

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.09.017

# 基于 SHEPWM 的三电平 NPC 逆变器 中点电压波动抑制方法研究

周 游, 胡耀威, 程竟陵, 陈国柱\*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

**摘要:**针对基于传统特定谐波消除调制(SHEPWM)的三电平 NPC 逆变器的中点电压波动问题,分析了相电压中基波与三次谐波对中点电压波动的影响。建立了中点电压与三次谐波含量之间的关系,提出了基于三次谐波定量控制的改进 SHEPWM 方法,通过引入三次谐波控制方程重构 SHEPWM 开关角求解方程,并在此基础上以最大化程度抑制中点电压波动为目的,推导出了最优的三次谐波含量,在 Matlab/Simulink 平台上搭建了 2 MW/3 kV 逆变器并网模型,对改进 SHEPWM 方法的中点电压波动抑制效果进行了测试。研究表明:利用基于三次谐波最优含量控制的改进 SHEPWM 方法,能有效抑制中点电压的低频波动,提高 NPC 逆变器输出性能,降低直流环节电容。

**关键词:**特定谐波消除;中点电压波动;三电平 NPC 逆变器;三次谐波

中图分类号:TM464

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2018)09-0991-05

## Suppression method of neutral point potential fluctuation for three-level NPC inverter based on SHEPWM

ZHOU You, HU Yao-wei, CHENG Jing-ling, CHEN Guo-zhu

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** Aiming at the neutral point potential fluctuation of three-level NPC inverter based on traditional selective harmonic elimination pulse width modulation (SHEPWM), the influence of the fundamental and 3-order harmonic on the neutral point potential fluctuation was analyzed, the relationship between the neutral point potential and 3-order harmonic content was established, an improved SHEPWM method based on the 3-order harmonic quantitative control was presented, the solving equation of SHEPWM switching angle was reconstructed by introducing the controlling equation of 3-order harmonic, and on the basis of this, the optimal 3-order harmonic content was deduced for the purpose of maximally suppressing the neutral point potential fluctuation. The grid-connected 2 MW/3 kV inverter model was built on the Matlab / Simulink platform, and the voltage fluctuation suppression effect of the improved SHEPWM method was tested. The results indicate that the improved SHEPWM method based on the 3-order harmonic optimal content control can effectively suppress the low frequency fluctuation of the neutral point potential, which is significant to improve the output performance and to reduce the DC-link capacitance of three-level NPC inverter.

**Key words:** selective harmonic elimination pulse width modulation (SHEPWM); neutral point potential fluctuation; three-level NPC converter; 3-order harmonic

## 0 引 言

为了满足风力发电、机车牵引和矿井提升等对中

高压大功率变流器的需求,三电平变流器成为主流选择<sup>[1]</sup>。目前广泛使用的三电平变流器有3种。对于 NPC 变流器,研究热点为中点电位平衡控制和在低开

收稿日期:2018-01-13

作者简介:周 游(1994-),男,安徽宿州人,硕士研究生,主要从事新能源并网方面的研究。E-mail:yzhou233@163.com

通信联系人:陈国柱,男,教授,博士生导师。E-mail:gzchen@zju.edu.cn

关频率下的 PWM 技术。而中点平衡控制对于 NPC 变流器非常重要<sup>[2]</sup>,近几十年来研究人员提出了大量的中点电位平衡控制方法:通过调整三电平 SVPWM 中冗余小矢量对的占空比<sup>[2-3]</sup>解决中点电位平衡问题;除此之外,也存在通过调节三电平 SPWM 中注入的零序电压的中点电位平衡控制方法<sup>[4]</sup>。尽管仍有其他文献讨论三电平 NPC 变流器中点电位平衡问题,但一般都是基于 SPWM 或 SVPWM 调制策略。

为了降低中高压大功率应用装置中的开关损耗,需要一些开关频率较低的特殊调制技术,包括同步调制、电流谐波最小 PWM<sup>[5]</sup>和特定谐波消除 PWM。文献<sup>[6]</sup>提出了一种中点电位滞环控制方法,在中点电压偏高需要放电时,将对电容充电的 PWM 组合替换为对电容放电的 PWM 组合,有效抑制了中点电压波动,但存在开关频率较大、输出电压波形不对称等问题。在此基础上,文献<sup>[7-8]</sup>利用切换对中点电压作用相反的冗余小矢量,能有效地抑制中点电压波动,但仍存在增加开关频率的问题。文献<sup>[9]</sup>提出了基于三次谐波控制的三电平 SHEPWM 优化策略,但未能给出三次谐波的最佳含量。

本文提出基于三次谐波定量控制的三电平 SHEPWM 下中点电压低频波动的抑制方法。

## 1 三电平特定谐波消除调制

### 1.1 三电平 NPC

三电平中点钳位逆变器(NPC)的每相由 4 个全控型器件和 2 个二极管组成,其结构如图 1 所示。

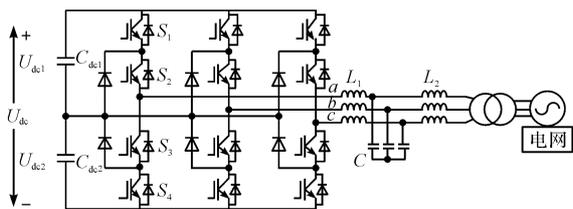


图 1 三电平 NPC 并网逆变器拓扑结构

$a$  相电压与桥臂上 4 个开关管通断状态的对应关系如表 1 所示。

表 1  $a$  相输出电压与桥臂开关管状态的关系

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$v_a$
1	1	0	0	$+U_{dc}/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-U_{dc}/2$

注:1—开关管导通;0—开关管关断

### 1.2 三电平 SHEPWM

NPC 逆变器单相输出电压波形如图 2 所示。

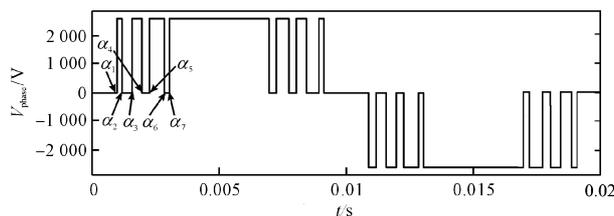


图 2 NPC 逆变器输出单相电压波形

注: $\alpha_k$ —开关角,即开关管通断状态切换的时刻

输出电压为 1/4 周期对称,对其进行傅里叶分解,令基波幅值等于参考电压,6  $h \pm 1$  次谐波幅值为 0,则求解 1/4 周期对称 SHEPWM 的方程为:

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos \alpha_k = \frac{\pi M}{4} \\ \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) = 0, n = 5, 7, \dots, 6h \pm 1 \end{cases} \quad (1)$$

式中: $M$ —基波调制比, $M = U_1/(U_{dc}/2)$ 。

由于 3 次及其倍数次谐波在三相系统中为零序,传统 SHEPWM 不对三倍频谐波进行控制。

## 2 中点电压波动抑制策略

传统 SHEPWM 开关角求解方程,没有将中点电位平衡控制引入方程中,同时也没有对三次谐波进行控制,本文将三次谐波控制引入到中点电压低频波动抑制中来。

首先要求出中点电流与三次谐波含量的关系。假设三相电压只含有基波分量与三次谐波含量,即:

$$\begin{cases} v_{a1} = M \sin \theta \\ v_{b1} = M \sin(\theta - 2\pi/3) \\ v_{c1} = M \sin(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} v_{a3} = k_3 M \sin(3\theta) \\ v_{b3} = k_3 M \sin(3\theta - 2\pi) \\ v_{c3} = k_3 M \sin(3\theta + 2\pi) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} v_a = M \sin \theta + k_3 M \sin(3\theta) \\ v_b = M \sin(\theta - 2\pi/3) + k_3 M \sin(3\theta) \\ v_c = M \sin(\theta + 2\pi/3) + k_3 M \sin(3\theta) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $k_3$ —三次谐波幅值与基波幅值的比值。

假设三相电流只含有基波分量,其他各次谐波都已消除,则三相电流可表示为:

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin(\theta - \varphi) \\ i_b = I_m \sin(\theta - 2\pi/3 - \varphi) \\ i_c = I_m \sin(\theta + 2\pi/3 - \varphi) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\varphi$ —功率因数角。

针对 PWM 调制,三相参考电压与中点电流的关系

为<sup>[10]</sup>:

$$\begin{cases} i_{oa} = (1 - |v_a|)i_a \\ i_{ob} = (1 - |v_b|)i_b \\ i_{oc} = (1 - |v_c|)i_c \end{cases} \quad (6)$$

将式(4)代入式(6)中可得:

$$\begin{aligned} i_o = & -M|\sin\theta + k_3\sin(3\theta)|i_a - \\ & M|\sin(\theta - 2\pi/3) + k_3\sin(3\theta)|i_b - \\ & M|\sin(\theta + 2\pi/3) + k_3\sin(3\theta)|i_c \end{aligned} \quad (7)$$

考虑到  $k_3$  会影响  $\sin\theta + k_3\sin(3\theta)$  的正负,对方程简化造成困难,有必要对  $k_3$  取值进行限制。令  $\sin\theta + k_3\sin(3\theta)$  与  $\sin\theta$  符号保持一致,即在  $0 < \theta < \pi$  时,  $\sin\theta + k_3\sin(3\theta)$  为正,在  $\pi < \theta < 2\pi$  时,  $\sin\theta + k_3\sin(3\theta)$  为负。通过分析  $\sin\theta/\sin(3\theta)$  的波形,可得:

$$-1/3 < k < 1 \quad (8)$$

由于极值点很容易获得,这里不再赘述。则式(7)可简化为:

(1) 当  $0 < \theta < \pi/3$  时:

$$\begin{aligned} i_o = & -M[\sin\theta + k_3M\sin(3\theta)]i_a + \\ & M[\sin(\theta - 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_b - \\ & M[\sin(\theta + 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_c = \\ & -MI_m\left[\frac{1}{2}\cos\varphi + \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right)\right] - \\ & MI_m\left[-2k_3\sin(3\theta)\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right] \end{aligned} \quad (9)$$

(2) 当  $\pi/3 < \theta < 2\pi/3$  时:

$$\begin{aligned} i_o = & -M[\sin\theta + k_3M\sin(3\theta)]i_a + \\ & M[\sin(\theta - 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_b + \\ & M[\sin(\theta + 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_c = \\ & -MI_m\left[-\frac{1}{2}\cos\varphi - \cos(2\theta - \varphi)\right] - \\ & MI_m\left[-2k_3\sin(3\theta)\sin(\theta - \varphi)\right] \end{aligned} \quad (10)$$

(3) 当  $2\pi/3 < \theta < \pi$  时:

$$\begin{aligned} i_o = & -M[\sin\theta + k_3M\sin(3\theta)]i_a - \\ & M[\sin(\theta - 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_b + \\ & M[\sin(\theta + 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_c = \\ & -MI_m\left[\frac{1}{2}\cos\varphi + \cos\left(2\theta + \frac{4\pi}{3} - \varphi\right)\right] - \\ & MI_m\left[-2k_3\sin(3\theta)\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right] \end{aligned} \quad (11)$$

(4) 当  $\pi < \theta < 4\pi/3$  时:

$$\begin{aligned} i_o = & +M[\sin\theta + k_3M\sin(3\theta)]i_a - \\ & M[\sin(\theta - 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_b + \\ & M[\sin(\theta + 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_c = \\ & -MI_m\left[-\frac{1}{2}\cos\varphi + \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right)\right] - \end{aligned}$$

$$MI_m\left[2k_3\sin(3\theta)\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right] \quad (12)$$

(5) 当  $4\pi/3 < \theta < 5\pi/3$  时:

$$\begin{aligned} i_o = & +M[\sin\theta + k_3M\sin(3\theta)]i_a - \\ & M[\sin(\theta - 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_b - \\ & M[\sin(\theta + 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_c = - \\ & MI_m\left[\frac{1}{2}\cos\varphi + \cos(2\theta - \varphi)\right] - \\ & MI_m\left[-2k_3\sin(3\theta)\sin(\theta - \varphi)\right] \end{aligned} \quad (13)$$

(6) 当  $5\pi/3 < \theta < 2\pi$  时:

$$\begin{aligned} i_o = & +M[\sin\theta + k_3M\sin(3\theta)]i_a + \\ & M[\sin(\theta - 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_b - \\ & M[\sin(\theta + 2\pi/3) + k_3M\sin(3\theta)]i_c = - \\ & MI_m\left[-\frac{1}{2}\cos\varphi + \cos\left(2\theta + \frac{4\pi}{3} - \varphi\right)\right] - \\ & MI_m\left[2k_3\sin(3\theta)\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\right] \end{aligned} \quad (14)$$

将  $0 \sim 2\pi$  区间均分成 6 份,则式(9 ~ 14) 可统一表示为:

$$\begin{aligned} i_o & = i_{o1} + i_{o3} \\ i_{o1} & = MI_m\left[\frac{(-1)^j}{2}\cos\varphi + \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \varphi + \frac{\pi}{3}j\right)\right] \\ i_{o3} & = MI_m\left[2k_3\sin(3\theta)\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3} - \varphi - \frac{\pi}{3}j\right)\right] \end{aligned} \quad (15)$$

式中:  $i_{o1}$ —基波分量作用产生的中点电流;  $i_{o3}$ —三次谐波分量作用产生的中点电流,  $j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ 。

假设功率因数为 1, 即  $\varphi = 0$ , 则中点电流波形如图 3 所示。

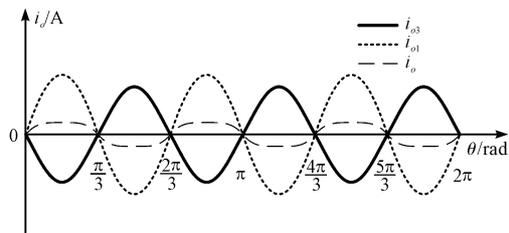


图3 中点电流波形( $\varphi = 0$ )

在功率因数为其他值时,也有类似关系。若  $k_3$  取值合适,则可很大程度抑制中点电压低频波动。

下面给出一种计算  $k_3$  最优值的一种办法。

分别将  $i_{o1}$  和  $i_{o3}$  从  $0 \sim \pi/3$  进行积分,可得到中点电压  $v_{o1}$  和  $v_{o3}$  为:

$$\begin{cases} v_{o1} = \frac{1}{C} \int_0^{\pi/3} i_{oc1} d\theta = \frac{MI_m}{C} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\pi}{6} \right) \\ v_{o3} = \frac{1}{C} \int_0^{\pi/3} i_{oc3} d\theta = -\frac{MI_m}{C} \left( \frac{3\sqrt{3}}{4} k_3 \right) \end{cases} \quad (16)$$

令  $v_{o3}$  等于  $-v_{o1}$ , 则可由式(17) 求出  $k_3$ :

$$\begin{cases} v_{o3} = -MI_m \left( \frac{3\sqrt{3}}{4} k_3 \right) = -v_{o1} = -MI_m \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\pi}{6} \right) \\ k_3 = 0.2636 \end{cases} \quad (17)$$

$k_3$  在式(8) 的取值范围之间。将  $k_3$  代入式(2 ~ 4), 结合  $v_o = \frac{1}{C} \int i_o d\theta$  可获得中点电压波形如图 4 所示。

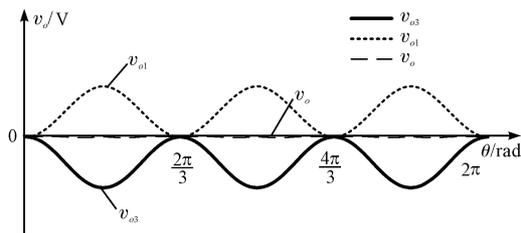


图 4 中点电压波形( $\varphi = 0$ )

在计算  $v_{o1}$  和  $v_{o3}$  时, 算式的绝对值求解符号应与  $\sin\theta + k_3 \sin(3\theta)$  的绝对值求解符号保持一致。

由图 4 可知,  $k_3$  取最优值时, 中点电压低频波动能得到有效抑制。则通过引入三次谐波控制可得到新的求取 SHEPWM 开关角方程:

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos\alpha_k = \frac{\pi M}{4} \\ \frac{1}{3} \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(3\alpha_k) = \frac{\pi k_3 M}{4} = 0.207M \\ \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) = 0, n = 5, 7, \dots, 6h \pm 1 \end{cases} \quad (18)$$

通过求解方程可得一组新的开关角。

### 3 实验及结果分析

本研究基于 Matlab/Simulink 平台验证所提方法在三电平 SHEPWM 中对中点电压波动抑制效果, 模型为 2 MW/3 kV 并网逆变器, 仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

参数	取值
直流母线电压 $U_{dc}/kV$	6
直流侧分裂电容 $C_{dcl}/mF$	6
逆变器侧电感 $L_1/mH$	1.8
滤波器电容 $C/mF$	0.16
点网侧电感 $L_2/mH$	0.6
开关角个数 $N$	9

笔者比较直流分裂电容电压  $u_{dcl}$  和  $a$  相并网电流  $i_a$ , 并对  $a$  相并网电流  $i_a$  作 FFT 分析。对比采用传统 SHEPWM 的结果如图 5 所示。

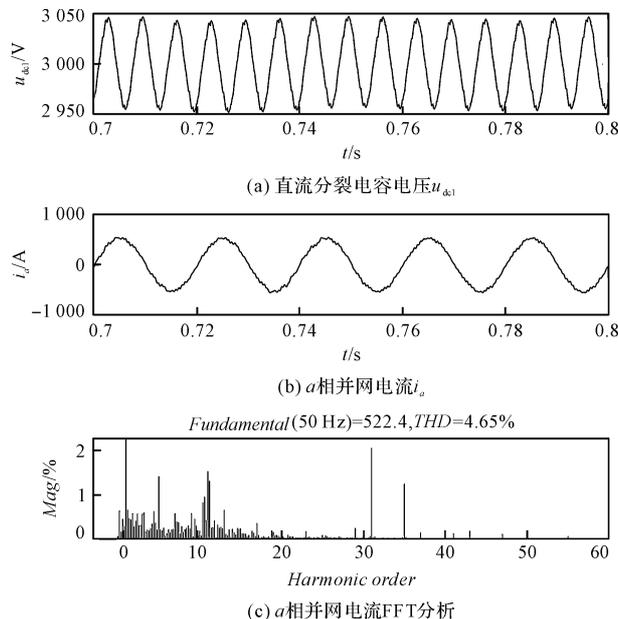


图 5 采用传统 SHEPWM 的仿真波形( $M = 0.8$ )

图 5 中, 中点电压波动的主要成分为三次谐波, 波动范围接近 100 V, 并网电流 THD 为 4.65%。

改进 SHEPWM 的结果如图 6 所示。

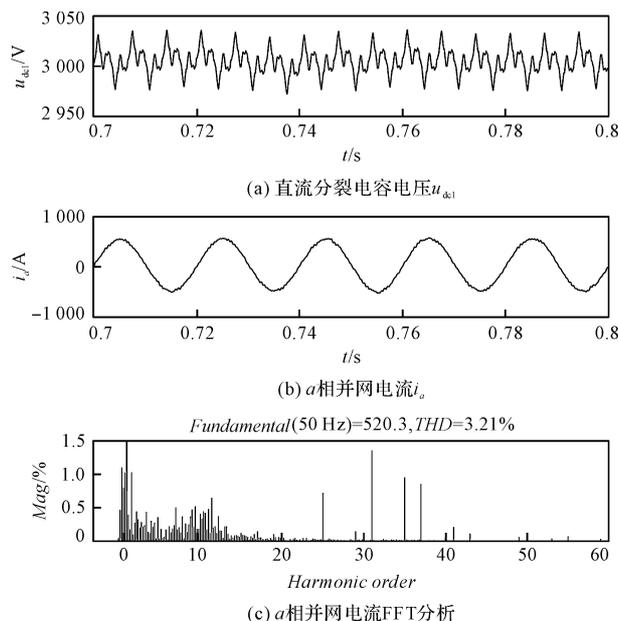


图 6 采用改进 SHEPWM 的仿真波形( $M = 0.8$ )

图 6 中, 中点电压波动范围约为 50 V, 且中点电压的 3 倍频波动得到抑制, 并网电流 THD 为 3.21%。

比较传统 SHEPWM 和改进 SHEPWM 的仿真结果可知, 改进 SHEPWM 能有效抑制中点电压波动, 改善并网电流质量。

## 4 结束语

本研究针对三电平 NPC 逆变器在发生中点电压波动时并网电流发生畸变的问题,分析了相电压中基波与三次谐波对中点电压波动的影响,建立了中点电压与三次谐波含量之间的关系,提出了基于三次谐波定量控制的改进 SHEPWM 方法,搭建了 2 MW/3 kV 逆变器并网模型,并对改进 SHEPWM 方法进行了测试。

研究表明:通过将传统 SHEPWM 开关角生成方程替换为能对三次谐波定量控制的开关角生成方程,中点电压的低频波动得到大幅抑制。

### 参考文献 (References):

- [1] NABAE A, TAKAHASHI I, AKAGI H. A new neutral point clamped PWM inverter[J]. **IEEE Transactions on Industry Application**, 1981, 17(5):518-523.
- [2] 宋文祥,陈国呈,束满堂,等. 中点箝位式三电平逆变器空间矢量调制及其中点控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5):105-109.
- [3] 宋文祥,陈国呈,武慧,等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12):95-100.
- [4] 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.
- [5] 周明磊,游小杰,王琛琛,等. 电流谐波最小 PWM 开关角的计算及谐波特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15):2362-2370.
- [6] 姚文熙,吕征宇,费万民,等. 一种新的三电平中点电位滞环控制法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7):92-96.
- [7] ZHANG T, DU C, QIN C, et al. Neutral-point voltage balancing control for three-level T-type inverter using SHEPWM [C]. **Power Electronics and Motion Control Conference**, New York: IEEE, 2016.
- [8] 张晓华,葛兴来. 基于 SHEPWM 的三电平 NPC 逆变器中点电位平衡控制算法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(16):150-156.
- [9] 谷鑫,姜勃,耿强,等. 基于三次谐波控制及脉冲波动分析的三电平 SHE-PWM 调制优化策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(7):88-96.
- [10] JIAO Y, LEE F C, LU S. Space vector modulation for three-level NPC converter with neutral point voltage balance and switching loss reduction [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2014, 29(10):5579-5591.

[编辑:李辉]

### 本文引用格式:

周游,胡耀威,程竞陵,等. 基于 SHEPWM 的三电平 NPC 逆变器中点电压波动抑制方法研究[J]. 机电工程, 2018, 35(9):991-995.

ZHOU You, HU Yao-wei, CHENG Jing-ling, et al. Suppression method of neutral point potential fluctuation for three-level NPC inverter based on SHEPWM [J]. **Journal of Mechanical & Electrical Engineering**, 2018, 35(9):991-995.

《机电工程》杂志; <http://www.meem.com.cn>