DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.004

三电平牵引逆变器电流谐波最小调制策略

蒋　威[1]，李赵烊[2]，殷振环[1]，邱腾飞[1]，王琛琛[2]
（1.北京纵横机电科技有限公司，北京 100094；
2.北京交通大学 电气工程学院，北京 100044）

摘　要：使用三电平变流器拓扑结构，可有效降低单个开关器件所承受的电压等级，为碳化硅（SiC）器件在高压大功率牵引变流器领域的应用提供解决方案。文章根据牵引逆变器的应用需求，针对三电平二极管中点箝位（Neutral-Point-Clamped，NPC）型逆变器拓扑的电流谐波最小脉宽调制（Current harmonic minimum pulse width modulation，CHMPWM）策略开展了研究，通过求解不同开关角个数下开关角度随调制比的变化曲线，实现了三电平逆变器脉冲数较低情况下的电流谐波的总体优化，理论分析了CHMPWM不同开关角个数下的各次电流谐波和加权总谐波畸变（weighted total harmonic distortion，WTHD）特征，介绍了CHMPWM的脉冲产生方式及基于定子磁链偏差矢量的调制模式切换方法。最后，利用小功率试验平台对三电平逆变器CHMPWM及调制模式切换策略进行了试验研究，结果表明，三电平逆变器CHMPWM策略具有较好的动态和稳态性能，能满足牵引逆变器的技术应用需求。

关键词：三电平逆变器；脉宽调制；电流谐波最小；同步调制；调制切换

中图分类号：TM464　　**文献标志码：**A　　**文章编号：**1000-128X（2024）02-0033-10

0　引言

目前大功率电力牵引系统普遍采用基于硅（Si）器件的两电平牵引变流器拓扑结构[1]。相较于传统Si器件，SiC器件的热导率更高，更耐高温，能大大减轻散热系统负担，有利于变流器功率密度和整体效率的提升。然而受封装工艺以及制造成本的限制，目前SiC器件的电压等级相对较低，普遍在1 200 V以下，只有少数厂家推出了3 300 V和1 700 V的SiC功率器件产品，而用于大功率牵引变流器的Si器件耐压等级通常可达到6 500 V。因此，SiC器件受限于电压等级较低还难以在高压大功率牵引变流器应用场合推广应用。

多电平变换器相比于传统两电平变换器具有输出电压谐波含量少、开关器件耐压等级低、dv/dt较低等诸多优势[2-7]。其中NPC型三电平变换器拓扑结构简单，技术应用也较为成熟，且在动车组牵引传动系统中已有应用案例[1]。因此，牵引变流器可采用多电平变换器的形式，以解决SiC器件在高压大功率牵引系统应用时存在的耐压等级问题。

牵引逆变器通常采用变压变频（VVVF）的工作方式，为了在有限的开关频率下保证良好的谐波性能，需要采用分段多模式调制策略，即在输出基波频率较低（载波比较大）时采用异步调制策略，在输出基波频率较高（载波比较小）时采用同步调制策略，直至进入方波（载波比为1）工况。应用于两电平牵引逆变器的同步调制策略已较为成熟，而对于三电平牵引逆变器而言，其同步调制策略仍有待深入探究。借鉴两电平牵引逆变器的研究和应用经验可知，理论上可应用于三电平牵引逆变器的同步调制策略主要包括特定次谐波消除脉宽调制（Selected harmonic elimination pulse width modulation，SHEPWM）[8-10]、同步空间矢量调制（Space vector pulse width modulation，SVPWM）[11-12]和电流谐波最小脉宽调制[13-14]等。其中，SHEPWM策略可以将特定次数的谐波完全消除，其缺点也较为明显，

基金项目：中国国家铁路集团有限公司科技研究开发计划（P2023J004）；中国铁道科学研究院集团有限公司科研项目重大课题（2023YJ242）
通信作者：李赵烊，男，博士研究生，主要从事多电平牵引传动系统方面的研究；E-mail: 23111455@bjtu.edu.cn
引用格式：蒋威, 李赵烊, 殷振环, 等. 三电平牵引逆变器电流谐波最小调制策略[J]. 机车电传动, 2024(2): 33-42.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.004.
Citation：JIANG Wei, LI Zhaoyang, YIN Zhenhuan, et al. Current harmonic minimum PWM strategy for traction inverter based on three-level topology [J]. Electric drive for locomotives,2024(2): 33-42.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.004.

比如未被消除的最低次谐波幅值增大、电流瞬时峰值较大等。同步SVPWM策略的基本思想是空间矢量合成和伏秒平衡，并未对电流谐波做针对性优化，难以获得总体最优的谐波性能。

本文主要针对适用于三电平NPC牵引逆变器的CHMPWM策略进行研究，分析了CHMPWM应用于三电平逆变器的基本原理，以电流总体谐波最小为优化目标求解了不同开关角个数下开关角度随调制比的变化曲线，从电流谐波特征、WTHD和定子磁链轨迹角度综合分析了三电平逆变器CHMPWM的谐波特性，面向实际应用介绍了CHMPWM的脉冲产生方式和基于定子磁链偏差矢量的调制模式切换方法，并利用小功率试验平台进行了相关的试验研究。研究结果表明，CHMPWM可以满足牵引逆变器同步调制阶段的应用需求，且能够达到优化电流谐波的目的。

1 三电平CHMPWM的原理及开关角曲线

三电平NPC变换器的单相桥臂拓扑结构如图1所示，其开关器件状态与输出电平的关系如表1所示。每相桥臂包含4组开关器件及反并联二极管，以及2个箝位二极管。设直流母线电压为V_{dc}，以上下电容中点O为参考点，若电容电压平衡，则理论上所有开关器件承受的电压应力为$V_{dc}/2$。

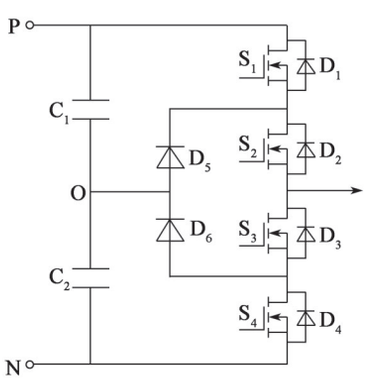


图1 NPC单相桥臂拓扑结构

Fig. 1 Topology of NPC single-phase bridge arm

表1 NPC开关状态与输出电平关系

Table 1 Relationship between NPC on/off status and output level

开关状态	S_1	S_2	S_3	S_4	输出电压
p	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
o	0	1	1	0	0
n	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

三电平NPC逆变器输出相电压波形如图2所示，其中$\alpha_1,\alpha_2,\cdots,\alpha_N$为开关角，$N$表示开关角个数。

在同步调制情况下，相电压波形应满足同步对称、半波对称和1/4周期对称的要求，所以电压谐波中不存在偶次分量。将相电压波形用傅里叶级数表示为

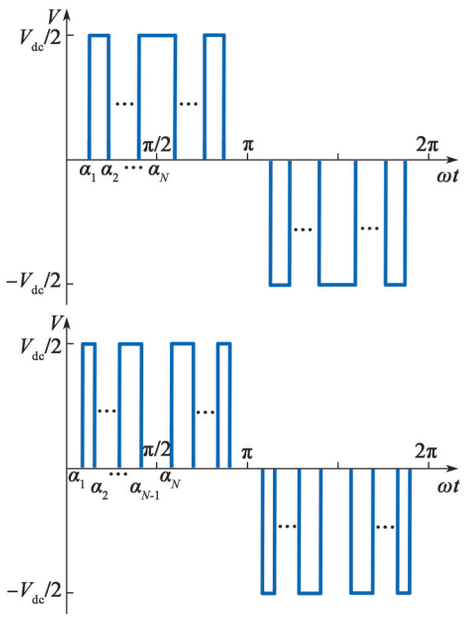


图2 三电平NPC逆变器输出相电压波形

Fig. 2 Output phase voltage waveform of three-level NPC inverter

$$u_a=\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}\left[U_n\sin(n\omega t)\right] \tag{1}$$

式中：n为谐波次数；U_n为n次谐波电压幅值；ω为基波角频率。

由于三相电压的对称性，逆变器输出线电压中3的倍数次谐波相互抵消，只需考虑基波分量U_1和$6k\pm1$ $(k=1,2,3,\cdots)$次谐波分量U_n，具体如下：

$$\left.\begin{aligned}U_1&=\frac{2V_{dc}}{\pi}\sum_{i=1}^{N}(-1)^{i+1}\cos(\alpha_i)\\U_n&=\frac{2V_{dc}}{n\pi}\sum_{i=1}^{N}(-1)^{i+1}\cos(n\alpha_i)\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

取方波工况下的电压基波幅值$2V_{dc}/\pi$为基值进行标幺，则式(2)可转化为：

$$\left.\begin{aligned}U_{1(\text{p.u.})}&=\sum_{i=1}^{N}(-1)^{i+1}\cos\alpha_i\\U_{n(\text{p.u.})}&=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{N}(-1)^{i+1}\cos(n\alpha_i)\end{aligned}\right\} \tag{3}$$

式中：$U_{1\,(\text{p.u.})}$和$U_{n(\text{p.u.})}$分别表示基波和n次谐波幅值标幺值。

CHMPWM的优化目标是在特定逆变器开关频率下的总体谐波电流最小，从而达到提升负载电机的效率、转矩脉动等性能指标的目的[15]。对于逆变器而言，控制输出电压相较于控制电流更容易实现。因此，可将CHMPWM对电流总谐波畸变率THD的优化转换为对输出电压WTHD的优化。定义调制比M为输出电压幅值与方波工况下电压幅值之比，A_{WTHD}可表示为

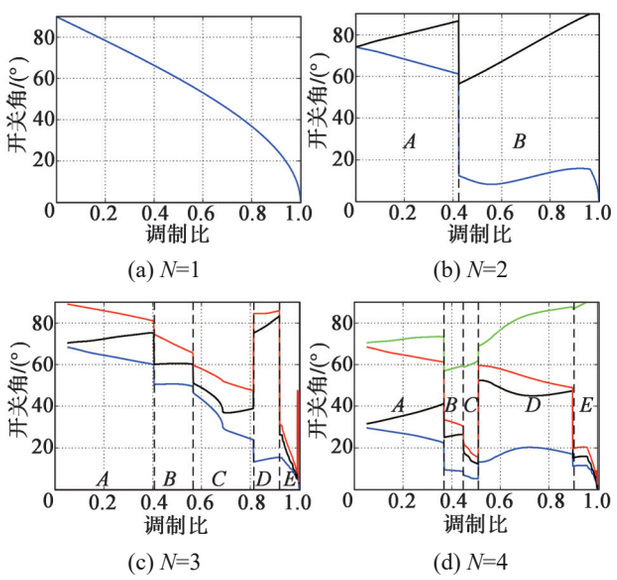
$$A_{\text{WTHD}}=\frac{1}{M}\sqrt{\sum_{n=6k\pm1}^{\infty}\left(\frac{U_{n(\text{p.u.})}}{n}\right)^2} \tag{4}$$

CHMPWM开关角的求解需要满足式(5)所示的2个

约束条件：①输出电压基波幅值（标幺后）与调制比相等；②开关角顺序排列且分布于 0 ~ 90°。根据式(2)，逆变器输出电压中不包含偶次谐波和 3 的倍数次谐波，在计算 WTHD 时只需要考虑 $n=6k\pm1$ 次谐波。因此，求解公式为

$$\left.\begin{aligned}&\min\frac{1}{M}\sqrt{\sum_{n=6k\pm1}^{\infty}\left(\frac{U_{n(\text{p.u.})}}{n}\right)^2}\\&\text{s.t.}\begin{cases}\sum_{i=1}^{N}(-1)^{i-1}\cos(\alpha_i)=M\\0<\alpha_1<\alpha_2<\cdots<\alpha_N<90°\end{cases}\end{aligned}\right\}\tag{5}$$

在开关角个数固定且满足约束条件的前提下，给定不同的初值求解可能得到多组不同的结果，故求解过程应尽可能找到局部极小值。随着开关角个数的增多，求解过程变得极为复杂，本文仅给出 CHMPWM 开关角个数为 4 以内的求解结果，如图 3 所示。



(a) N=1　(b) N=2　(c) N=3　(d) N=4

图 3　三电平 CHMPWM 的开关角曲线

Fig. 3　Curve of switching angles of three-level CHMPWM

由图 3 可知，$N>1$ 时的开关角并不是在整个调制比范围内都有解。表 2 给出了 CHMPWM 在不同开关角个数下理论上所能达到的最大调制比。

表 2　三电平 CHMPWM 在不同开关角个数下所能达到的最大调制比

Table 2　Maximum modulation ratio of three-level CHMPWM at different numbers of switching angles

开关角个数	N=4	N=3	N=2	N=1
理论最大调制比	0.963	0.990	0.963	1.000

如果直接采用图 3 所示的开关角曲线，开关角分布不连续、高调制比时跳变幅度较大等因素会造成实际应用过程中电压序列突变、切换时刻电流冲击剧烈等问题，影响 CHMPWM 的应用效果。为提高可用性，可根据负载电机工作特性选择使用某 1 段或多段开关角分布并延伸得到全调制比范围内的开关角曲线。

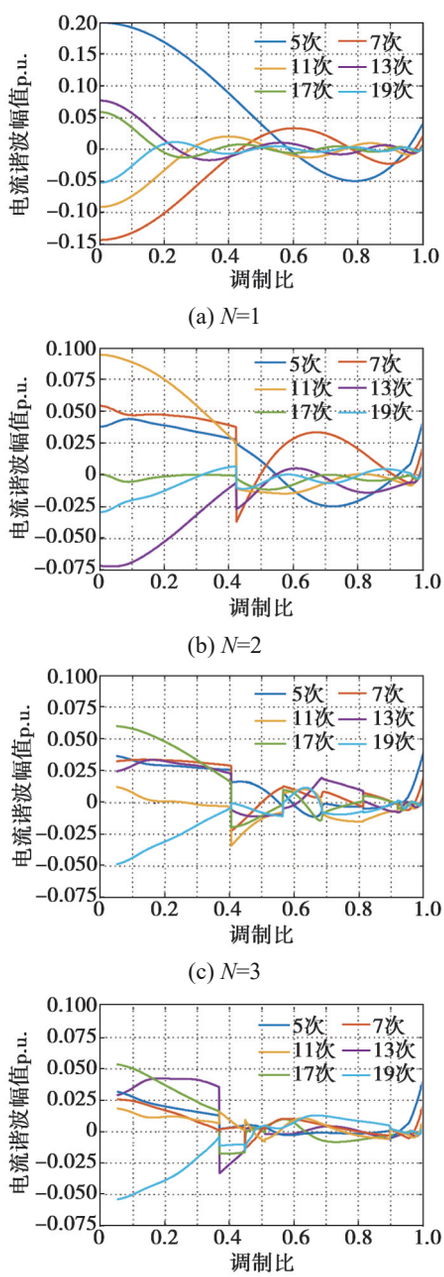
2　三电平 CHMPWM 谐波性能分析

2.1　电流谐波分析

三电平 CHMPWM 单次电流谐波标幺值可表示为

$$I_{n(\text{p.u.})}=\frac{U_{n(\text{p.u.})}}{nM}\tag{6}$$

将各次谐波电压幅值标幺值和调制比代入式(6)后，得到电流谐波幅值与调制比关系曲线如图 4 所示。从图 4 可以看出，$N>1$ 时，各次电流谐波幅值都较小，特别是当调制比大于 0.4 时，各次电流谐波幅值基本上小于 0.025，说明三电平 CHMPWM 策略使得逆变器输出电流谐波具有优异的特性。



(a) N=1　(b) N=2　(c) N=3　(d) N=4

图 4　不同开关角个数下三电平 CHMPWM 的电流谐波分布

Fig. 4　Current harmonic distribution of three-level CHMPWM at different numbers of switching angles

2.2 WTHD 分析

图 5 给出了三电平 CHMPWM 的 A_{WTHD} 随调制比变化的曲线，可见不同开关角个数对应的各条曲线并不是单调连续变化的，会在开关角跳变前后有明显的转折，转折处即为开关角不同分布区段 A_{WTHD} 值的交点。同时也可看出，当调制比大于 0.5 时，A_{WTHD} 基本维持在 0.05 以下，说明采用三电平 CHMPWM 策略在高调制比区域的谐波性能相对更好。

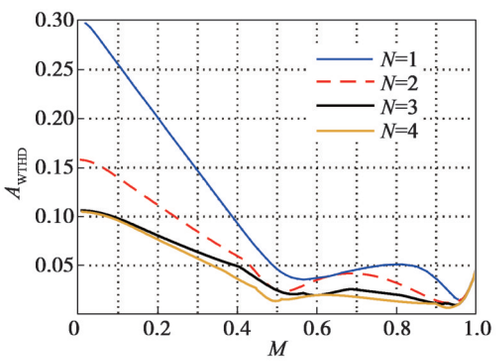


图 5 不同开关角个数下三电平 CHMPWM 的 A_{WTHD}

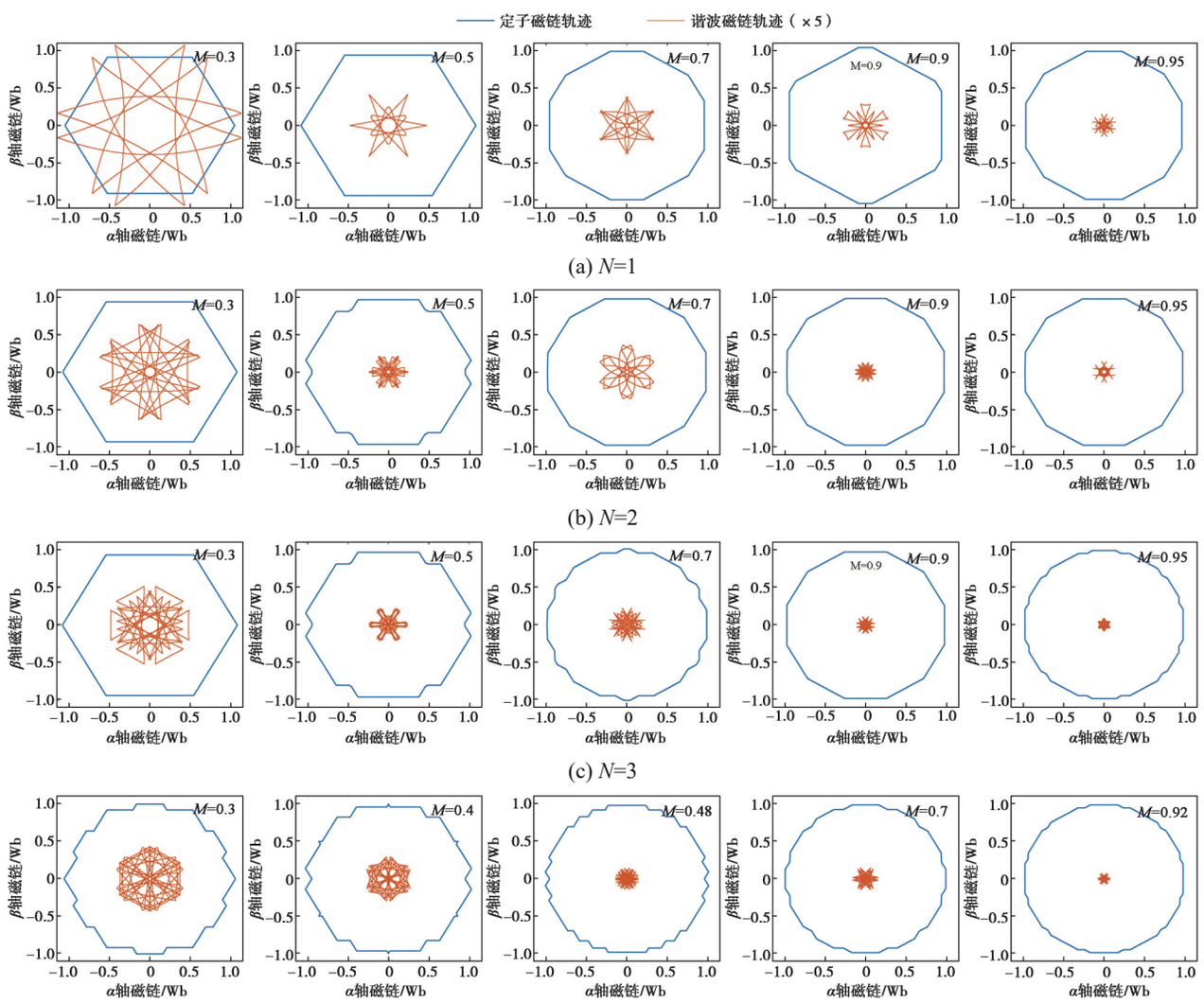
Fig. 5 A_{WTHD} of three-level CHMPWM at different numbers of switching angles

2.3 磁链轨迹分析

图 6 给出了采用三电平 CHMPWM 策略在 α-β 坐标系下，固定调制比的基波和谐波磁链轨迹（为便于显示，谐波磁链轨迹被放大 5 倍）。从图 6 可以看出，随调制比升高谐波磁链轨迹逐渐接近原点。调制比较低时，开关角个数越少，则定子磁链轨迹与理想圆形磁链相差越大；调制比较高时，谐波磁链幅值都非常接近原点，即说明三电平 CHMPWM 策略更适合在高调制比情况下应用。

2.4 与其他同步调制策略对比分析

在相同条件下，将 CHMPWM、SHEPWM、中间 60° 和 SVPWM 几种同步调制策略的 WTHD 进行对比分析，结果如图 7 所示。由图 7(a)可知，在脉冲数为 1 时



(a) N=1

(b) N=2

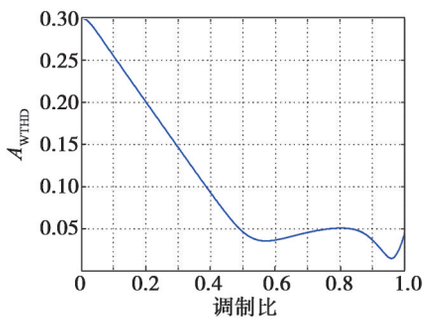
(c) N=3

(c) N=4

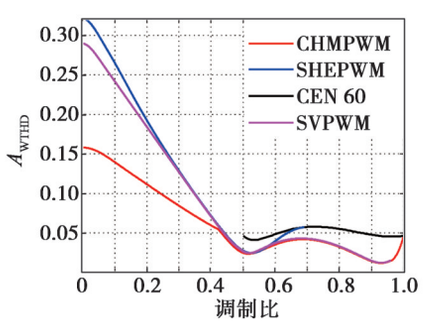
图 6 不同开关角个数下三电平 CHMPWM 的磁链轨迹

Fig. 6 Flux linkage trajectory of three-level CHMPWM at different numbers of switching angles

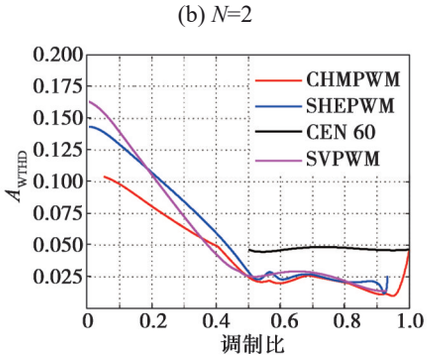
几种调制策略所对应的A_{WTHD}曲线重合，即对应的开关角曲线一致。其余情况下，CHMPWM 的A_{WTHD}均为最小。同时可以看到，当调制比较高时，SVPWM 的A_{WTHD}非常接近 CHMPWM，说明 SVPWM 虽然没有刻意对某一谐波性能进行优化，但其电压矢量轨迹以逼近圆形为目标在一定程度上优化了谐波性能。以上对比结果表明，在全调制比范围内，采用 CHMWPM 策略总体谐波性能更优。



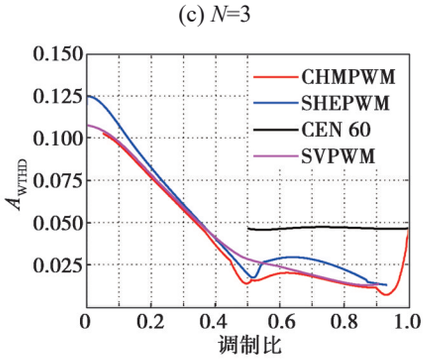
(a) N=1



(b) N=2



(c) N=3



(d) N=4

图 7　不同调制策略A_{WTHD}对比

Fig. 7　A_{WTHD} comparison of different modulation strategies

3　三电平 CHMPWM 的应用实现

3.1　三电平 CHMPWM 脉冲生成方法

三电平 CHMPWM 的控制脉冲基于优化开关角产生，脉冲的生成不同于传统意义上的载波调制，其实现方式包含等效载波周期、初始电平和占空比 3 个基本条件。以 N=3、M=0.5 时的情况为例，图 8 给出了 A 相正半周的电压波形及开关角曲线，其中 T_c 为 1 个等效载波周期。

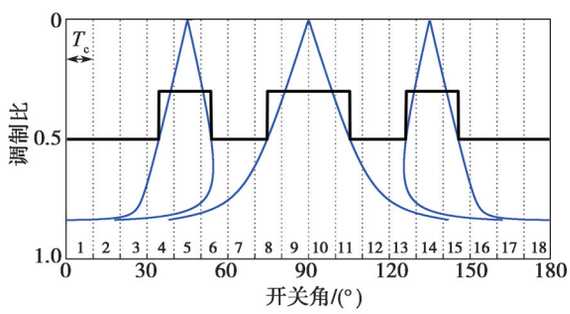


图 8　CHMPWM 脉冲生成实现方式示意图

Fig. 8　Implementation schematic of CHMPWM pulse generation

由图 8 可知，整个调制比范围内开关角度只在有限区间内变化。将每个基波周期进行 k 等分，每份视为 1 个等效载波周期，其设置应满足以下 2 个条件：

①为保持三相的对称性，k 必须为 3 的倍数；

②为易于数字实现，每个等效载波周期内的开关角个数不大于 2。

等效载波周期的个数 k 越多，越可以有效提高控制的实时性，但也会使调制算法的实现更为复杂。因此，本文根据实际应用情况选择 k=36，即每 10° 划分为 1 个等效载波周期。k 确定后，每个等效载波周期的初始电平也是确定的，可在控制程序中预存和调用。

在上述条件下，1 个载波周期内所有可能的脉冲形式如图 9 所示。图 9 中“1”代表高电平，“0”代表低电平。

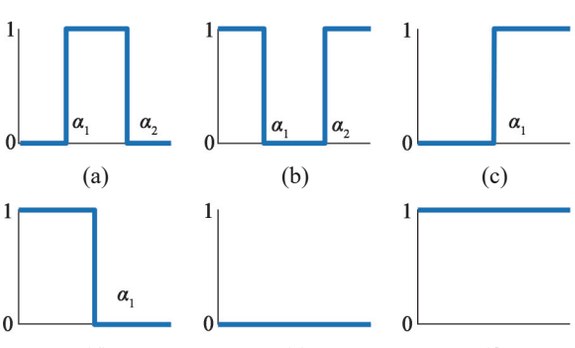


图 9　1 个等效载波周期内所有可能的脉冲形式

Fig. 9　All possible pulse forms in one equivalent carrier cycle

在此基础上，可得到 1 个载波周期内 6 种脉冲形式下占空比与开关角的关系如下：

$$D_{\mathrm{K}}=\begin{cases}\dfrac{\alpha_2-\alpha_1}{\omega T_{\mathrm{c}}} & \text{(a)}\\ 1-\dfrac{\alpha_2-\alpha_1}{\omega T_{\mathrm{c}}} & \text{(b)}\\ \dfrac{k\omega T_{\mathrm{c}}-\alpha_1}{\omega T_{\mathrm{c}}} & \text{(c)}\end{cases}\qquad D_{\mathrm{K}}=\begin{cases}\dfrac{\alpha_1-(k-1)\omega T_{\mathrm{c}}}{\omega T_{\mathrm{c}}} & \text{(d)}\\ 0 & \text{(e)}\\ 1 & \text{(f)}\end{cases}\tag{7}$$

式中：ωT_{c}为等效载波周期所对应的角度；α_1和α_2为该等效载波周期内的开关角。

在每个等效载波周期内，可采用连续增计数的比较方式，由载波周期值得到计数上限值，由占空比计算得到比较值，结合不同的初始电平配置，即可比较产生图9中所示各种类型的逆变器开关器件控制脉冲。

3.2 三电平CHMPWM的模式切换方法

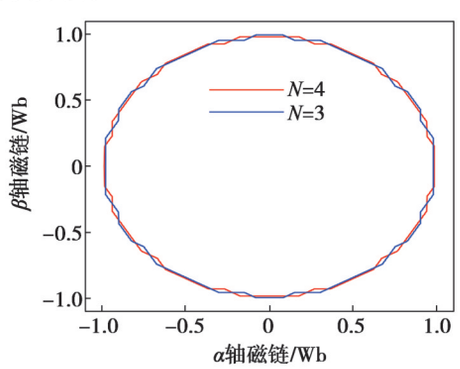
牵引电机的定子磁链轨迹是对调制方式进行评价的一个重要指标，同时对电机控制的稳定性起决定性作用[16-18]。定义磁链偏差矢量为切换前后定子磁链的矢量差，则有公式如下：

$$\left.\begin{aligned}\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{dev}}&=\boldsymbol{\Psi}_1-\boldsymbol{\Psi}_2\\ \left|\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{dev}}\right|&=\sqrt{\left(\Psi_{1\alpha}-\Psi_{2\alpha}\right)^2+\left(\Psi_{1\beta}-\Psi_{2\beta}\right)^2}\end{aligned}\right\}\tag{8}$$

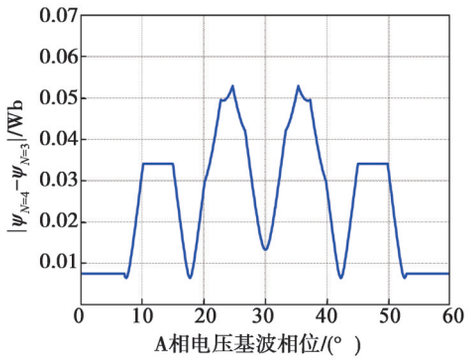
式中：$\boldsymbol{\Psi}_1$、$\boldsymbol{\Psi}_2$和$\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{dev}}$分别为不同调制方式切换前定子磁链矢量、切换后定子磁链矢量和磁链偏差矢量；α和β分别为静止坐标系下α轴和β轴分量。

调制模式之间的切换可以根据磁链偏差矢量幅值大小选择切换时刻，切换前后的磁链偏差矢量幅值越小，则切换效果越好[18]。

以CHMPWM开关角N=4与N=3之间的切换为例，若切换时调制比为0.743左右，此刻切换前后的磁链偏差矢量如图10所示。从图10可以看出，基波相位在0°附近切换前后的磁链偏差矢量幅值是最小的，说明基波相位为0°时可获得最佳的切换效果。固定开关角个数下的不同开关角分布区段之间的切换也可以采用相同的切换方法。



(a) 定子磁链轨迹



(b) 磁链偏差矢量幅值

图 10 CHMPWM在N=4与N=3切换前后的磁链偏差矢量

Fig. 10 CHMPWM flux linkage deviation vector before and after switching between N=4 and N=3

4 三电平CHMPWM的试验研究

为分析和验证CHMPWM调制策略应用于三电平NPC逆变器的实际性能，利用小功率三电平逆变器和异步电机试验平台进行试验研究，试验平台参数如表3所示。

表 3 试验台参数

Table 3 Parameters of experimental platform

电机参数	参数值	逆变器参数	参数值
额定功率/kW	2.2	直流电压/V	300
额定转速（r·min^{-1}）	1 420	直流电容/μF	1 000
额定电压/V	380	开关器件耐压/V	600
额定电流/A	5	开关器件耐流/A	30
额定频率/Hz	50	死区时间/μs	5
极对数	2		

为模拟牵引逆变器的工作方式，试验时逆变器采用如图11所示的多模式分段调制策略。因试验仅用于验证调制策略性能，负载电机采用VVVF控制方式，即逆变器调制比和输出的基波电压幅值随频率升高而增大。试验选择N=6的SHEPWM模式作为异步调制和CHMPWM之间的过渡。异步调制与SHEPWM之间的切换采用自然过渡方式，即选择二者电压相位角偏差最小的时刻切换；其他涉及的模式切换均采用本文3.2节所述基于磁链偏差

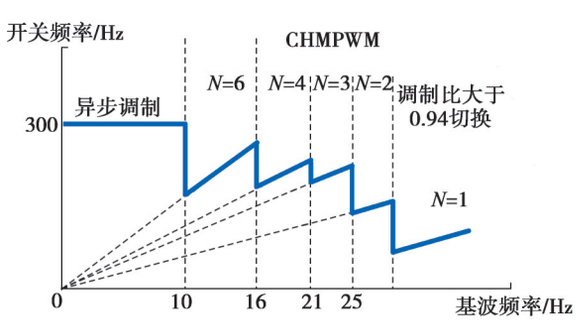


图 11 试验用三电平CHMPWM的多模式调制策略

Fig. 11 Multi-mode modulation strategy based on three-level CHMPWM in experiment

矢量幅值的切换方法。考虑图3所示N=3和N=4的开关角曲线在部分调制比范围内跳变频繁，且CHMPWM主要在高调制比情况下应用，在实际应用时可对此稍作简化，当N=4时，主要采用A与D区段对应的开关角度；当N=3时，主要采用B与D区段对应的开关角度；而N=2时，主要采用B区段对应的开关角度。

控制逆变器输出基波频率从0以0.75 Hz/s的速度变化率上升至30 Hz，稳定运行10 s后以0.75 Hz/s的速度变化率下降至3 Hz。整个试验过程的波形如图12所示。由试验结果可知，在频率动态变化过程中，逆变器输出电压和电机电流变化非常平稳，无振荡或畸变等异常现象。

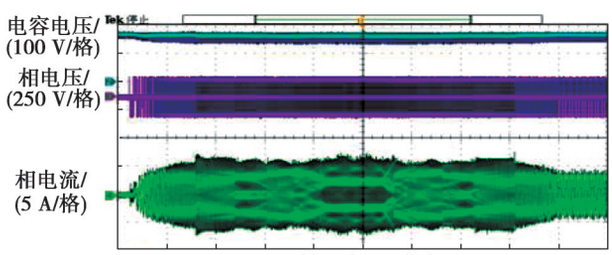


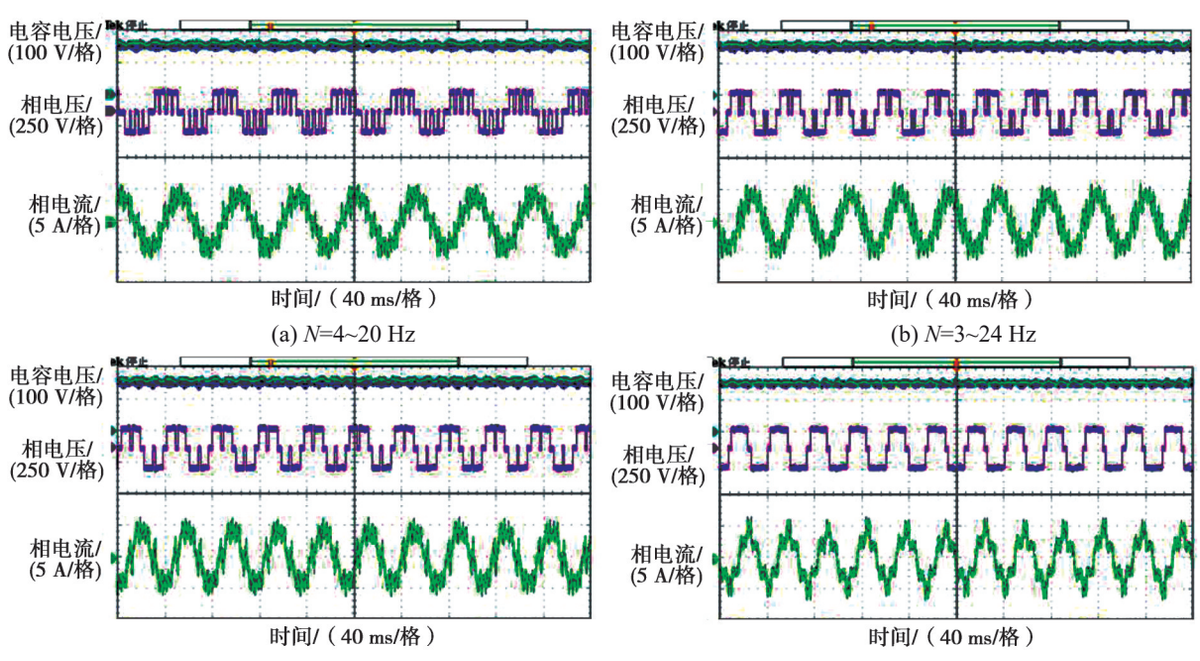
图 12　基于三电平CHMPWM的多模式调制策略试验结果

Fig. 12　Experimental results of multi-mode modulation strategy based on three-level CHMPWM

进一步对CHMPWM的稳态性能进行试验研究。分别使负载电机工作在频率20 Hz、24 Hz、26 Hz和30 Hz，对应的CHMPWM开关角个数分别为N=4、N=3、N=2和N=1，对应的调制比分别为0.67、0.80、0.87和1.00。稳态试验过程中，逆变器输出相电压和电机电流波形如图13所示，在不同开关角个数下，逆变器输出相电压波形均保持了良好的对称性，且电机电流波形也具有较好的正弦度。

对稳态电流进行谐波分析，结果如图14所示。在较高的调制比情况下，不同开关角个数下的CHMPWM电流THD值变化不大，5、7、11、13、17和19次谐波幅值的特征与理论分析也较为接近。

图15给出了三电平CHMPWM不同开关角模式之间切换过程的试验结果及定子磁链轨迹分析结果。其中，图15(a)、(b)、(c)、(d)所示分别为SHEPWM N=6切换至CHMPWM N=4、CHMPWM N=4切换至N=3、N=3切换至N=2和N=2切换至N=1过程中的电压电流波形及磁链轨迹。图16给出了CHMPWM N=3采用的2种不同开关角区段[B区段(SECI)和D区段(SECII)]对应模式切换的结果。

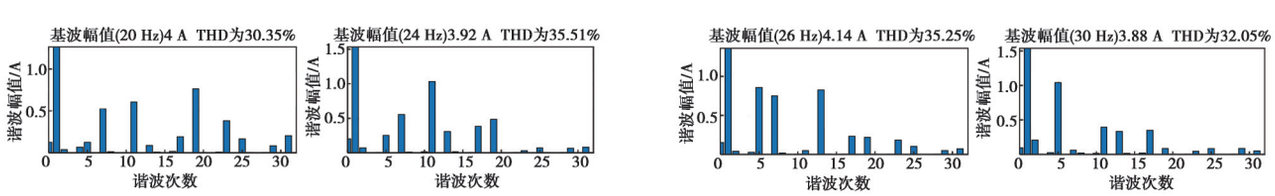


(a) N=4~20 Hz　(b) N=3~24 Hz

(c) N=2~26 Hz　(d) N=1~30 Hz

图 13　三电平CHMPWM稳态试验结果

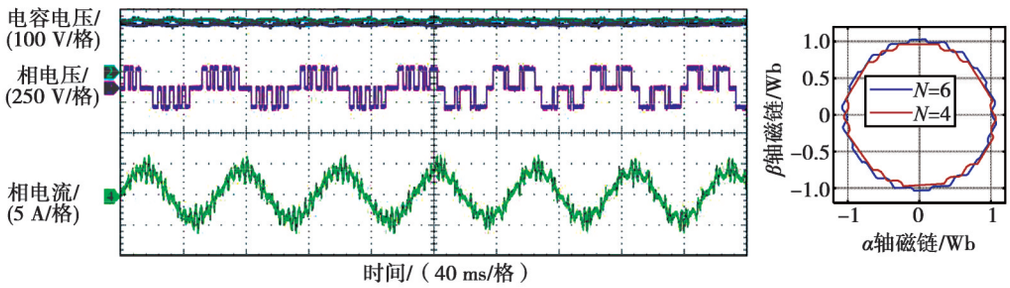
Fig. 13　Steady-state experiment results of three-level CHMPWM



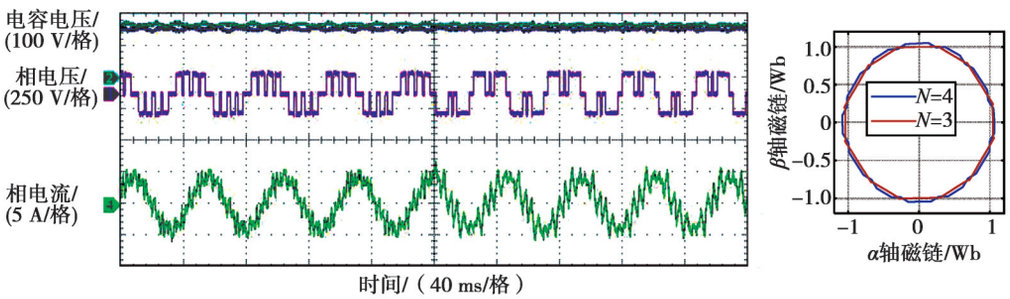
(a) N=4~20 Hz　(b) N=3~24 Hz　(c) N=2~26 Hz　(d) N=1~30 Hz

图 14　三电平CHMPWM稳态电流谐波分析

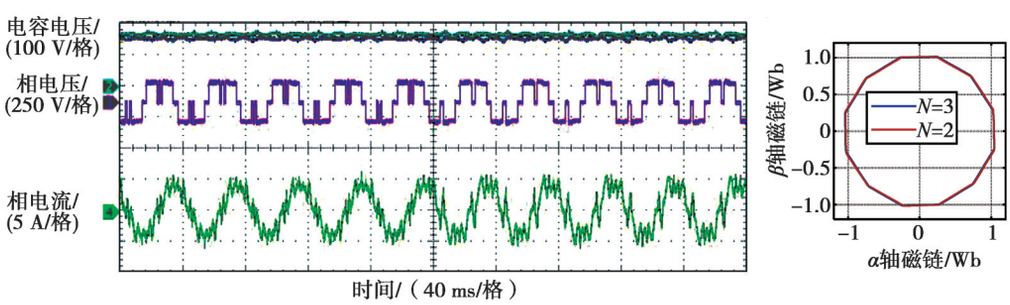
Fig. 14　Harmonic analysis of steady-state current under three-level CHMPWM



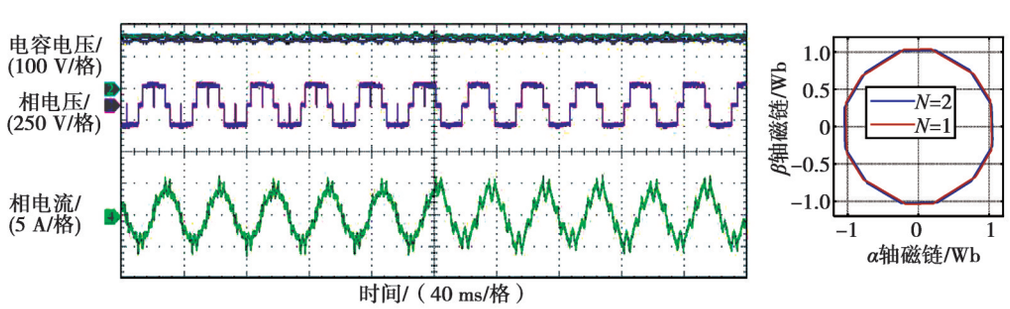
(a) N=6(SHEPWM)切换至N=4



(b) N=4 切换至N=3



(c) N=3 切换至N=2



(d) N=2 切换至N=1

图 15　基于三电平CHMPWM的多模式调制切换策略的电压电流波形和定子磁链轨迹

Fig. 15　Voltage and current waveforms and stator flux linkage trajectory of multi-mode modulation switching strategy based on three-level CHMPWM

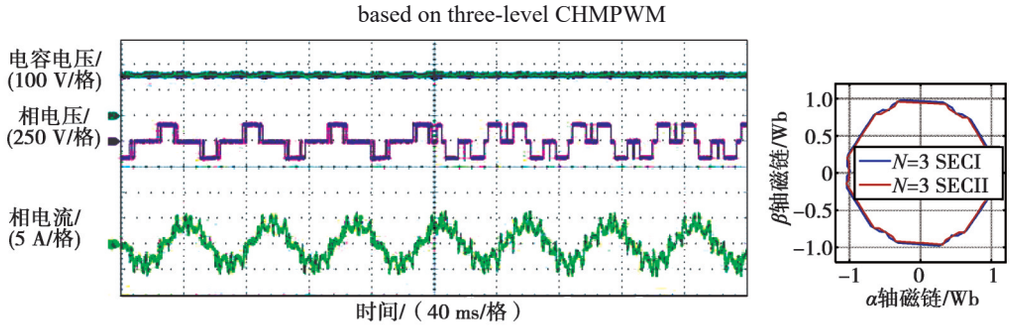


图 16　三电平CHMPWM 三开关角两段曲线切换时电压电流波形和定子磁链轨迹

Fig. 16　Voltage and current waveforms and stator flux linkage trajectory of three-switch angle two-stage curve switching based on three-level CHMPWM

由上述分析可见，不同开关角模式之间切换前后电压电流均无明显冲击，且相位变化连续；切换过程中定子磁链轨迹连续平滑，且切换前后的磁链轨迹在某些特定位置基本重合，即这些位置的磁链偏差矢量幅值最小，在对应位置进行切换即可保证冲击最小。

上述试验结果表明，三电平 CHMPWM 策略能够满足牵引逆变器领域的多模式分段调制及 VVVF 控制的应用需求，且具有良好的动态、稳态及谐波特性。

5　结束语

本文针对用于三电平牵引逆变器的 CHMPWM 调制策略开展研究，求解得到了不同开关角个数下随调制比变化的开关角曲线，通过电流谐波、WTHD 性能分析说明了 CHMPWM 调制策略具有更优的谐波特性，磁链轨迹分析结果说明了 CHMPWM 调制策略更适合在高调制比情况下应用。理论分析结果和试验结果表明，三电平 CHMPWM 调制策略具有良好的谐波特性，能够满足牵引逆变器 VVVF 的工作需求，为 SiC 器件应用于高压大功率牵引变流器领域提供了有效技术方案。

参考文献：

[1] 冯晓云 . 电力牵引交流传动及其控制系统[M]. 北京: 高等教育出版社, 2009.
FENG Xiaoyun. Electric traction AC drive and its control system[M]. Beijing: Higher Education Press , 2009.

[2] 张婷婷 . 三电平 NPC 整流器低开关频率技术研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2015.
ZHANG Tingting. Study on three-level NPC rectifier with a low switching frequency[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2015.

[3] 吴强 . 低开关频率下三电平变换器调制策略研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2015.
WU Qiang. Research on modulation strategy of the three level converter on low switching frequency[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2015.

[4] 耿毓廷 . 三电平变流器调制和控制策略研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2018.
GENG Yuting. Modulation and control strategy of three level converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2018.

[5] 阮智勇 . 异步电机低开关频率的模型预测高性能控制研究[D]. 上海: 上海大学, 2014.
RUAN Zhiyong. High performance model predictive control for induction motors at low switching frequency[D]. Shanghai: Shanghai University, 2014.

[6] 管勃 . 三电平背靠背变换器的控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2015.
GUAN Bo. The research on control strategy of back-to-back three-level neutral-point-clamped converters[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2015.

[7] 万应利 . 三电平逆变器共模电压抑制与中点电压平衡控制研究[D]. 兰州: 兰州交通大学, 2021.
WAN Yingli. Research on common mode voltage suppression and neutral point voltage balance control of three level inverter[D]. Lanzhou: Lanzhou Jiaotong University, 2021.

[8] 高桐 . 三电平 NPC 变换器特定谐波优化 PWM 策略研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2019.
GAO Tong. Research on selective harmonic optimization PWM strategy of three-level NPC converter[D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2019.

[9] 刘文华, 宋强, 陈远华, 等 . NPC 逆变器 SHE-PWM 开关角度的计算方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(11): 31-34.
LIU Wenhua, SONG Qiang, CHEN Yuanhua, et al. A method of solution to selective harmonic eliminated PWM switching angles for NPC inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(11): 31-34.

[10] 张晓华 . 三电平牵引逆变器优化脉宽调制与中点电位平衡控制算法[D]. 成都: 西南交通大学, 2017.
ZHANG Xiaohua. Optimal pulse width modulation and neutral point potential balancing control algorithm of three-level traction inverter[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2017.

[11] BEIG A R, NARAYANAN G, RANGANATHAN V T. Modified SVPWM algorithm for three level VSI with synchronized and symmetrical waveforms[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2007, 54(1): 486-494.

[12] SEO J H, CHOI C H, HYUN D S. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters[J]. IEEE transactions on power electronics, 2001, 16(4): 545-550.

[13] ZHANG Zhaoyang, GE Xinglai, TIAN Zisi, et al. A PWM for minimum current harmonic distortion in metro traction PMSM with saliency ratio and load angle constrains[J]. IEEE transactions on power electronics, 2018, 33(5): 4498-4511.

[14] GNANASAMBANDAM K, RATHORE A K, EDPUGANTI A, et al. Hybrid SVM-SOPWM modulation of current-fed three-level inverter for high power application[C]//IEEE. 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Cincinnati: IEEE, 2017: 1-8.

[15] 周明磊, 王琛琛, 游小杰, 等 . 轨道交通牵引逆变器调制策略性能比较[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3763-3774.
ZHOU Minglei, WANG Chenchen, YOU Xiaojie, et al. Comparison of pulse width modulation strategies for traction inverters in rail transit[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(10): 3763-3774.

[16] 周明磊, 刘伟志, 邱腾飞, 等 . 适用于多模式脉宽调制的通用切换策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 2125-2132.
ZHOU Minglei, LIU Weizhi, QIU Tengfei, et al. A genaral

switching strategy for multi-mod pulse width modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(7): 2125-2132.

[17] 周明磊, 李强, 游小杰, 等. 基于SHEPWM的多模式调制切换策略研究[J]. 铁道学报, 2014, 36(1): 34-39.
ZHOU Minglei, LI Qiang, YOU Xiaojie, et al. Research on SHEPWM-based switching strategy of multi-mode modulation[J]. Journal of the China railway society, 2014, 36(1): 34-39.

[18] 褚艳红, 周明磊, 董士帆, 等. 一种基于磁链偏差矢量的多模式调制切换策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(11): 4162-4169.
CHU Yanhong, ZHOU Minglei, DONG Shifan, et al. A general switching strategy of multimode modulation based on flux deviation vector[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42 (11): 4162-4169.

Current harmonic minimum PWM strategy for traction inverter based on three-level topology

JIANG Wei[1], LI Zhaoyang[2], YIN Zhenhuan[1], QIU Tengfei[1], WANG Chenchen[2]

(1. Beijing Zongheng Electro-Mechanical Technology Co., Ltd., Beijing 100094, China;
2. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: The three-level converter topology stands out as an effective way to reduce the voltage level borne by individual switching devices, which provides a solution for the application of silicon carbide (SiC) devices in high-voltage and high-power traction converters. This paper explores the current harmonic minimum pulse width modulation (CHMPWM) strategy based on the three-level diode neutral-point-clamped (NPC) inverter topology, tailored to meet the specific application requirements of traction inverters. Through a solving process, this study generated the curve of switching angle variations with modulation ratios at different numbers of switching angles, leading to overall optimization of current harmonics under low pulse counts of three-level inverters. Subsequent theoretical analysis revealed the characteristics of current harmonics at diverse orders and the weighted total harmonic distortion (WTHD) at different numbers of switching angles within the CHMPWM framework. Further exploration in this study delved into the pulse generation method of CHMPWM and the modulation mode switching method based on the flux linkage deviation vector of stators. In addition, experimental research was carried out on a small-power experimental platform, to verify the three-level inverter CHMPWM and modulation mode switching strategy. The experimental results showcased the good dynamic and steady performance of the three-level inverter CHMPWM strategy, demonstrating its suitability for the technical application requirements of traction inverters.

Keywords: three-level inverter; pulse width modulation; current harmonic minimum; synchronous modulation; modulation switching

收稿日期：2023-12-18；修回日期：2024-02-20