

# 基于DMWPWM的三电平NPC变频器 改进效率优化调制策略

李君<sup>1</sup>,李婉婷<sup>2</sup>,施荣<sup>3</sup>,王倩<sup>2</sup>,李宁<sup>2</sup>

(1.华北电力大学现代电力研究院,北京 102206;2.西安理工大学自动化与信息工程学院,陕西西安 710048;3.国网陕西省电力公司经济技术研究院,陕西西安 710065)

**摘要:**针对双调制波载波调制策略(DMWPWM)开关损耗大、效率低的问题,提出了效率优化调制策略,对效率优化策略的调制波解析式进行优化,得到基于DMWPWM的三电平中点钳位(NPC)变流器改进效率优化调制策略。通过引入奇数周期DMWPWM策略+偶数周期DMWPWM策略构成改进效率优化调制策略,推导该调制策略调制波的解析式,并使调制波尽量为其最大值来减少开关动作、降低系统开关损耗,该策略可兼顾系统效率同时实现中点电位平衡。通过仿真与实验证明,该策略在10%~100%负载时的系统效率比DMWPWM提高0.3%~0.5%左右,说明改进效率优化策略的可行性。

**关键词:**三电平NPC变频器;DMWPWM;改进效率优化;中点电位

**中图分类号:**TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20590

## Improved Efficiency Optimization Modulation Strategy for Three-level NPC Converter Based on DMWPWM

LI Jun<sup>1</sup>, LI Wanting<sup>2</sup>, SHI Rong<sup>3</sup>, WANG Qian<sup>2</sup>, LI Ning<sup>2</sup>

(1. Academy of Modern Electric Power Research, North China Electric Power University, Beijing 102206, China; 2. School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi, China; 3. State Grid Shaanxi Electric Power Company Economic Research Institute, Xi'an 710065, Shaanxi, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of large switching loss and low efficiency of double modulation wave carrier-based PWM (DMWPWM), an efficiency optimization modulation strategy was proposed, and the modulation wave resolution of the efficiency optimization strategy was optimized to obtain an improved efficiency optimization modulation strategy for three-level neutral point clamped (NPC) converter based on DMWPWM. By introducing the odd-period DMWPWM strategy plus even-period DMWPWM strategy to form an improved efficiency optimization modulation strategy, the analytic formula for the modulation wave of the modulation strategy was derived, and the modulation wave was reduced to the extreme value to reduce the switching action and reduce the system switching loss. The strategy could balance system efficiency while achieving midpoint potential balance. Simulation and experiment show that the system efficiency of the strategy is increased by 0.3% to 0.5% compared with DMWPWM at 10% to 100% load, indicating the feasibility of improved the efficiency optimization strategy.

**Key words:** three-level neutral point clamped (NPC) converter; double modulation wave carrier-based PWM (DMWPWM); improved efficiency optimization; midpoint potential

随着光伏、风能等新能源技术的不断提高,三电平NPC变频器因其容量大、性能高等特点被广泛使用中高压大功率系统中<sup>[1-4]</sup>。

三电平NPC变频器的中点电位控制是其研究的难点问题。中点电位控制策略主要分为硬件控制策略和软件控制策略<sup>[5-7]</sup>,软件控制策略不

**基金项目:**电力传输与功率变换控制教育部重点实验室开放课题(2018AC02);陕西省自然科学基金基础研究计划(2018JM5041);西安市碑林区区科技项目(GX1918)

**作者简介:**李君(1983—),女,硕士研究生,工程师,Email:lijun\_hd@163.com

需添加硬件电路,所以应用比较广泛,软件控制策略主要研究其调制策略。三电平NPC变频器的调制策略主要有基于正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)的中点电位控制方法和基于空间矢量PWM(space vector pulse width modulation, SVPWM)控制方法<sup>[8-9]</sup>。基于SPWM的中点电位控制方法主要采用零序电压注入法来解决中点电位平衡问题。基于SVPWM方法主要采用调节正负矢量作用时间来实现中点电位平衡。但不论以上哪种方法,都不能实现在全调制度、全功率因数范围内的中点电位平衡<sup>[10-11]</sup>。

DMWPWM策略可实现全调制度、全功率因数范围内的中点电位平衡,基本原理等效于SVPWM。文献[12]采用SVPWM方法,对中点电位具有相反作用的矢量序列以滞环方式切换来调节中点电位平衡,在中点电位平衡前提下控制大电流开关不动作,尽可能减少开关损耗,但该方法矢量切换过于复杂,且提高开关效率不明显。文献[13]利用DMWPWM调制策略控制中点电位平衡,通过注入合适的零序电压使其在任意调制度、任意功率因数下都可以实现中点电位平衡。但未推导DMWPWM策略调制波的解析式。文献[14]提出一种双组双调制波载波调制策略,注入零序电压,将DMWPWM策略的一组调制波分成两组,减少开关损耗,但文中没有对减少多少系统损耗进行具体说明,且没有推导调制波解析式,在实现方面较为复杂。

DMWPWM策略可以解决中点电位波动问题,但该调制策略相比传统SPWM,其开关频率提高了1/3,所以开关损耗增加。针对DMWPWM策略的不足,本文提出了一种兼顾三电平NPC变频器中点电位平衡问题和减少开关损耗的改进效率优化调制策略,详细推导了该策略调制波的解析式,并将其与DMWPWM策略在中点电压、输出电压总谐波畸变率(total harmonic distribution, THD)、系统效率等方面进行对比,通过仿真与实验证明所提调制策略的有效性。

### 1 DMWPWM策略基本原理

由文献[15]可知,DMWPWM策略中每相有上下两个调制波 $U_{xp}$ 和 $U_{xn}$ ,上调制波与上载波比较控制 $x(x=a,b,c)$ 相1,3管的开关,下调制波与下载波进行比较控制 $x$ 相2,4管的开关。

DMWPWM策略其中一组连续调制波的解析

式为

$$\begin{bmatrix} U_{xp} \\ U_{xn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (U_x - U_{\min})/2 \\ (U_x - U_{\max})/2 \end{bmatrix} \quad x = a,b,c \quad (1)$$

其中

$$U_{\max} = \max(U_a, U_b, U_c) \quad U_{\min} = \min(U_a, U_b, U_c)$$

式中: $U_{\max}, U_{\min}$ 分别为单调制波载波调制策略中三相调制波 $U_x(x=a,b,c)$ 的最大值和最小值。

图1为DMWPWM策略在调制度 $m=1.1547$ 时 $a$ 相调制波的波形图。由此可知,以 $a$ 相为例,该调制策略的上调制波在一个开关周期内有1/3范围为最值,下调制波也有1/3为最值,则在一个开关周期内,总共有2/3开关周期内无脉冲输出,即2/3时间段内开关管不动作,不产生开关损耗,由此可知DMWPWM策略连续调制波的开关损耗为传统SPWM策略的4/3倍。

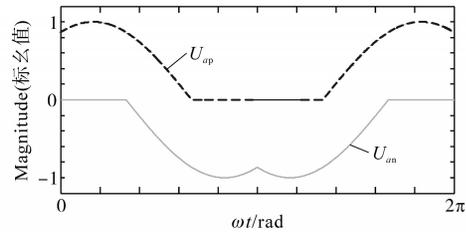


图1 DMWPWM策略调制波波形( $m=1.1547$ )

Fig.1 Modulation waveforms of DMWPWM strategy ( $m=1.1547$ )

基于DMWPWM策略通过注入零序电压的方法实现中点电位平衡,本文所提出的改进效率优化调制算法在DMWPWM的一组连续调制波的基础上给其注入适当零序电压,将两个调制波分成上下两组调制波,并使两组调制波都在一个开关周期内有一部分尽可能等于载波边界值,从而减少开关损耗提高效率。

### 2 基于DMWPWM的改进效率优化调制策略

本文提出的基于DMWPWM的改进效率优化调制策略是在文献[16]的基础上对该策略调制波的解析式进行改进。

该策略将DMWPWM策略的上调制波 $U_{xp}$ 分为 $U_{xp1}$ 和 $U_{xp2}$ ;将下调制波 $U_{xn}$ 分为 $U_{xn1}$ 和 $U_{xn2}$ 。由此可以得到改进效率优化调制策略和DMWPWM策略调制波的关系式为

$$\begin{cases} U_{xp} = (U_{xp1} + U_{xp2})/2 \\ U_{xn} = (U_{xn1} + U_{xn2})/2 \end{cases} \quad x = a,b,c \quad (2)$$

其中  $U_{xp1}, U_{xp2} \in [0, 1] \quad U_{xn1}, U_{xn2} \in [-1, 0]$

2.1 改进效率优化调制策略基本原理

在DMWPWM调制波的不同范围内注入不同零序电压,可将文献[16]中的调制算法进行改进,得到改进效率优化调制策略。基于DMWPWM的效率优化调制策略的基本原理是:把DMWPWM策略的一组调制波分为两组调制波,两组调制波的选择机制是:当DMWPWM策略的调制波等于载波边界值时,新调制策略的调制波不变;不等于时,注入零序电压,以降低开关频率并提高效率。

以a相调制波、调制度  $m \in (0.6667, 1.1547]$  为例,列出一个开关周期内效率优化调制策略以及改进效率优化策略的解析表如表1与表2所示。

表1 效率优化调制策略两组调制波解析表

Tab.1 Two sets of modulation wave analytic tables with efficiency optimized modulation strategies

$\omega t$	$U_{ap1}$	$U_{an1}$	$U_{ap2}$	$U_{an2}$
$[0, \pi/3)$	$U_{ap}+(1-U_{max})$	$U_{an}$	$U_{ap}-(1-U_{max})$	$U_{an}$
$[\pi/3, \pi/2)$	$U_{ap}+(1-U_{max})$	$U_{an}$	$U_{ap}-(1-U_{max})$	$U_{an}$
$[\pi/2, 2\pi/3)$	$U_{ap}$	$U_{an}$	$U_{ap}$	$U_{an}$
$[2\pi/3, \pi)$	$U_{ap}$	$U_{an}+(1-U_{max})$	$U_{ap}$	$U_{an}-(1-U_{max})$
$[\pi, 4\pi/3)$	$U_{ap}$	$U_{an}+(1-U_{max})$	$U_{ap}$	$U_{an}-(1-U_{max})$
$[4\pi/3, 3\pi/2)$	$U_{ap}$	$U_{an}+(1-U_{max})$	$U_{ap}$	$U_{an}-(1-U_{max})$
$[3\pi/2, 5\pi/3)$	$U_{ap}+(1-U_{max})$	$U_{an}$	$U_{ap}-(1-U_{max})$	$U_{an}$
$[5\pi/3, 2\pi)$	$U_{ap}+(1-U_{max})$	$U_{an}$	$U_{ap}-(1-U_{max})$	$U_{an}$

表2 改进效率优化调制策略两组调制波解析表

Tab.2 Two sets of modulation wave analytic tables with improved efficiency optimized modulation strategies

$\omega t$	$U_{ap1}$	$U_{an1}$	$U_{ap2}$	$U_{an2}$
$[0, \pi/3)$	$U_{ap}+(1-U_{max})$	$U_{an}$	$U_{ap}-(1-U_{max})$	$U_{an}$
$[\pi/3, 2\pi/3)$	$U_{ap}$	$U_{an}$	$U_{ap}$	$U_{an}$
$[2\pi/3, \pi)$	$U_{ap}$	$U_{an}+(1-U_{max})$	$U_{ap}$	$U_{an}-(1-U_{max})$
$[\pi, 4\pi/3)$	$U_{ap}$	$U_{an}+(1-U_{max})$	$U_{ap}$	$U_{an}-(1-U_{max})$
$[4\pi/3, 5\pi/3)$	$U_{ap}$	$U_{an}$	$U_{ap}$	$U_{an}$
$[5\pi/3, 2\pi)$	$U_{ap}+(1-U_{max})$	$U_{an}$	$U_{ap}-(1-U_{max})$	$U_{an}$

由表1、表2可看出,改进效率优化调制算法和原调制算法最大的不同是对调制波解析解的不同。以  $U_{ap1}$ 、调制度  $m=1.1547$  为例,效率优化调制算法在  $\omega t \in [\pi/3, \pi/2)$  时,  $U_{ap1}=U_{ap}+(1-U_{max})$ ;  $\omega t \in [\pi/2, 2\pi/3)$  时,  $U_{ap1}=U_{ap}$ ;  $\omega t \in [4\pi/3, 3\pi/2)$  时,  $U_{ap1}=U_{ap}$ ;  $\omega t \in [3\pi/2, 5\pi/3)$  时,  $U_{ap1}=U_{ap}+(1-U_{max})$ 。改进效率优化调制算法在  $\omega t \in [\pi/3, 2\pi/3)$  和  $\omega t \in [4\pi/3, 5\pi/3)$  时,  $U_{ap1}$  始终不变,  $U_{ap1}=U_{ap}$ 。由此可以看出,在保证调制和减少开关损耗的前提下,

改进效率优化调制算法调制波的解析式算法更加简单精炼,这是改进算法的最大优势。

2.2 改进效率优化调制策略算法介绍

在调制范围不同时,注入不同零序电压,改进的效率优化调制策略调制波的解析表达式如下:

1) 调制度  $m \in (0.6667, 1.1547]$ , 给DMWPWM调制波注入零序电压  $U_0=1-U_{max}$ , 改进效率优化调制策略的上组调制波的表达式为

$$U_{xp1} = \begin{cases} \frac{U_x - U_{min} - 2U_{max} + 2}{2} \\ \frac{U_x - U_{min}}{2} \end{cases} \quad (3)$$

$$U_{xp2} = \begin{cases} \frac{U_x - U_{min} + 2U_{max} - 2}{2} \\ \frac{U_x - U_{min}}{2} \end{cases}$$

此时  $\omega t \in [ \frac{i\pi}{3}, \frac{(i+1)\pi}{3} ]$   $x = a \begin{cases} i = 0,5 \\ i = 1,4 \end{cases}$

$x = b \begin{cases} i = 1,2 \\ i = 0,3 \end{cases}$   $x = c \begin{cases} i = 3,4 \\ i = 2,5 \end{cases}$

下组调制波表达式为

$$U_{xn1} = \begin{cases} \frac{U_x - 3U_{max} + 2}{2} \\ \frac{U_x - U_{max}}{2} \end{cases} \quad (4)$$

$$U_{xn2} = \begin{cases} \frac{U_x + U_{max} - 2}{2} \\ \frac{U_x - U_{max}}{2} \end{cases}$$

此时  $\omega t \in [ \frac{i\pi}{3}, \frac{(i+1)\pi}{3} ]$   $x = a \begin{cases} i = 2,3 \\ i = 1,4 \end{cases}$

$x = b \begin{cases} i = 4,5 \\ i = 0,3 \end{cases}$   $x = c \begin{cases} i = 0,1 \\ i = 2,5 \end{cases}$

2) 调制度  $m \in (0.5774, 0.6667]$ , 在DMWPWM调制波注入零序电压  $U_0=1-U_{max}$ , 改进效率优化调制策略的上组调制波的表达式为

$$U_{xp1} = \begin{cases} \frac{U_x - U_{min} - 2U_{max} + 2}{2} \\ U_x - U_{min} \end{cases} \quad (5)$$

$$U_{xp2} = \begin{cases} \frac{U_x - U_{min} + 2U_{max} - 2}{2} \\ 0 \end{cases}$$

此时  $\omega t \in [ \frac{i\pi}{3}, \frac{(i+1)\pi}{3} ]$   $x = a \begin{cases} i = 0,5 \\ i = 1,4 \end{cases}$

$x = b \begin{cases} i = 1,2 \\ i = 0,3 \end{cases}$   $x = c \begin{cases} i = 3,4 \\ i = 2,5 \end{cases}$

下组调制波表达式为

$$U_{xn1} = \begin{cases} \frac{U_x - 3U_{max} + 2}{2} \\ 0 \end{cases} \quad (6)$$

$$U_{xn2} = \begin{cases} \frac{U_x + U_{max} - 2}{2} \\ U_x - U_{max} \end{cases}$$

此时  $\omega t \in [\frac{i\pi}{3}, \frac{(i+1)\pi}{3}]$   $x = a \begin{cases} i = 2,3 \\ i = 1,4 \end{cases}$

$$x = b \begin{cases} i = 4,5 \\ i = 0,3 \end{cases} \quad x = c \begin{cases} i = 0,1 \\ i = 2,5 \end{cases}$$

3)当调制度  $m \in (0, 0.5774]$ 时,在DMWPWM调制波中注入零序电压  $U_0 = U_{max}$ ,改进效率优化调制策略的上组调制波的表达式为

$$U_{xp1} = \begin{cases} \frac{U_x - U_{min} + 2U_{max}}{2} \\ U_x - U_{min} \end{cases} \quad (7)$$

$$U_{xp2} = \begin{cases} \frac{U_x - U_{min} - 2U_{max}}{2} \\ 0 \end{cases}$$

此时  $\omega t \in [\frac{i\pi}{3}, \frac{(i+1)\pi}{3}]$   $x = a \begin{cases} i = 0,5 \\ i = 1,4 \end{cases}$

$$x = b \begin{cases} i = 1,2 \\ i = 0,3 \end{cases} \quad x = c \begin{cases} i = 3,4 \\ i = 2,5 \end{cases}$$

下组调制波的表达式为

$$U_{xn1} = \begin{cases} \frac{U_x + U_{max}}{2} \\ 0 \end{cases} \quad (8)$$

$$U_{xn2} = \begin{cases} \frac{U_x - 3U_{max}}{2} \\ U_x - U_{max} \end{cases}$$

此时  $\omega t \in [\frac{i\pi}{3}, \frac{(i+1)\pi}{3}]$   $x = a \begin{cases} i = 2,3 \\ i = 1,4 \end{cases}$

$$x = b \begin{cases} i = 4,5 \\ i = 0,3 \end{cases} \quad x = c \begin{cases} i = 0,1 \\ i = 2,5 \end{cases}$$

效率优化调制策略两组调制波的解析式推导过程是:当DMWPWM调制波已经等于载波边界值时,该策略的调制波等于原调制波;当DMWPWM调制波不等于载波边界值时,在原调制波的基础上注入零序电压,使该策略调制波尽量等于载波边界值。

这里需要说明的是,虽然上述1),2)两种调制度范围内所注入的零序电压是相同的,但DMWPWM策略在这两种调制度范围的调制波形不同,注入零序电压的范围不同,所以调制波

表达式是不同的,需要单独列出来。

### 2.3 改进效率优化调制策略调制波

通过仿真得到该改进效率优化调制策略调制波的波形图( $m=1.1547, m=0.6667$ 和 $m=0.5774$ )如图2所示。

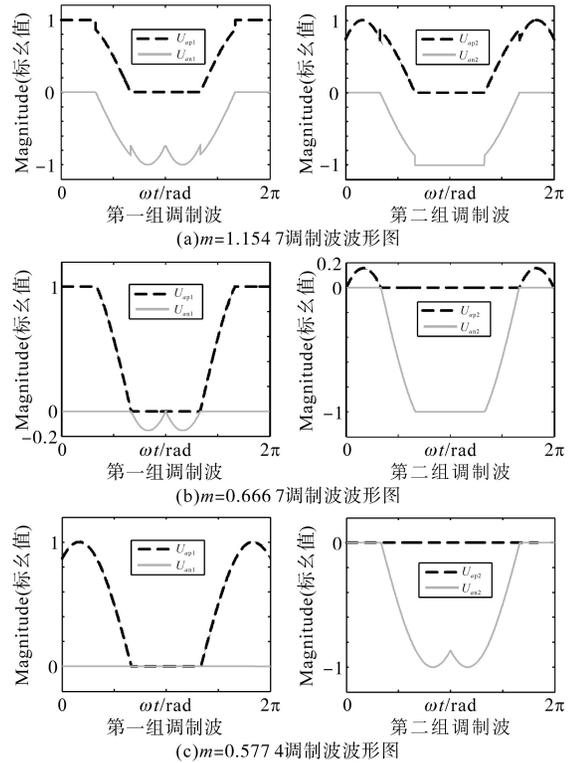


图2 改进效率优化调制策略调制波波形图

Fig.2 Modulation waveforms diagram of improved efficiency optimization modulation strategy

由图2可看出,改进后调制策略的调制波在  $\omega t \in [\pi/3, 2\pi/3]$  和  $\omega t \in [4\pi/3, 5\pi/3]$  范围时与改进前策略略有不同。虽然不能对变流器中点电位等进行优化,但改进后算法简单。

将DMWPWM策略和改进效率调制策略在不同调制度  $m$  下的开关频率进行了统计,统计结果如表3所示,设传统载波PWM策略的开关频率为  $f$ 。

表3 DMWPWM与改进效率优化调制策略的开关频率对比  
Tab.3 Comparison of switching frequencies between DMWPWM and improved efficiency optimized modulation strategies

调制策略	$m \in [0, 1/\sqrt{3}]$	$m \in (1/\sqrt{3}, 2/3)$	$m \in [2/3, 2/\sqrt{3}]$
DMWPWM	$4f/3$	$4f/3$	$4f/3$
效率优化调制策略	$2f/3$	$[2f/3, f]$	$f$

由表3可以看出效率优化调制策略比DMWPWM至少可减少1/3的开关动作,减少了1/3的开关损耗。

### 3 仿真与实验结果分析

#### 3.1 仿真分析

为了验证改进效率优化调制策略控制中点电位及减小开关频率的有效性,在Matlab/Simulink中分别搭建了阻感性负载下、三电平NPC变频器的DMWPWM策略和改进效率优化调制策略的仿真模型。

仿真参数如下:直流电压 $U_{dc}=1\ 000\text{ V}$ ;直流侧电容 $C_1=C_2=2\ 500\ \mu\text{F}$ ;开关频率 $f=5\ \text{kHz}$ ;滤波电感 $L=5\ \text{mH}$ ;滤波电容 $C=1\ \mu\text{F}$ ;电阻 $R=10\ \Omega$ ;电感 $L_1=L_2=L_3=20\ \text{mH}$ ;基波频率 $f_c=50\ \text{Hz}$ ;调制度 $m$ 分别为0.577 4,0.666 7,1.154 7。

图3为DMWPWM策略的仿真波形图( $m=1.154\ 7$ ),其中 $i_{abc}$ 为三相系统入网电流, $U_{ab}$ 为机侧线电压脉冲, $\Delta U_c$ 为两直流电容电压差值。由图3可看出,DMWPWM策略确实可在任意调制度、任意功率因数下实现中点电位平衡, $\Delta U_c$ 大约在 $\pm 0.1\ \text{V}$ 以内,中点电位波动较小,中点电位控制效果较为理想,若不考虑系统损耗问题,该策略不失为一种令人满意的三电平NPC变频器中点电位调制策略。

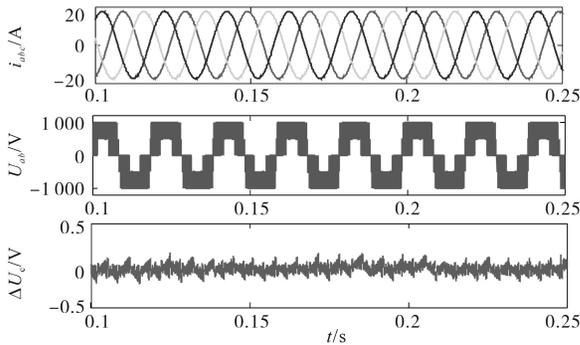
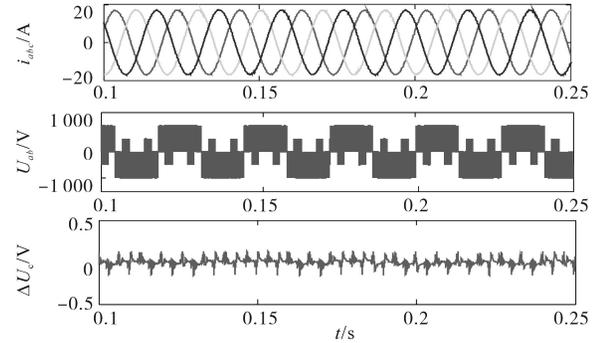


图3 DMWPWM策略仿真波形( $m=1.154\ 7$ )

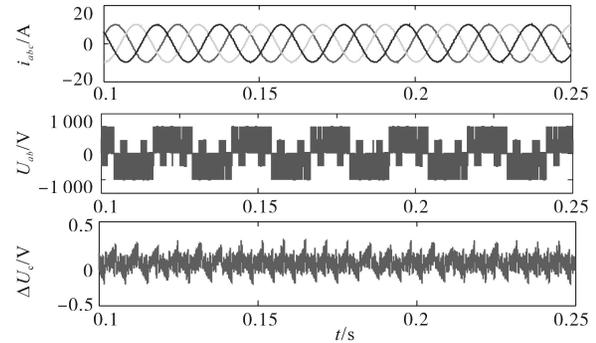
Fig.3 Simulation waveforms with DMWPWM strategy ( $m=1.154\ 7$ )

图4为在三种调制度时效率优化调制策略的仿真波形。其中 $i_{abc}$ , $U_{ab}$ 和 $\Delta U_c$ 的定义与图3中一致。图4a为调制度 $m=1.154\ 7$ 时的仿真波形,输出三相电流和线电压无畸变,输出波形满足三电平标准, $\Delta U_c$ 大约在 $\pm 0.1\ \text{V}$ 内波动。图4b为调制度 $m=0.666\ 7$ 时的仿真波形,可看出输出波形满足三电平标准, $\Delta U_c$ 大约在 $\pm 0.2\ \text{V}$ 内波动,属于正常波动范围,可判断中点电位平衡。图4c为调制度 $m=0.577\ 4$ 时的仿真波形,可看出输出波形也满足标准, $\Delta U_c$ 大约在 $\pm 0.2\ \text{V}$ 内波动,其中点电位平衡。结果表明该效率优化调制策略可实现调

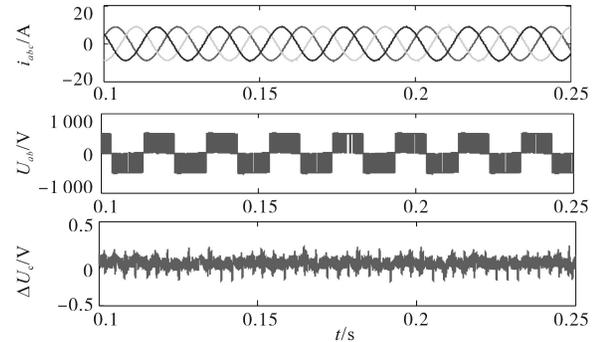
制的目的,随着调制度的增加,中点电位波动加大,但总可实现中点电位平衡,可见,效率优化调制策略可实现全调制度、全功率因数下的中点电位平衡。



(a)效率优化调制策略波形( $m=1.154\ 7$ )



(b)效率优化调制策略波形( $m=0.666\ 7$ )



(c)效率优化调制策略波形( $m=0.577\ 4$ )

图4 效率优化调制策略仿真波形

Fig.4 The simulation waveforms of efficiency optimized modulation strategy

将效率优化策略与DMWPWM进行对比可看出,两种调制策略都可实现中点电位平衡,虽然效率优化策略对中点电位波动的抑制效果比DMWPWM策略稍显不足,但亦可实现中点电位平衡。

图5为效率优化调制策略和DMWPWM策略的输出相电压THD<sub>ua</sub>对比图。由图5可知,随着调制度逐渐增加,输出波形更接近于正弦波,两种策略的输出相电压的THD<sub>ua</sub>都越来越小。

在低调制度时,效率优化调制策略THD<sub>ua</sub>

比DMWPWM策略小,随着调制度的增加,效率优化调制策略THD<sub>ua</sub>逐渐增大,在相同调制度下,效率优化调制策略THD<sub>ua</sub>比DMWPWM策略较大,但差距不大,当 $m=1.1547$ 时,前者THD<sub>ua</sub>为67.86%,与最小THD<sub>ua</sub>的第三种DMWPWM策略等于65.79%相差不多。由此说明效率优化算法在输出波形质量上与DMWPWM策略不相上下。

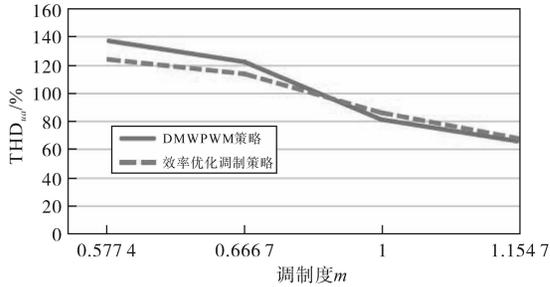


图5 两种策略不同调制度输出相电压THD<sub>ua</sub>对比

Fig.5 Comparison of output phase voltage THD<sub>ua</sub> of two modulation strategies with different modulation degrees

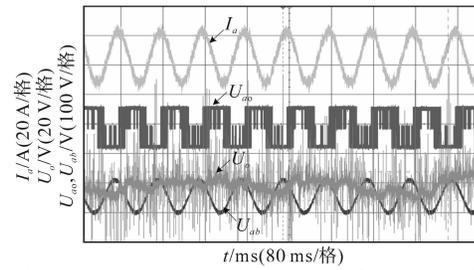
### 3.2 实验验证

为验证理论分析和仿真结果的正确性,建立了三电平NPC变频器的实验平台,主要由三电平NPC主电路、直流电源、电网开关、隔离变压器、LC滤波器、DSP28335控制板组成,实验参数如下:直流侧电压 $U_{dc}=650\text{ V}$ ;滤波电容 $C_f=20\text{ }\mu\text{F}$ ;滤波电感 $L_f=50\text{ }\mu\text{H}$ ;采样时间 $T_s=0.0002\text{ s}$ ;开关频率 $f_s=10\text{ kHz}$ ;直流侧电容 $C_1=C_2=1000\text{ }\mu\text{F}$ ;最大功率 $P_{max}=50\text{ kW}$ 。

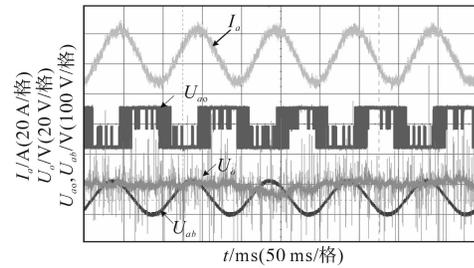
#### 3.2.1 三电平NPC变频器并网运行时效率优化调制策略验证

图6为三电平变频器效率优化调制策略的并网实验结果。图6a、图6b为 $t_1$ 和 $t_2$ 时刻效率优化调制策略负载电流 $I_a$ 、机侧输出相电压 $U_{ao}$ 、滤波后线电压 $U_{ab}$ 和中点电位 $U_o$ 的波形图,可以看出,效率优化策略在实验中的中点电位略有偏移,波动较大,虽然此波动在短时间内不会引起输出电压电流的畸变,但随着时间的增加,中点电位的偏移量会越来越大,有可能导致器件损坏,严重影响到三电平变频器的并网性能。

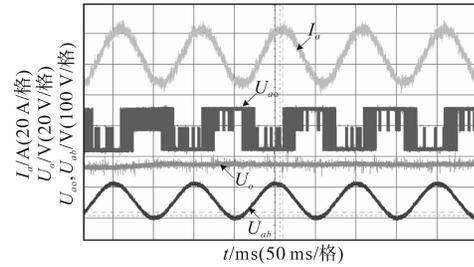
图6c、图6d为 $t_3$ 和 $t_4$ 时刻效率优化调制策略负载电流、输出相电压、输出线电压、中点电位的展开图,由此可以看出,效率优化调制策略可在短时间内实现中点电位平衡,图6d中的中点电位略向上偏移,虽然偏差不大,但该策略为开环控制,因此该偏移情况不会改善,只会一直存在并



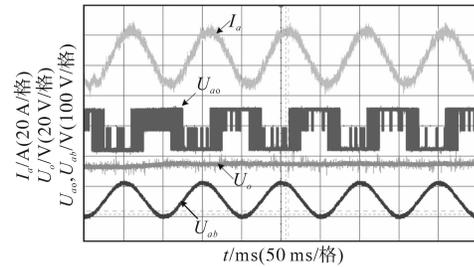
(a)负载电流、输出相电压、输出线电压、中点电位( $t_1$ 时刻)



(b)负载电流、输出相电压、输出线电压、中点电位( $t_2$ 时刻)



(c)负载电流、输出相电压、输出线电压、中点电位( $t_3$ 时刻)



(d)负载电流、输出相电压、输出线电压、中点电位( $t_4$ 时刻)

图6 效率优化调制策略并网实验结果

( $m=0.8$ , 负载20 kW)

Fig.6 Grid-connected experimental results with efficiency optimized modulation strategy ( $m=0.8$ , load 20 kW)

越来越严重。

在实验中,三电平变频器的电容电压发生偏移,这与理论分析一致,在实际应用中,效率优化调制策略受现实条件约束,中点电位会发生偏移。说明在效率优化调制策略中加入中点电位闭环控制是十分有必要的。

#### 3.2.2 改进效率优化调制策略的系统效率验证

在三电平NPC变频器台架上应用功率分析仪对效率优化策略的效率进行分析,测量并网三电平变频器应用DMWPWM策略和效率优化调制策略从10%负载到100%负载时的系统效率,图7

为效率优化策略系统效率检测图。图7a、图7b分别为效率优化策略在30%与80%负载处的系统效率测试结果。

U <sub>res1</sub>	401.59 V	U <sub>sd4</sub>	575.27 V
U <sub>res2</sub>	402.84 V	I <sub>sd4</sub>	-26.568 A
U <sub>res3</sub>	401.57 V	P <sub>4</sub>	-15.283 W
I <sub>res1</sub>	21.990 A	P <sub>2A</sub>	-15.135 W
I <sub>res2</sub>	21.886 A	W <sub>2A</sub>	-504.426 Wh
I <sub>res3</sub>	21.943 A	W <sub>4</sub>	-509.410 Wh
F <sub>U1</sub>	49.983 Hz	X <sub>2A</sub>	-0.9967
η <sub>1</sub>	99.027 %	F <sub>1</sub>	99.022 %

(a)效率优化系统效率(30%负载)

U <sub>res1</sub>	405.64 V	U <sub>sd4</sub>	736.69 V
U <sub>res2</sub>	405.37 V	I <sub>sd4</sub>	-14.49 A
U <sub>res3</sub>	404.11 V	P <sub>4</sub>	-10.674 W
I <sub>res1</sub>	16.90 A	P <sub>2A</sub>	-10.50 W
I <sub>res2</sub>	16.78 A	W <sub>2A</sub>	-349.659 Wh
I <sub>res3</sub>	15.82 A	W <sub>4</sub>	-355.272 Wh
F <sub>U1</sub>	50.002 Hz	X <sub>2A</sub>	-0.9734
η <sub>1</sub>	98.365 %	F <sub>1</sub>	98.420 %

(b)效率优化系统效率(80%负载)

图7 效率优化策略系统效率检测图

Fig.7 The detection diagram of the system efficiency with the efficiency optimizing strategy

统计两种策略在10%~100%负载情况下的效率及效率差,如表4所示,可以看出,在10%~100%负载变化时,无论效率优化或DMWPWM策略,三电平NPC变频器的系统效率都在97%以上,效率优化策略的系统效率比DMWPWM策略提高了大约0.3%~0.5%。为了更好地研究两种策略系统效率的特性,可将两种策略的系统效率用折线图表示,如图8所示。

表4 效率优化调制策略与DMWPWM策略系统效率对比

Tab.4 The system efficiency comparison table of efficiency optimization modulation strategy and DMWPWM strategy

负载功率占比/%	效率优化/%	DMWPWM/%	效率差/%
10	97.300	97.013	0.287
20	98.932	98.624	0.308
30	99.027	98.692	0.335
40	98.873	98.390	0.483
50	98.758	98.233	0.525
60	98.631	98.140	0.491
70	98.487	98.001	0.486
80	98.365	97.976	0.386
90	98.061	97.703	0.358
100	98.003	97.625	0.378

分析DMWPWM策略和效率优化调制策略在10%~100%负载时的效率对比,由表4和图8可以看出,两种调制策略的系统效率最大都在30%负载处,DMWPWM策略在该处效率值为

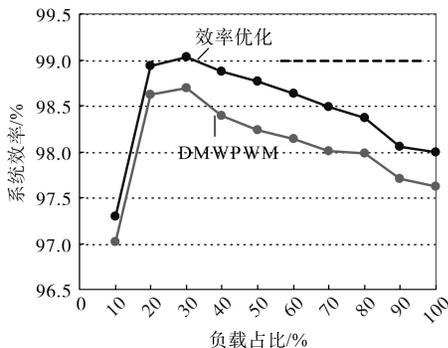


图8 两种调制策略系统效率对比(m=1.1547)

Fig.8 Systematic efficiency comparison of two modulation strategies (m=1.1547)

98.692%,效率优化策略在该处效率值为99.027%,效率优化比DMWPWM策略的效率提高了0.335%。两种策略的效率曲线趋势大致相同,都是先增至最大值(30%负载处)再逐渐减小。在10%~100%负载这十处,将两种策略的系统效率都作对比可以看出,效率优化策略比DMWPWM策略可提高系统效率0.3%~0.5%左右。效率优化调制策略仅从算法的角度上确实可以减少开关损耗,提高效率,且该策略实现简单,节省成本。与理论分析一致,进一步验证了本文所提效率优化调制策略提高效率的有效性。

### 4 结论

本文针对DMWPWM策略开关损耗大的问题,对效率优化调制策略的调制波算法进行改进,提出一种改进效率优化调制策略,该策略可实现全调制度、全功率因数下的中点电位平衡,通过将两组调制波尽可能靠近载波边界值,使其在一个工频周期内比DMWPWM策略减少1/3开关频率,且和DMWPWM策略的输出电压THD相差不多。通过实验验证该调制策略比DMWPWM策略提高了大约0.3%~0.5%的系统效率。

### 参考文献

[1] Nabae A. A new neutral-point-clamped PWM inverter[C]//IEEE IAS Annual Meeting, 1980:518-523.  
 [2] 姜卫东,赵德勇,汪磊,等.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[J].中国电机工程学报,2016,36(5):1376-1386.  
 [3] Wang Z, Cui F, Zhang G, et al. Novel carrier-based PWM strategy with zero-sequence voltage injected for three-level NPC inverter[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power

(下转第15页)

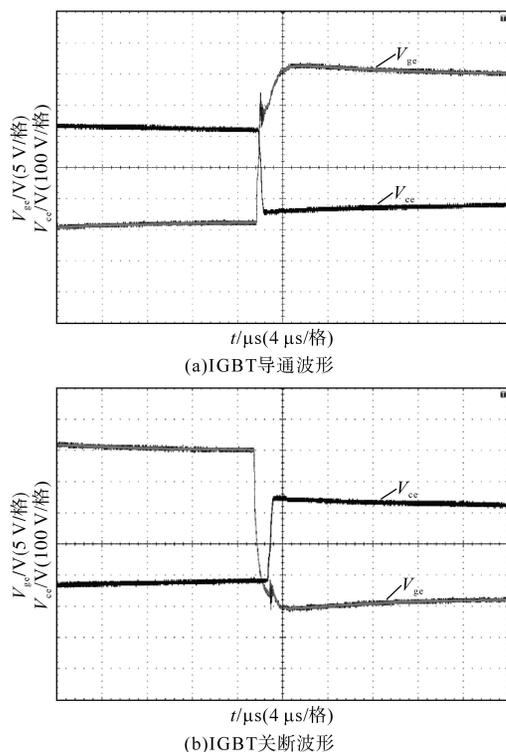


图11 IGBT驱动能力测试  
Fig.11 IGBT drive capability test

### 4 结论

本文对全控性器件IGBT的驱动脉冲的要求进行了分析,并对MMC子模块的驱动电路的设

计要求进行了研究,设计了子模块的驱动电路,实现了驱动保护电路的模块化。并在最后,通过仿真软件PSIM以及实际电路的测试对本文所设计的电路进行了验证和分析,通过仿真和测试的结果可知本文所设计的电路可以有效地实现对MMC子模块中的全控型器件进行驱动控制以及保护。

### 参考文献

[1] 汤广福. 高压直流输电装备核心技术研发及工程化[J]. 电网技术,2012,36(1):1-6.

[2] Marquardt R, Lesnicar A. New concept for high voltage-modular multilevel converter[C]//PECS 2004 Conference, Aachen, Germany,2004:1-5.

[3] Gemell B, Dorn J, Retzmann D, et al. Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission[C]//Proceedings of the IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, Chicago, IL:IEEE,2008:1-16.

[4] 张博敏. 大功率IGBT驱动模块的设计与研究[D]. 成都:电子科技大学,2015.

[5] 任义龙. 基于STATCOM的IGBT驱动保护电路的研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2012.

[6] 丁祖军,郑建勇,梅军,等. 基于EXB841的IGBT驱动电路设计及优化[J]. 电力自动化设备,2004,24(6):37-40.

收稿日期:2019-12-30

修改稿日期:2020-02-12

(上接第9页)

Electronics,2017,4(4):1442-1451.

[4] Ceballos S,Pou J,Zaragoza J, et al. Fault-tolerant neutral-point-clamped converter solutions based on including a fourth resonant leg[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(6):2293-2303.

[5] 谢之光,侯世英,唐治德,等. NPC三电平逆变器最优化虚拟电压矢量控制[J]. 电力系统自动化,2017,41(18):95-102.

[6] Liu P, Duan S, Yao C, et al. A double modulation wave CBP-WM strategy providing neutral-point voltage oscillation elimination and CMV reduction for three-level NPC inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,65(1):16-26.

[7] 汪江其,王群京,李国丽,等. 基于SPWM/SVPWM调制策略的逆变器效率研究[J]. 电气传动,2013,43(1):39-43.

[8] Xia C,Zhang G, Yan Y, et al. Discontinuous space vector PWM strategy of neutral-point-clamped three-level inverters for output current ripple reduction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(7):5109-5121.

[9] 王琛琛,管勃. 一种兼顾二极管钳位型三电平变换器中点电位平衡的窄脉冲处理方法[J]. 电工技术学报,2015,30(19):136-143.

[10] Lopez I, Ceballos S, Andreu J, et al. PWM algorithm with adap-

tive offset for three-level multi-phase neutral-point-clamped converters[C]// Industrial Electronics Society, IECON 2013 39<sup>th</sup> Annual, Conference of the IEEE, IEEE,2013:1185-1190.

[11] 胡存刚,马大俊,王群京,等. 三电平有源中点钳位逆变器损耗分布平衡控制策略[J]. 电工技术学报,2017,32(1):129-138.

[12] 刘斌,黄凯伦,伍家驹,等. 一种具有中点电位平衡可降低损耗的三电平空间矢量调制方法[J]. 电工技术学报,2015,30(4):196-202.

[13] 叶满园,胡雄. 基于双调制波的三电平NPC逆变器控制策略[J]. 电力电子技术,2015,49(11):12-13,50.

[14] 田凯,王明彦. 三电平双组双调制波载波脉宽调制方法[J]. 中国电机工程学报,2010,30(30):55-61.

[15] 李宁,王跃,郭伟,等. 三电平NPC变流器双调制波载波调制策略调制波最优解的研究[J]. 电工技术学报,2014,29(10):38-48.

[16] 李宁,李婉婷,张辉,等. 一种三电平NPC变流器的新型调制策略:中国,CN108092535A[P].2018-05-29.

收稿日期:2019-07-22

修改稿日期:2019-08-17