

# NPC三电平变换器电流谐波最优PWM策略

朱燕<sup>1</sup>, 陈进<sup>2</sup>

(1. 国网重庆市区供电公司, 重庆 400015;

2. 国网重庆市电力公司, 重庆 400015)

**摘要:** 当应用特定谐波消除脉宽调制(SHEPWM)于中点钳位型(NPC)三电平变换器以降低开关频率时, 将引起更为严重的中点电位(NPP)波动, 因为SHEPWM无中点电位控制自由度。对此, 提出了一种基于3次和9次谐波优化的新型电流谐波最优PWM策略, 以抑制NPP低频脉动。传统SHEPWM通过谐波优化目标离线计算开关角来提高谐波性能, 由于很难在线求解开关角, 故中点电位实时控制效果不佳。而新方案中通过分析3次和9次谐波与NPP波动之间的数学关系, 得到了最优谐波表达式, 从而直接应用即可实现最小NPP低频脉动, 而无需在线更改开关角。在NPC三电平变换器样机上开展了实验测试, 实验结果验证了新型PWM策略的有效性。

**关键词:** 三电平变换器; 中点电位; 低频脉动; 脉宽调制

**中图分类号:** TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd22151

## Current Harmonic Optimal PWM Strategy for NPC Three-level Converter

ZHU Yan<sup>1</sup>, CHEN Jin<sup>2</sup>

(1. State Grid Chongqing Shiqu Power Supply Company, Chongqing 400015, China;

2. State Grid Chongqing Electric Power Company, Chongqing 400015, China)

**Abstract:** When applying selected harmonic elimination pulse width modulation(SHEPWM) to a neutral-point-clamped(NPC) three-level converter to reduce the switching frequency, it will cause more serious neutral-point potential(NPP) fluctuations because there is no degree of freedom for SHEPWM to control the NPP. In this regard, a new current harmonic optimal PWM strategy based on 3rd and 9th harmonic optimization was proposed to restrain low-frequency NPP fluctuation. The traditional SHEPWM improves the harmonic performance by calculating the switching angles off-line through the harmonic optimization target. Since it is difficult to solve the switching angles online, the NPP cannot be controlled well in real time. In the new scheme, by analyzing the mathematical relationship between the 3rd and 9th harmonics and NPP fluctuations, the optimal harmonic expression was obtained, so that the minimum low-frequency NPP fluctuation can be achieved directly without changing the switching angles online. The experimental tests were carried out on a prototype NPC three-level converter, and the experimental results verify the effectiveness of the new PWM strategy.

**Key words:** three-level converter; neutral-point potential(NPP); low-frequency fluctuation; pulse width modulation(PWM)

中点钳位型(neutral-point-clamped, NPC)三电平变换器广泛应用于风电和牵引等工业领域, 其与两电平拓扑相比优势在于输出电压谐波含量低和功率开关器件额定电压低等<sup>[1-2]</sup>。

NPC三电平变换器的脉宽调制(pulse width modulation, PWM)策略较多, 如SPWM, SVPWM和方波调制等<sup>[3]</sup>。为了降低NPC三电平变换器开关损耗, 学者们提出了一些低开关频率PWM方

法, 如不连续脉宽调制<sup>[4]</sup>和特定谐波消除脉宽调制<sup>[5]</sup>(selected harmonic elimination pulse width modulation, SHEPWM)等。其中不连续脉宽调制通过事先弃用SVPWM中的一些基本电压矢量来减小共模电压, 并优化钳位模式来实现中点电位(neutral-point potential, NPP)平衡, 属于一种混合调制策略, 相比常规调制的开关频率有所减少, 但较之SHEPWM, 开关损耗仍较大, 且计算量较

**基金项目:** 重庆市科技重大主题专项重点研发项目(cstc2018jszx-cyztzxX0031)

**作者简介:** 朱燕(1981—), 女, 硕士, 高级工程师, Email: zhuyaan8118@126.com

大。SHEPWM可以根据谐波要求求解 SHEPWM 波形的傅里叶方程来对特定低次谐波进行消除,但 NPP 控制将变得困难。NPP 不平衡可由空载、不对称负载和系统不一致性等引起,严重时可引起开关器件过压击穿和直流侧电容过压损毁<sup>[6]</sup>。故文献[7-9]中根据谐波优化目标,离线计算后优化 SHEPWM 以实现中点电位平衡,但存在 SHEPWM 波形偏离和 NPP 控制折衷问题。文献[10]采用了三级滞环控制器,以期在开关角求解后进行冗余矢量调整,完成实时中点电位控制,但该方法对于低频 NPP 脉动也是效果欠佳的。

由前述文献研究,本文提出了一种针对 NPP 低频脉动抑制的电流谐波最优 PWM 策略。首先,对引起 NPP 低频脉动的根本原因进行分析,然后找出最优 3 次和 9 次谐波分量,可自然地实现 NPP 低频脉动最小,而无需在线更改任何开关角。然而,由于所提出的方法牺牲了两个开关角以确保最优 3 次和 9 次谐波分量,这意味着将只有更少的开关角可用于消除其他低次谐波。因此,将最优 3 次和 9 次谐波分量和 THD 联合来定义目标函数进行求解,可兼顾实现最小电流谐波和 NPP 脉动最小。

## 1 SHEPWM 的 NPP 问题分析

### 1.1 三电平 SHEPWM 方案

SHEPWM 的基本原理是根据谐波要求计算 PWM 波形的开关角,以消除特定低次谐波,以  $u$  相位为例, SHEPWM 输出波形如图 1 所示,开关角为  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ 。

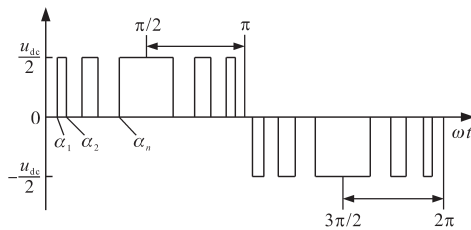


图1 SHEPWM 波形

Fig.1 SHEPWM waveform

对图 1 中 SHEPWM 波形进行傅里叶分解可得:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{+\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (1)$$

其中

$$a_n = \begin{cases} \frac{2u_{dc}}{n\pi} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) & n = 1, 3, 5, \dots \\ 0 & n = 2, 4, 6, \dots \end{cases}$$

$$b_n = 0 \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

式中:  $u_{dc}$  为直流侧电压;  $a_n, b_n$  为傅里叶系数;  $\omega$  为基频;  $N$  为 1/4 周期内开关角个数。

设基频分量为  $u_1$ , 调制比  $m = u_1 / (2u_{dc} / \pi)$ , 则 SHEPWM 设计时令基频分量  $|a_1| = m$ , 其他低次谐波分量  $|a_h| = 0$ , 如下所示:

$$\begin{cases} |a_1| = m \\ |a_h| = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(\alpha_i) = m \\ \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(h\alpha_i) / h = 0 \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$h = 6l \pm 1 \quad l = 1, 2, 3, \dots, (N - 1) / 2$$

式中:  $h$  为谐波次数。

根据所设计目标函数,对式(2)所描述非线性方程进行数值求解<sup>[11]</sup>,可得最优开关角,其中目标函数定义为

$$\lambda_{\text{WTHD}} = \sqrt{\sum_{h=6l \pm 1} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} = \sqrt{\sum_{h=6l \pm 1} \left(\frac{u_h}{hu_1}\right)^2} = \frac{1}{m} \sqrt{\sum_{h=6l \pm 1} \left(\frac{u_{hpu}}{h}\right)^2} \quad (3)$$

式中:  $\lambda_{\text{WTHD}}$  为目标函数;  $I_h, u_h$  分别为谐波电流和电压;  $I_1$  为电流基频分量;  $u_{hpu}$  为谐波电压的标么值。

### 1.2 NPP 问题及其传统解决方案

忽略谐波分量后的 NPC 三电平变换器三相电压和电流表达式分别为

$$\begin{cases} u_u = 4m / \pi \sin\theta \\ u_v = 4m / \pi \sin(\theta - 2\pi/3) \\ u_w = 4m / \pi \sin(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_u = I_m \sin(\theta - \varphi) \\ i_v = I_m \sin(\theta - 2\pi/3 - \varphi) \\ i_w = I_m \sin(\theta + 2\pi/3 - \varphi) \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $I_m$  为基频电流幅值;  $\varphi$  为相角。

中性点电流  $i_o$  可表示为

$$i_o = (1 - |u_u|)i_u + (1 - |u_v|)i_v + (1 - |u_w|)i_w \quad (6)$$

式(6)表明,  $i_o$  由相电压和电流决定,而死区或不对称负载将使式(4)~式(6)中的电压或电流正弦度不好,从而出现 NPP 偏移问题。故需要对 NPP 施加控制。如前所述,由于计算复杂,可采用离线计算得到谐波需求对应的开关角,然后通过改变开关角来应对 NPP 偏移问题<sup>[7-9]</sup>,如图 2 所示。

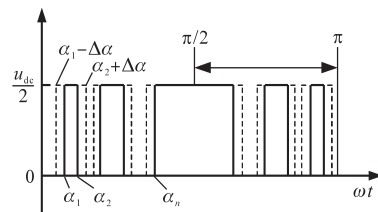


图2 考虑 NPP 控制的 SHEPWM 波形

Fig.2 SHEPWM waveform when considering NPP control

从图 2 中可看出,通过变量  $\Delta\alpha$  调整开关角, NPP 可得到修正。但  $\Delta\alpha$  对于该方法的性能至关

重要,如果 $\Delta\alpha$ 太小,则控制能力较弱,反之则会使得输出性能变差,故 $\Delta\alpha$ 的选择需进行折衷考虑。综上,离线优化计算方法存在一定的局限性。

## 2 新型电流谐波最优PWM方案

根据前述SHEPWM及其NPP控制原理,可知谐波性能是由开关角决定的。但NPP控制角是根据谐波要求离线计算的。因此,在计算这些角度之前,必须考虑NPP低频脉动,本文对NPP低频脉动对应的最优开关角进行了求解。

传统SHEPWM根据式(2)来获得开关角,以消除所选的低次谐波分量。式(2)没有考虑 $3n$ 次谐波分量,因为其对三相三线制系统的线电压没有影响。但本文将 $3n$ 次谐波分量加入分析,如下式所示:

$$\begin{cases} |a_1| = m \\ |a_{3n}| = k_{3n}m \\ |a_h| = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos\alpha_i = m \\ \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(3n\alpha_i)/3n = k_{3n}m \\ \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(h\alpha_i)/h = 0 \end{cases} \quad (7)$$

其中

$$h = 6l \pm 1 \quad l = 1, 2, 3, \dots, (N-1-n)/2$$

式中: $k_{3n}$ 为3次谐波分量的幅值。

为了实现NPP低频脉动最小,对应 $3n$ 次谐波分量将存在最优值以抵消基频分量引起的NPP低频脉动。

### 2.1 $i_o$ 与3次谐波分量间的关系

3次谐波分量的表达式为

$$\begin{cases} u_{u3} = 4/\pi k_3 m \sin(3\theta) \\ u_{v3} = 4/\pi k_3 m \sin(3\theta - 2\pi) \\ u_{w3} = 4/\pi k_3 m \sin(3\theta + 2\pi) \end{cases} \quad (8)$$

将式(4)、式(5)和式(8)代入式(6),可重写 $i_o$ 为

$$\begin{aligned} i_o = & -4/\pi m \sin(\theta) + k_3 \sin(3\theta) i_{i_u} - \\ & 4/\pi m \sin(\theta - 2\pi/3) + k_3 \sin(3\theta) i_{i_v} - \\ & 4/\pi m \sin(\theta + 2\pi/3) + k_3 \sin(3\theta) i_{i_w} \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)表明,可通过 $k_3$ 来调节 $i_o$ ,当NPP低频脉动最小时, $k_3$ 为最优,但很难直接从中得到 $k_3$ 的最优值。式(9)中,若 $k_3$ 改变了式中绝对值符号,则简化 $i_o$ 和 $k_3$ 之间的关系变得困难,故先确定不改变绝对值符号的 $k_3$ 的范围为 $-1/3 < k_3 < 1$ ,当 $k_3$ 最优值在此范围内时,由于绝对值符号不变,可得 $i_o$ 和 $k_3$ 之间的关系式为

$$i_o = i_{o1} + i_{o3} \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} i_{o1} &= \frac{4mI_m}{\pi} \left[ \frac{(-1)^r}{2} \cos\varphi + \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \varphi + \frac{\pi}{3}r\right) \right] \\ i_{o3} &= \frac{4mI_m}{\pi} \left[ 2k_3 \sin(3\theta) \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3} - \varphi - \frac{\pi}{3}r\right) \right] \\ r &= 1, 2, 3, 4, 5, 6 \end{aligned}$$

式中: $i_{o1}$ 为由基波电压产生的中性点电流; $i_{o3}$ 为从3次谐波电压得出的中性点电流。

$i_{o1}$ 和 $i_{o3}$ 的频率均比基频大3倍。

图3显示了在不同功率因数(power factor, PF)下 $i_o$ ,  $i_{o1}$ 和 $i_{o3}$ 的波形。从图中可看出, $i_{o3}$ 总体上与 $i_{o1}$ 相位相反,特别是当PF增大时。因此,若合理设置 $i_{o3}$ 的值,则 $i_{o1}$ 可被抵消,从而优化NPP低频脉动。

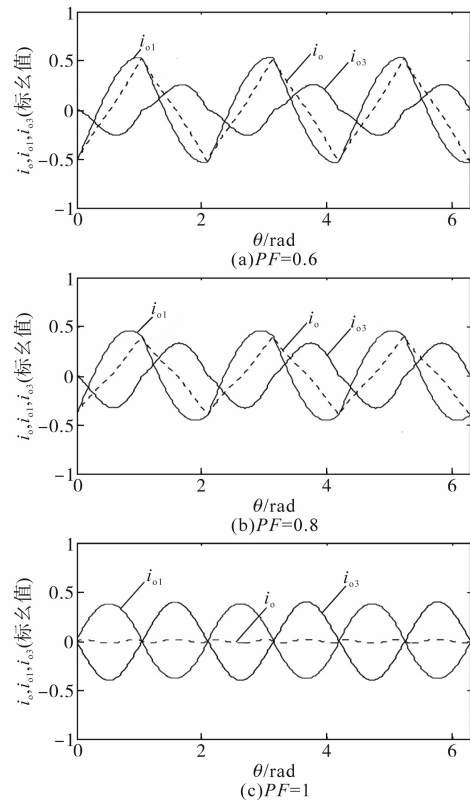


图3 不同PF下 $i_o$ ,  $i_{o1}$ 和 $i_{o3}$ 的波形

Fig.3 Waveforms of the  $i_o$ ,  $i_{o1}$  and  $i_{o3}$  with different PF

设 $s(i_{o1})$ 和 $s(i_{o3})$ 分别为 $i_{o1}$ 和 $i_{o3}$ 的积分值,令 $s(i_{o1}) = -s(i_{o3})$ ,则 $k_3$ 最优值可按式(11)获得:

$$\begin{aligned} s(i_{o1}) &= \frac{4mI_m}{\pi} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\pi}{6} \right) \\ &= -s(i_{o3}) = \frac{4mI_m}{\pi} \left( \frac{3\sqrt{3}}{4} k_3 \right) \\ \Rightarrow k_3 &\approx 0.2636 \end{aligned} \quad (11)$$

进一步,对通过式(11)中 $i_o$ ,  $i_{o1}$ 和 $i_{o3}$ 积分可得不同PF下 $u_o$ ,  $u_{o1}$ 和 $u_{o3}$ 的规律。此外,定义NPP低频脉动抑制系数 $g_{sc} = u_{ok326}/u_{ok30}$ ,其中 $u_{ok326}$ 和 $u_{ok30}$ 分

别是当 $k_3=0.2636$ 和 $k_3=0$ 时NPP波动的最大值,计算显示当PF增加,尤其是当 $PF > 0.6$ 时, $g_{sc}$ 显著减小,NPP低频脉动将被抑制。另一方面,由于不能确保所有PF下 $i_{o3}$ 与 $i_{o1}$ 反相,故当PF较小时,NPP低频脉动抑制效果不明显。因此,当NPC三相变换器带电机类负载时,PF通常大于0.6,故此方案非常适合于大多数电机驱动系统。

### 2.2 $i_o$ 与9次谐波分量间的关系

与传统SHEPWM方案相比,应用3次谐波分量将可能导致更大的9次谐波分量,对NPP也有一定的影响,需进行分析。类似于 $k_3$ 求解,为了不改变式(6)中绝对值符号, $k_9$ 必须满足 $-1/9 < k_9 < 1/2$ 。因此,推导可得 $i_o$ 和 $k_9$ 之间的关系如下式:

$$i_o = i_{o1} + i_{o9} \quad (12)$$

其中

$$i_{o1} = \frac{4mI_m}{\pi} \left[ \frac{(-1)^r}{2} \cos\varphi + \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3} - \varphi + \frac{\pi}{3}r\right) \right]$$

$$i_{o9} = \frac{4mI_m}{\pi} \left[ 2k_9 \sin(9\theta) \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3} - \varphi - \frac{\pi}{3}r\right) \right]$$

$$r = 1, 2, 3, 4, 5, 6$$

图4为不同PF下 $i_o$ , $i_{o1}$ 和 $i_{o9}$ 的波形,其中 $i_{o9}$ 是基于9次谐波电压得到的中性点电流, $k_9$ 仍设置为0.2636。可观察到, $i_{o9}$ 的频率是 $i_{o1}$ 的3倍, $i_{o1}$ 和 $i_{o9}$ 间的相角差只能调整为0或 $\pi$ ,故无论如何设

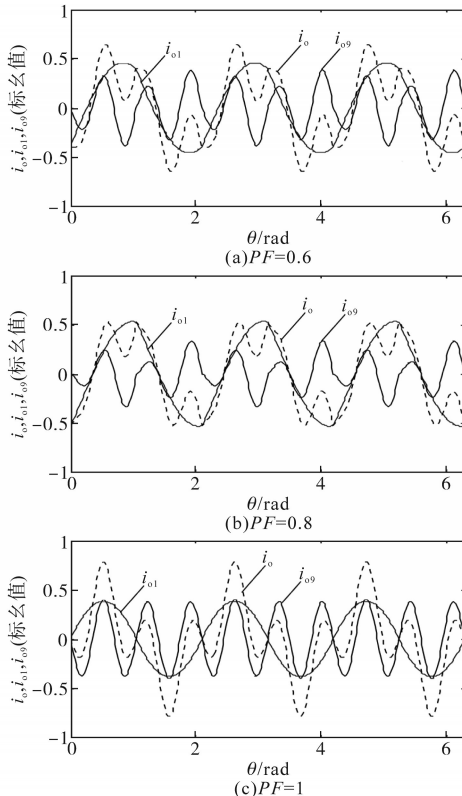


图4 不同PF下 $i_o$ , $i_{o1}$ 和 $i_{o9}$ 的波形

Fig.4 Waveforms of the  $i_o$ ,  $i_{o1}$  and  $i_{o9}$  with different PF

置 $k_9$ ,都难以利用 $i_{o9}$ 来抵消 $i_{o1}$ 。同时,图4表明,较大的 $k_9$ 值会使 $i_o$ 波形恶化,故只能将 $k_9$ 设置为接近0,以抑制源自 $i_{o9}$ 的NPP低频脉动。

### 2.3 最优开关角计算

对于传统SHEPWM方案,需牺牲2个开关角以实现NPP低频脉动最小,故可用于消除其他低次谐波的开关角非常少。而使用所设计的电流谐波最优PWM代替SHEPWM可同时实现谐波电流最小和NPP低频脉动抑制。新的谐波要求如下所示:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos \alpha_i = m \\ \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(3\alpha_i)/3 = k_3 m \quad k_3 = 0.2636 \\ \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(9\alpha_i)/9 = k_9 m \quad k_9 \approx 0 \end{cases} \quad (13)$$

$$f_{lim} = \frac{1}{m} \sqrt{\sum_{h=6l \pm 1}^{\infty} \left(\frac{u_{hpu}}{h}\right)^2} \quad (14)$$

式中: $f_{lim}$ 为总电压谐波含量; $u_{hpu}$ 为各次谐波电压标么值。

因为式(13)和式(14)与传统方案要求不同,因此开关角的计算非常容易,且相对于传统方案收敛性更好。

值得注意的是, $f_{lim}$ 必须在允许范围内。如果 $k_3$ 和 $k_9$ 取值不合理,则可能得不到有效解。故开关角、迭代初值和算法收敛性均与传统SHEPWM方案不同,下面将进行详述。

## 3 新方案与传统SHEPWM对比

尽管已获得了 $k_3$ 和 $k_9$ 的最优值,但使用 $k_3$ 和 $k_9$ 的最优值来计算开关角时,有一个与 $m$ 相关的求解范围,当 $m$ 较大时可能无解。为了细化分析,后续对比中将电流谐波最优PWM策略分为两种,一种是只考虑3次谐波电流的方案,还有一种是考虑3次和9次谐波电流的方案。当 $N=1$ 时,三种调制都变为方波调制, $m$ 最大均可达到1。当 $N=2$ 或 $N=3$ ,以及 $N>4$ 且为奇数时,SHEPWM的 $m$ 最大均可达到0.9,但当 $N>4$ 且为偶数时,SHEPWM的 $m$ 最大只有0.5。对于两种电流谐波最优PWM策略而言,当 $N<3$ 时,是没有有效解的,因为已使用了两个开关角来控制3次和9次谐波分量,故没有开关角来控制基频分量。因此,仅当 $N>4$ 时,才可使用这两种方案,但无论 $N$ 为奇数还是偶数, $m$ 最大均可以达到0.9,故这一



点是优于传统SHEPWM方案的。

如前所述,若基于式(13)和式(14)的谐波要求来计算开关角,则可实现NPP低频脉动最小化。但这也意味着需要牺牲一定的自由度来控制3次和9次谐波分量,从而降低NPC三电平变换器的输出性能,故下面对传统SHEPWM方案和两种电流谐波最优PWM方案的 $\lambda_{\text{WTHD}}$ 进行了比较,结果如图5所示。

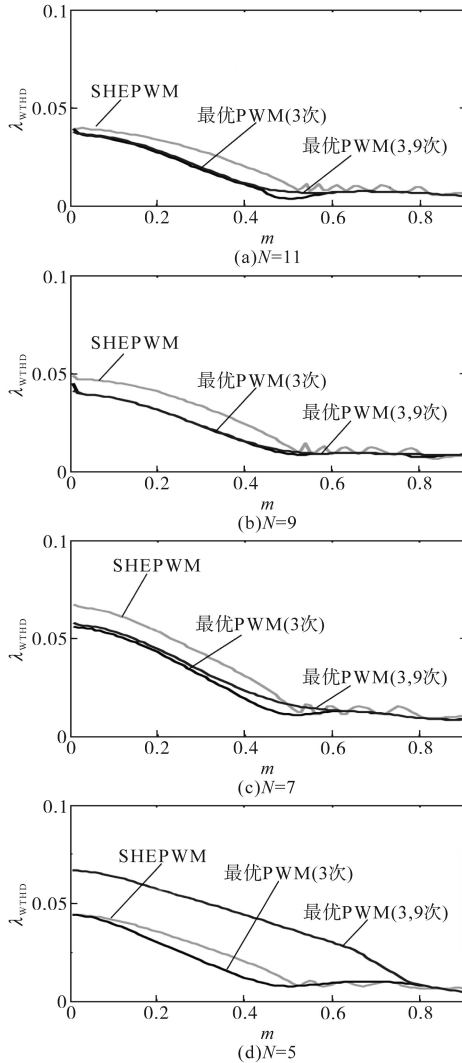


图5 不同方案下的 $\lambda_{\text{WTHD}}$ 对比

Fig.5 Comparisons on  $\lambda_{\text{WTHD}}$  of the different schemes

考虑当 $N$ 为奇数时,可在较大线性调制区求解SHEPWM的开关角,故考虑在 $N$ 为奇数时,对比各方案的输出性能。从图5可以看出,只考虑3次谐波电流的最优PWM方案在不同 $N$ 取值时具有最好的输出性能,即不同调制比 $m$ 下 $\lambda_{\text{WTHD}}$ 均最小,但由于不处理9次谐波,故NPP低频脉动抑制能力不如考虑3次和9次谐波电流的最优PWM方案。此外,当 $N>5$ 时,两种最优PWM方案的输出性能都显著优于传统SHEPWM方案。但

当 $N=5$ 时,考虑3次和9次谐波电流的最优PWM方案的输出性能会明显下降,因为可用于改善谐波的自由度非常少。不过若 $m>0.8$ ,即使 $N=5$ 或4,各方案的输出性能也是相似的,这对于电机驱动应用场景非常重要,因为输出频率通常与 $m$ 成正比,故仅当 $m$ 较大时才选择较小的 $N$ 以减小开关频率。

#### 4 实验验证及结论

为验证所提出最优PWM方案的效果,搭建了小功率样机以进行实验研究。其中变换器的控制系统基于DSP(TMS320C6657)和FPGA(XC6SLX45)实现,前端供电由电网通过滑动变压器和不控整流器提供,设置直流母线电压 $u_{\text{dc}}=220\text{V}$ ,NPC三电平变换器直流侧上、下电容 $C_{\text{up}}=C_{\text{down}}=1\,800\,\mu\text{F}$ ,开关频率 $f_{\text{sw}}=245\text{Hz}$ ,死区时间 $t_{\text{de}}=4\,\mu\text{s}$ ,负载电阻 $R_{\text{load}}=10\,\Omega$ ,负载电感 $L_{\text{load}}=5\text{mH}$ 。

图6和图7分别为传统SHEPWM方案和考虑3次谐波电流的最优PWM方案的实验结果,测试中设置 $N=7$ 和 $m=0.6$ 。从图6c中 $u_u$ 波形FFT分析可看出,传统SHEPWM方案下3次谐波分量幅值约为0.38,且与基波分量的相角差为 $\pi$ ,假设基频分量 $k_1$ 为1,则3次谐波分量 $k_3=-0.38$ 。对比图7c可发现,3次谐波分量与基波分量的相角差为0,且3次谐波分量 $k_3=0.2636$ 。因此,传统SHEPWM生成的 $k_3$ 将导致较大的NPP低频脉动, $\Delta u_0$ 振幅达到 $\pm 3.8\text{V}$ , $\Delta u_0$ 的FFT分析见图6d,其中NPP低频脉动频率为3倍频,这印证了前述理论分析。从图6c和图6d可看出,所选的5次、7次、11次、13次、17次和19次电压谐波分量已完全消除。对于考虑3次谐波电流的最优PWM方案,已将3次谐波分量从 $k_3=-0.38$ 改为最优值 $k_3=0.2636$ 。这使得NPP低频脉动抑制为 $\pm 1.5\text{V}$ ,见图7b。通过对 $\Delta u_0$ 进行FFT分析可知,NPP低频脉动的频率集中为9倍频和15倍频,这源自9次和15次电压谐波分量,但NPP的3次谐波分量已得到明显改善。

另一方面,对比图6c和图7c可看出,SHEPWM方案和考虑3次谐波电流的最优PWM方案下的相电压THD分别为61.50%和87.01%,但系统为三相三线制,故线电压会自动消除 $3n$ 次谐波分量,即线电压THD分别为37.89%和36.17%,对应相电流THD分别为13%和11.59%,均是SHEPWM方案略高。因此,即使新方案使用了一个开

关角来抑制NPP低频脉动,也不会导致输出性能下降,验证了其是一种兼顾控制NPP低频脉动和输出性能的较好方案。

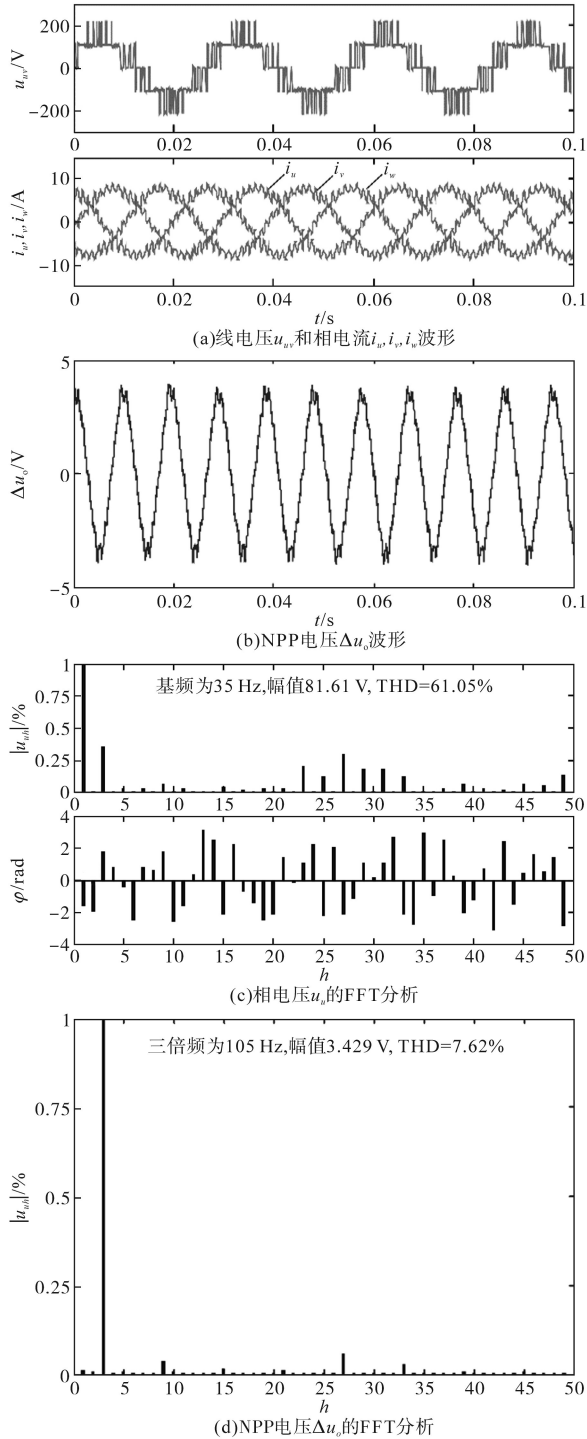


图6 传统SHEPWM的实验结果

Fig.6 Experimental results of conventional SHEPWM scheme

本文针对 NPC 三电平变换器的NPP低频脉动问题,提出了一种新型谐波电流最优PWM方案,总结全文可得出以下结论:

1)传统SHEPWM方案中存在的NPP低频脉动问题非常难处理,因为其没有更多的自由度在

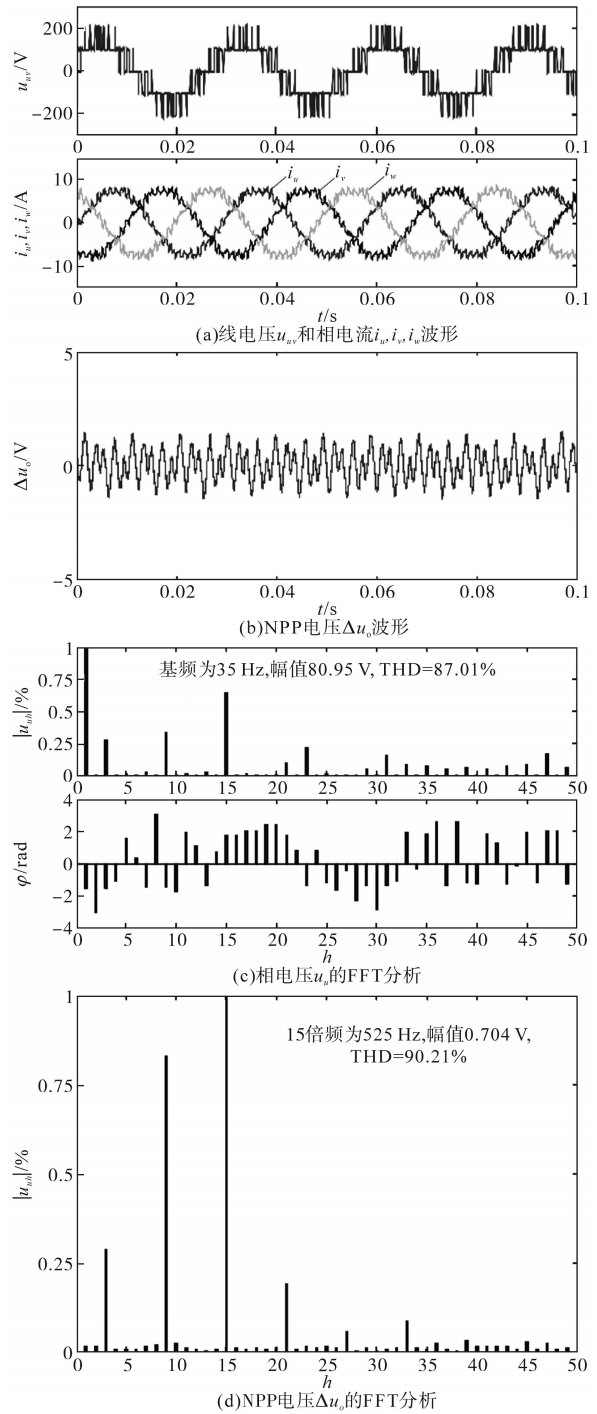


图7 新型最优PWM(考虑3次谐波)的实验结果

Fig.7 Experimental results of novel optimal PWM scheme (considering 3rd harmonic)

线控制NPP;

2)由于NPP低频脉动由SHEPWM的基频分量和 $3n$ 次谐波分量形成,故电流谐波最优PWM策略优化了3次和9次谐波分量,在减少2个可变频角的情况下仍可显著抑制NPP低频脉动,实验结果验证了其输出性能仍较优,因而为解决NPP低频脉动问题并同时保持良好的输出性能

提供了一种新途径。

进一步的研究方向是推导NPP低频脉动与傅里叶分解式中的相角之间的数学关系,以探明电流谐波最优PWM策略性能边界和实用效果。

#### 参考文献

- [1] 严干贵,钟诚,苑春明.多电平电流源变流器研究综述[J].电网技术,2015,39(7):1940-1947.  
Yan Gangui, Zhong Cheng, Yuan Chunming. Review of multi-level current source converters research[J]. Power System Technology, 2015, 39(7): 1940-1947.
- [2] 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.
- [3] 郝利东,孙鹤旭,郭英军.三维空间矢量脉宽调制策略研究概述[J].电气传动,2016,46(10):38-44.  
Hao Lidong, Sun Hexu, Guo Yingjun. Linear research summary of three dimensional space vector pulse modulation strategies [J]. Electric Drive, 2016, 46(10): 38-44.
- [4] 王金平,翟飞,姜卫东,等.一种全范围内中点电压平衡的中点钳位型三电平变换器的扩展非连续脉宽调制策略[J].中国电机工程学报,2019,39(6):1770-1782.  
Wang Jinping, Zhai Fei, Jiang Weidong, et al. An extended DPWM for neutral point clamped three-level converter with a full range of neutral point voltage balance[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(6): 1770-1782.
- [5] 胡存刚,胡军,陈权,等.基于特定谐波消除PWM的三电平有源中点钳位逆变器共模电压抑制方法[J].电工技术学报,2016,31(16):93-102.  
Hu Cungang, Hu Jun, Chen Quan, et al. Suppression method of common-mode voltage for three-level active neutral-point-clamped inverter based on selective harmonics elimination PWM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(16): 93-102.
- [6] 姜卫东,杨柏旺,黄静,等.不同零序电压注入的NPC三电平逆变器中点电位平衡算法的比较[J].中国电机工程学报,2013,33(33):17-25.  
Jiang Weidong, Yang Bowang, Huang Jing, et al. Comparisons of the neutral point voltage balancing algorithm for NPC three-level inverters based on different zero-sequence voltage injection[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(33): 17-25.
- [7] 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.
- [8] 叶满园,李宋,蔡鸿.三电平逆变器SHEPWM技术的所有解问题[J].电力系统及其自动化学报,2017,29(10):18-21.  
Ye Manyuan, Li Song, Cai Hong. Complete solutions for SHEPWM of three-level inverter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2017, 29(10): 18-21.
- [9] 周游,胡耀威,程竟陵.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 Yaowei, Cheng Jingling. Suppression method of neutral point potential fluctuation for three-level NPC inverter based on SHEPWM[J]. Mechanical & Electrical Engineering Magazine, 2018, 35(9): 991-995.
- [10] 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):144-150.  
Zhang Xiaohua, Ge Xinglai. Balancing control algorithm of neutral point potential for three-level NPC inverter based on SHEPWM[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(16): 144-150.
- [11] 费万民,张艳莉,阮新波,等.三电平逆变器SHEPWM非线性方程组的求解[J].中国电机工程学报,2008,28(6):62-68.  
Fei Wanmin, Zhang Yanli, Ruan Xinbo, et al. Solutions to the SHEPWM non-linear equations for three-level voltage inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(6): 62-68.

收稿日期:2020-07-09

修改稿日期:2020-09-22