B. A generalized half-wave symmetry SHE-PWM formulation for multilevel voltage inverters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(9): 3030 – 3038.
- [17] ZHANG Yongchang, ZHAO Zhengming, ZHANG Yincho. Comparison and experiment of multiple solutions for SHEPWM applied to three-level inverter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2007, 22(3): 60 – 65.  
(张永昌, 赵争鸣, 张颖超. 三电平逆变器SHEPWM多组解特性比较及实验 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(3): 60 – 65.)

#### 作者简介:

**胡存刚** (1978–), 男, 副教授, 硕士生导师, 目前研究方向为多电平变换器、光伏发电、电能质量和微电网, E-mail: hcg@ahu.edu.cn;

**邓娜** (1981–), 女, 讲师, 主要研究方向为电气控制和电力电子技术, E-mail: kfdxdn@126.com;

**张云雷** (1986–), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子技术和光伏发电, E-mail: Zhangyunlei000@126.com;

**王群京** (1960–), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电机与控制、电能质量和微电网, E-mail: wangqunjing@ahu.edu.cn;

**罗方林** (1948–), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为新能源发电与电力电子技术, E-mail: efluo@ntu.edu.sg.