适用于三电平逆变器的电流谐波最小脉宽调制策略

褚艳红[1]， 周明磊[1]， 王琛琛[1]， 游小杰[1,2]
（1. 北京交通大学 电气工程学院，北京 100044；2. 北京交通大学 轨道交通安全协同创新中心，北京 100044）

摘 要：受限于散热条件，大功率牵引传动系统中逆变器开关频率通常很低，三电平逆变器由于在低开关频率下具有较小的输出谐波、较低的 dv/dt 等特点在中高压大功率领域中被广泛应用。以三电平中点钳位型逆变器为研究对象，提出一种电流谐波最小脉宽调制策略（CHMPWM），基于加权总谐波畸变最小的优化目标求解不同开关角个数下的开关角曲线，与目前应用较为广泛的特定次谐波消除脉宽调制进行谐波性能对比。该方法不会完全消除特定次数的谐波成分，但是总体电流谐波可以达到最小。针对电流谐波最小脉宽调制策略在实现过程中存在的困难，设计全速度范围基于电流谐波最小脉宽调制的多模式调制策略。仿真和实验结果表明，提出的调制策略具有良好的谐波性能，与理论分析结果一致。

关键词：三电平逆变器；电流谐波最小；脉宽调制；低开关频率；加权总谐波畸变；谐波性能
DOI：10.15938/j.emc.2024.08.003
中图分类号：TM464；U264.9 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-449X(2024)08-0021-10

Current harmonic minimum pulse width modulation for three-level inverter

CHU Yanhong[1]， ZHOU Minglei[1]， WANG Chenchen[1]， YOU Xiaojie[1,2]
（1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;
2. Collaborative Innovation Center of Railway Traffic Safety, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China）

Abstract: Limited by the heat dissipation conditions, the switching frequency of inverters in high-power traction drive systems is usually very low. Three-level inverter topology is widely used in medium/high-voltage and high-power fields because of its small output harmonics and low dv/dt. Taking the three-level neutral-point-clamped inverter as the research object, a current harmonic minimum pulse width modulation (CHMPWM) was proposed. Based on the optimization objective of minimizing weighted total harmonic distortion, the switching angle curve under different number of switching angle were solved. The harmonic performance was compared with the selected harmonic elimination pulse width modulation, which is widely used at present. Although the modulation method proposed cannot eliminate specific harmonic, the overall current harmonic reaches the minimum. Aiming at the difficulties and problems in the implementation of CHMPWM, a multi-mode modulation strategy based on CHMPWM in full speed range was designed. Simulation and experimental results show that the proposed CHMPWM has good harmonic performance, which is consistent with the theoretical analysis results.

收稿日期：2023-04-06
基金项目：台达电力电子科教发展计划(DREG2022007)；中央高校基本科研业务费专项资金(科技领军人才团队项目)(2022JBXT006)
作者简介：褚艳红(1998—)，女，博士研究生，研究方向为电力电子与电力传动；
周明磊(1985—)，男，博士，副教授，研究方向为电力电子与电力传动；
王琛琛(1981—)，男，博士，教授，研究方向为电力电子与电力传动；
游小杰(1964—)，男，博士，教授，博士生导师，研究方向为电力电子与电力传动。
通信作者：周明磊

Keywords: three-level inverter; current harmonic minimum; pulse-width modulation; low switching frequency; weighted total harmonic distortion; harmonic performance

0 引 言

相较于两电平拓扑逆变器,三电平拓扑具有显著优势,包括输出电流谐波畸变小、共模电压低、开关器件的 dv/dt 较低等,这些特性使得其成为中压大功率牵引传动系统中的研究热点。其中,二极管中点钳位型(neutral-point-clamped, NPC)三电平逆变器以其结构简单、实用性强等优点[1-2],自 1980 年首次提出以来,在理论研究和实际应用中受到了广泛关注。

大功率牵引传动系统受到散热条件的限制,开关频率通常设置较低,因此普遍采用多模式调制策略[3-5],低速段采用异步调制,中高速下采用同步调制,最终过渡到方波工况,其中同步调制通常采用特殊脉宽调制策略,如中间 60°调制[6]、特定次谐波消除法(selected harmonic elimination pulse width modulation, SHEPWM)[7-8]、电流谐波最小 PWM(current harmonic minimum PWM, CHMPWM)[9]。

目前,对于低开关频率下同步调制策略的研究更多针对两电平逆变器,对于适用于三电平逆变器拓扑的特殊脉宽调制的研究并不充分。其中 SHEPWM 因具备特定次谐波消除能力,且开关角求解过程相对简单,故在低开关频率下三电平逆变器调制策略的研究中,受到了业界广泛的瞩目与重视[10-12]。文献[10]分析了适用于三电平拓扑的传统 SHEPWM 的基本原理并求解了开关角曲线,在消除谐波时只考虑 $6k \pm 1$ 次电压谐波。针对三电平逆变器,直流侧电容的充放电过程易引发中点电压的波动,这一现象直接导致输出相电压的 PWM 脉冲幅值出现波动[12],进而影响了实际输出电压的谐波抑制效果,未能完全达到预期的谐波消除目标。文献[12]提出一种改进 SHEPWM,证明了将 3 次电压谐波幅值控制在基波幅值的 26.36% 时,3 次谐波与基波在中点处产生的电流分量可以相互抵消。该方法由于增加了对三次谐波的控制,与传统 SHEPWM 对比,在相同的开关角个数下消除的谐波数量将减少 1 个,降低了 SHEPWM 的谐波性能。另外,无论是传统 SHEPWM 还是改进 SHEPWM,消除的谐波能量会向未被消除的高次谐波转移,SHEPWM 的整体谐波性能并不一定得到优化。

对逆变器供电的三相负载来说,通常更关注流过负载中的电流[13],将电流谐波性能作为调制策略的优化目标能更加直接地影响负载运行效果。本文以 NPC 三电平逆变器为研究对象,提出一种电流谐波最小脉宽调制策略,该策略以加权总谐波畸变(weighted total harmonic distortion, WTHD)为优化目标,实现电流谐波的整体优化,并与目前三电平逆变器在低开关频率领域研究较多且应用较广的 SHEPWM 进行性能对比,最后设计基于 CHMPWM 的多模式调制策略,仿真和实验结果表明,提出的 CHMPWM 的谐波性能良好,与理论分析一致。

1 三电平 CHMPWM 的原理及开关角的计算

图 1 为三电平 NPC 逆变器拓扑结构。同步调制下,逆变器的输出电压波形如图 2 所示,为降低低开关频率产生的谐波影响,输出电压波形常需具备半波对称性和 1/4 周期偶对称性,同时三相电压应保持严格的三相对称特性。图中分别画出了开关角个数 N 为奇数和偶数的电压波形,α_i 表示第 i 个开关角,U_{dc} 为直流母线电压。

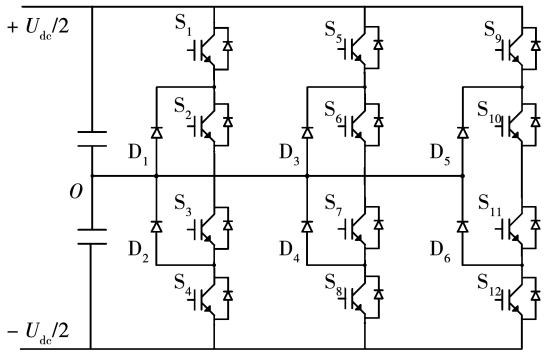


图 1 三电平中点钳位型逆变器拓扑结构

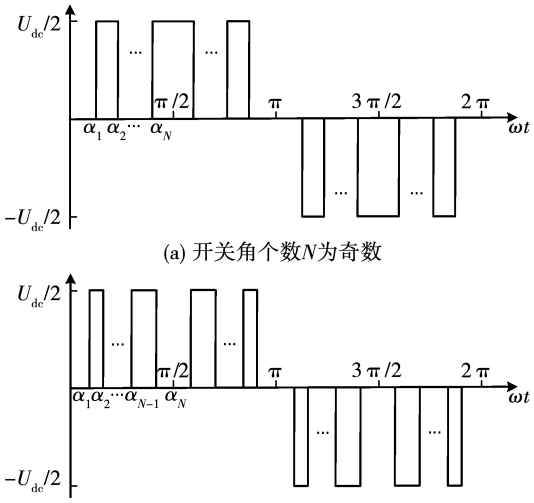
Fig. 1 Structure of NPC three-level inverter

输出电压波形满足对称性,不存在偶次谐波。根据图 2 所示的电压波形推导得 n 次(n 为奇数)电压谐波幅值为

$$U_n = \frac{2U_{dc}}{\pi}\sum_{i=1}^{N}(-1)^{i-1}\cos(n\alpha_i)。 \quad (1)$$

以方波电压的基波幅值 $2U_{dc}/\pi$ 为基值,对式(1)标幺后,n 次电压谐波幅值为

$$U_{n(\mathrm{pu})} = \sum_{i=1}^{N} (-1)^{i-1}\cos(n\alpha_i)。\tag{2}$$



(a) 开关角个数N为奇数

(b) 开关角个数N为偶数

图 2　三电平 CHMPWM 输出电压波形

Fig. 2　Output waveform of three-level CHMPWM

由于逆变器输出电流与电机损耗和转矩脉动直接相关,因而对电机负载来说,当前调制策略下电机电流中的谐波尤为重要。异步电机等效谐波电路如图 3 所示,图中:n 代表谐波次数;s_1 为基波转差率;s_n 为 n 次谐波的转差率。随着 n 增大,s_n 越来越接近 1,因此 R_r/s_n 约等于 R_r。高速下电机定转子电阻可忽略,同时励磁支路可认为是开路,进一步简化后异步电机等效谐波电路如图 3(b)所示,n 次谐波电流的表达式为

$$I_n = \frac{U_n}{n(X_{sl}+X_{rl})} = \frac{U_n}{n\omega_e(L_{sl}+L_{rl})},\quad n = 5,7,11,13,\cdots。\tag{3}$$

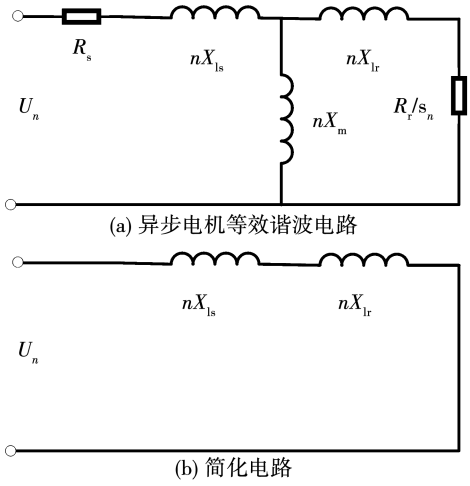
定义电流谐波畸变 THD_i 为

$$\mathrm{THD}_i = \sqrt{\sum_{n=6k\pm1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{\sum_{n=6k\pm1}^{\infty}\left(\frac{U_n}{n\omega_e(L_{sl}+L_{rl})}\right)^2},\quad k = 1,2,3,\cdots。\tag{4}$$

式中:n 为谐波次数;ω_e 为电角速度;U_n 为 n 次电压谐波幅值;L_{sl} 和 L_{rl} 分别为定子漏感和转子漏感。以 $U_1/(\omega_e(L_{sl}+L_{rl}))$ 为基值对式(4)进行标幺,并定义加权总谐波畸变 WTHD 为

$$\mathrm{WTHD} = \sqrt{\sum_{n=6k\pm1}^{\infty}\left(\frac{U_n}{nU_1}\right)^2} = \sqrt{\sum_{n=6k\pm1}^{\infty}\left(\frac{U_{n(\mathrm{pu})}}{nM}\right)^2},\quad k = 1,2,3,\cdots。\tag{5}$$

式中 M 为调制比,为基波电压幅值与方波电压下的基波幅值的比值。



(a) 异步电机等效谐波电路

(b) 简化电路

图 3　异步电机等效谐波电路

Fig. 3　Equivalent harmonic circuit of induction motor

因输出波形对称,线电压无偶次及 3 的倍数次谐波,计算 WTHD 值时仅需考虑 $n = 6k \pm 1$ 次谐波。WTHD 以电压谐波来表征总体电流谐波的大小,同时不受电机参数影响,可作为不同脉宽调制策略的重要评价指标。

CHMPWM 的基本原理即通过求解不同调制比下的开关角使得 WTHD 具有最小值。该求解过程是一个包含特定约束条件的最优化问题,如下式所示。其约束条件有 2 个:基波约束条件和开关角约束条件,表达式为:

$$\min \frac{1}{M}\sqrt{\sum_{n=6k\pm1}^{\infty}\left(\frac{U_{n(\mathrm{pu})}}{n}\right)^2},k = 1,2,3,\cdots;\quad \text{s.t.}\ \begin{cases}\sum_{i=1}^{N}(-1)^{i-1}\cos(\alpha_i) = M;\\ 0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \cdots < \alpha_N < \dfrac{\pi}{2}。\end{cases}\tag{6}$$

随着开关角个数的增多,在满足基波幅值需求下开关角分布情况越来越复杂,CHMPWM 开关角曲线求解过程也变得愈加困难。因此本文仅对开关角个数小于 4 的 CHMPWM 进行求解。图 4 为不同开关角个数下的开关角曲线和 WTHD 曲线。

$N = 1$ 时,在满足基波幅值与调制比相等的条件下无法对目标进行优化,开关角与调制比的关系为

$$\alpha_1 = \arccos(M)。\tag{7}$$

从图 4(a)中可以看出,$N = 1$ 时,开关角随着调制比连续变化且最大调制比可以到 1。$N > 1$ 时,需要在不同的开关角分布下寻找最小 WTHD 值,因此随着调制比增大,开关角可能会发生突变,在实际实现过程中需要特别注意不同开关角分布之间的频繁

切换可能导致的脉冲紊乱。

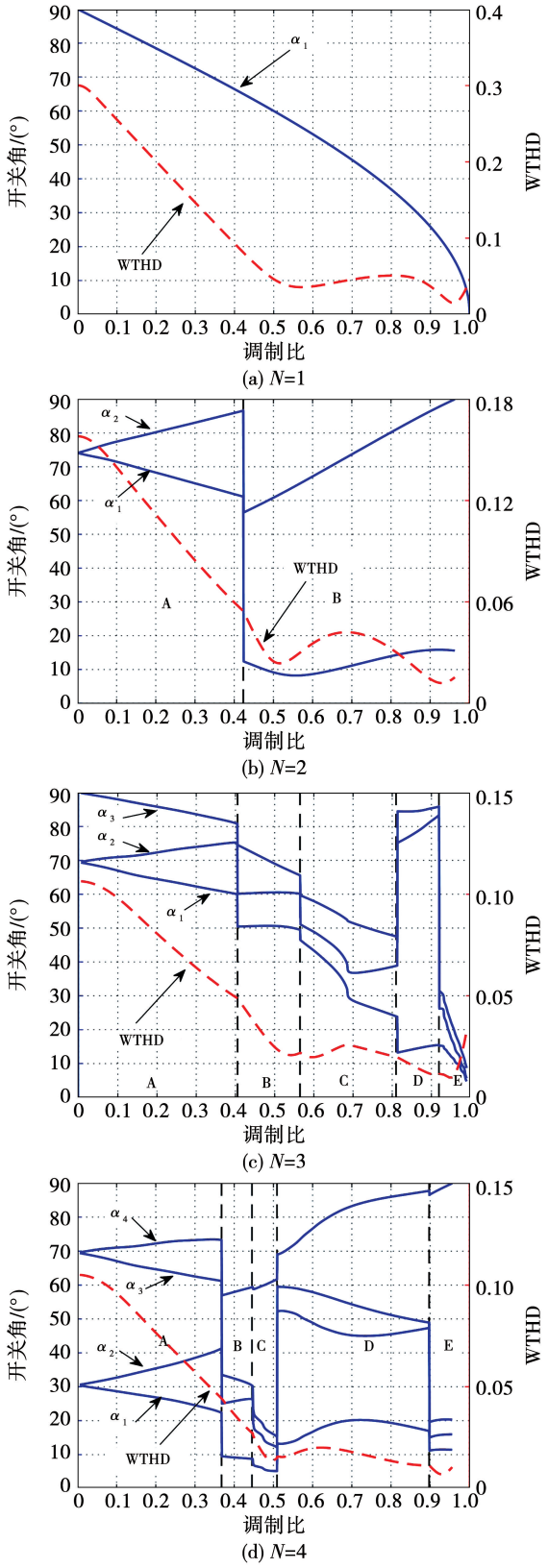


图 4 三电平 CHMPWM 的开关角曲线

Fig. 4 Switching angle of three-level CHMPWM

$N=2$ 时，在 $M=0.423$ 附近开关角发生突变，这是两种开关角分布下 WTHD 值最小化的结果；当 $M=0.92$ 时，α_2 达到了 90°，说明 $N=2$ 时调制比最大为 0.92。$N=3$ 时，存在 5 种开关角分布，最大调制比接近 1，但是 E 区段开关角分布紧凑，在实现过程中需要注意可能导致的窄脉冲问题。$N=4$ 时，存在 5 种开关角分布，最大调制比为 0.963。

2 CHMPWM 与 SHEPWM 的性能对比

将本文提出的 CHMPWM 与目前在低开关频率下三电平逆变器应用比较成熟的 SHEPWM 进行性能对比。$N=1$ 时，在满足基波幅值与调制比相等的需求下无法对目标进行优化，CHMPWM 与 SHEPWM 并无区别，因此本节仅对 $N>1$ 的情况进行比较。对 SHEPWM 的分析包含传统 SHEPWM[10] 和改进 SHEPWM[12]，前者在消除谐波时不考虑 3 次谐波，开关角求解方程为：

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= \sum_{i=1}^{N}(-1)^{i+1}\cos(\alpha_i) = M;\\ U_n &= \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{N}(-1)^{i+1}\cos(n\alpha_i) = 0。\end{aligned}\right\} \tag{8}$$

后者控制 3 次谐波幅值为基波幅值的0.263 6 倍以减小中点电压波动，开关角求解方程为：

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= \sum_{i=1}^{N}(-1)^{i+1}\cos(\alpha_i) = M;\\ U_3 &= \frac{1}{3}\sum_{i=1}^{N}(-1)^{i+1}\cos(3\alpha_i) = 0.263\ 6M;\\ U_n &= \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{N}(-1)^{i+1}\cos(n\alpha_i) = 0。\end{aligned}\right\} \tag{9}$$

2.1 电流谐波

对于逆变器供电的负载，流过负载中的电流决定和影响了负载的运行性能。通过式(5)计算 CHMPWM 和 SHEPWM 不同开关角个数下 WTHD 曲线，如图 5 所示，可以看出：

1)与传统 SHEPWM 相比，改进 SHEPWM 由于对 3 次电压谐波幅值进行控制，相同开关角个数下谐波成分会多一种，其 WTHD 值是 3 种调制策略中整体最高的；在调制比较高时虽然传统 SHEPWM 的 WTHD 比较接近于 CHMPWM，但是其可用调制比范围明显受限。

2)不同开关角个数下，CHMPWM 的 WTHD 值在相同调制比下是 3 种调制策略中最小的，说明本文研究的调制策略已经实现了 WTHD 值最小的

目标。

另外可以注意到 $N=2$ 和 $N=3$ 时,CHMPWM 与 2 种 SHEPWM 相比,WTHD 的值相差较大,性能优势明显;$N=4$ 时,3 种调制策略下的 WTHD 值非常接近,最大差值不超过 0.025,可以想象,当开关角个数更多时,CHMPWM 在 WTHD 性能上的优势将会削弱,因此,CHMPWM 在开关角个数较少时具有更明显的优势,同时,随着开关角数量的增加,CHMPWM 的开关角曲线求解复杂度显著提升,因此,在开关角个数较多时求解 CHMPWM 是没有必要的。

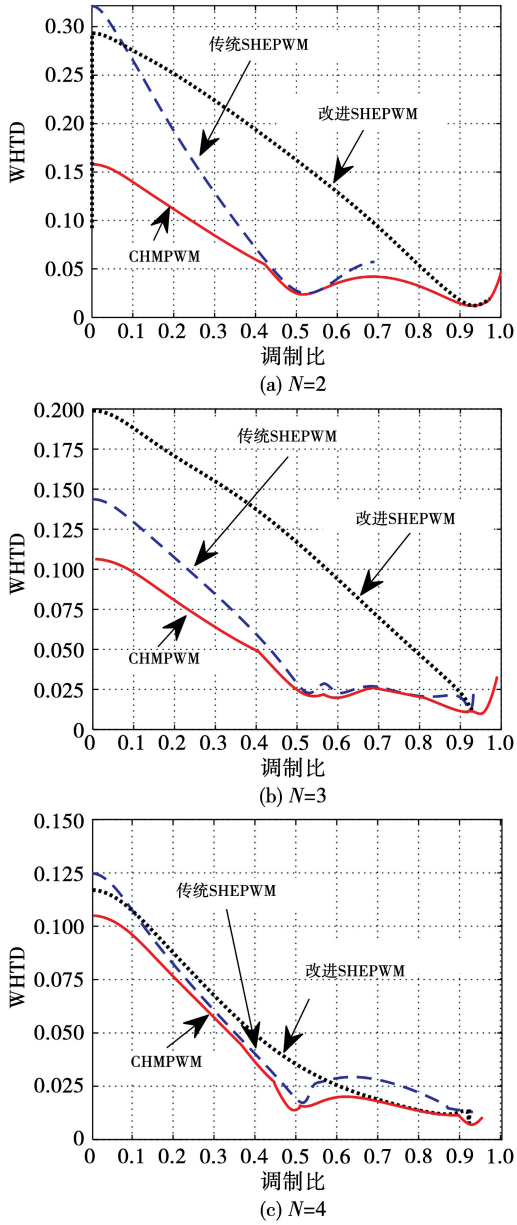


图 5　CHMPWM 与 SHEPWM 的 WTHD 对比

Fig. 5　Comparison of WTHD between CHMPWM and SHEPWM

电机作为感性负载对高次电流谐波具有较强的滤波作用,低次电流谐波对电机运行的影响更大。将式(3)以 $U_1/(\omega_e(L_{sl}+L_{rl}))$ 为基值标幺,得到 n 次电流谐波幅值标幺值[13]为

$$I_{n(\mathrm{pu})}=\frac{U_{n(\mathrm{pu})}}{nM}。\tag{10}$$

基于 WTHD 的对比分析,传统 SHEPWM 的谐波性能优于改进 SHEPWM,因此仅将 CHMPWM 与传统 SHEPWM 进行各次电流谐波的对比,如图 6 所示。

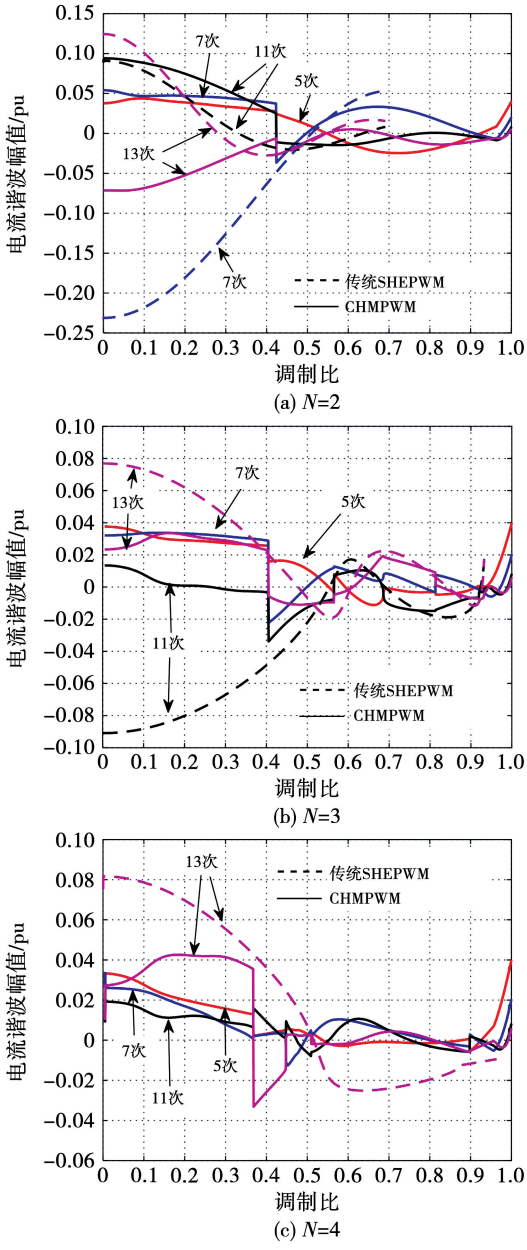


图 6　电流谐波幅值随调制比的变化曲线

Fig. 6　Harmonic current amplitude with modulation ratio

从图 6 可以看出,CHMPWM 包含所有 $6k\pm1$ 次谐波分量,但是其以最小化 WTHD 为优化目标,各次谐波幅值都维持在比较低的值,特别是 5、7 次谐波;传统 SHEPWM 的原理是对低次电压谐波进行消除,因此对应的电流谐波成分也会被消除,如 $N=2$ 时,传统 SHEPWM 不包含 5 次电流谐波分量。传统 SHEPWM 虽然消除了特定的电流谐波,但未被消除的谐波幅值会明显增大,如 $N=2$ 时,CHMPWM 的各次谐波幅值在任意调制比下都不超过 0.04,而传统 SHEPWM 的 7 次和 11 次谐波幅值明显高于 CHMPWM,特别在低调制比区。在其他开关角个数下,情况也是相似的,传统 SHEPWM 中已消除的谐波能量会重新分布至未被消除的高次谐波上。

2.2 转矩脉动

对电机最直接的控制是对其转矩的控制,电机输出转矩脉动成分过大将导致转速波动,严重时引起系统振荡,同样电机寿命也会受到影响。转矩脉动主要由磁链基波与电流谐波相互作用产生。文献[13]推导了各次转矩脉动幅值的计算公式,即

$$T_{e6k(\mathrm{pu})}=\frac{U_{(6k+1)(\mathrm{pu})}}{(6k+1)M}-\frac{U_{(6k-1)(\mathrm{pu})}}{(6k-1)M}。\tag{11}$$

由于低开关频率下的同步调制策略的输出电压一般具有对称性,系统中只含有 $6k$ 次转矩脉动,由 $6k\pm1$ 次谐波产生。根据式(11)计算 CHMPWM 和传统 SHEPWM 在不同开关角个数下的各次转矩脉动幅值,结果如图 7 所示。

因为 CHMPWM 并没有对谐波进行消除,所以其含有所有 $6k$ 次转矩脉动分量,但是各次转矩脉动幅值都维持着比较低的值,任意开关角个数下,6 次转矩脉动的幅值几乎都小于 0.05。

对于传统 SHEPWM 来说,只有在 $6k\pm1$ 次谐波成对消除时,才能完全抑制 $6k$ 次转矩脉动,如传统 SHEPWM 在 $N=2$ 时,只消除了 5 次电压谐波,转矩脉动中仍然含有 6 次分量;$N=3$ 时,6 次转矩脉动被完全抑制,最低次转矩脉动为 12 次分量。开关角个数为偶数时,谐波没有成对消除,单次谐波产生的转矩脉动幅值维持较高数值。如 $N=2$ 时,传统 SHEPWM 的 6 次转矩脉动幅值明显大于 CHMPWM。开关角个数为奇数时,由于被消除的能量被转移到了未被消除的高次谐波上,因而最低次转矩脉动幅值也会增大,如 $N=3$ 时,传统 SHEPWM 的 12 次转矩脉动幅值明显大于 CHMPWM。

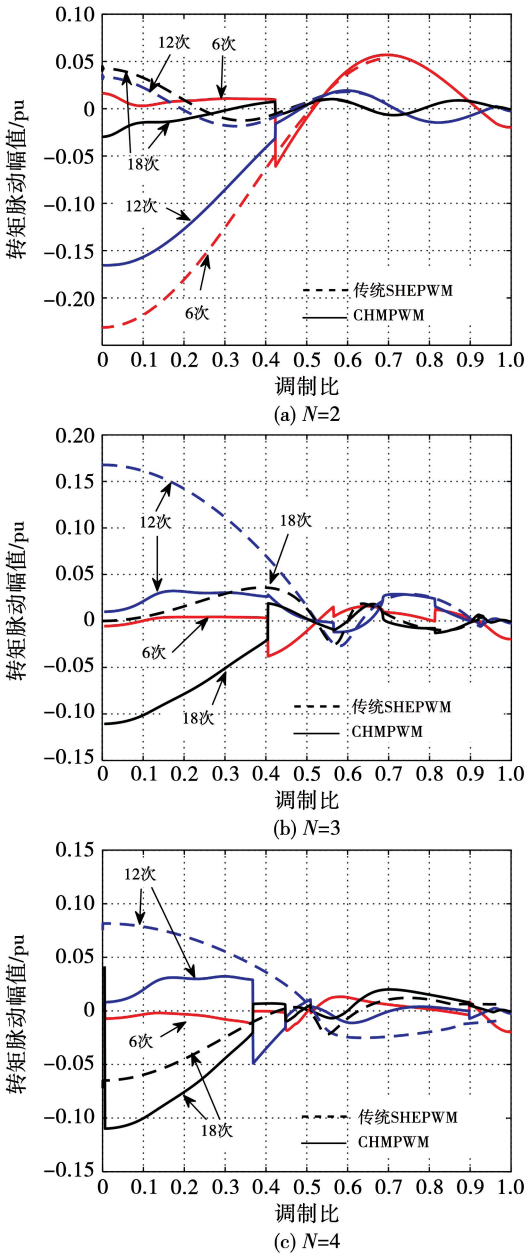


图 7 转矩脉动幅值随调制比的变化曲线

Fig. 7 Pulsation torque amplitude with modulation ratio

总体来看,CHMPWM 含有所有 $6k$ 次转矩脉动分量,各次转矩脉动幅值都比较小。CHMPWM 以 WTHD 为优化目标,降低低次谐波幅值的同时使得转矩脉动也得到了一定优化。

3 仿真和实验结果

3.1 仿真结果

根据上文的分析结果,利用 MATLAB/Simulink 进行仿真验证。仿真全部采用程序编写,以最大程度接近实验结果。仿真采用电机参数与被试实验电机一致,如表 1 所示,电机采用 VVVF 控制,空载运行。

表 1　异步电机参数

Table 1　Introduction machine parameters

参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	7.5	定子电阻/Ω	0.535
额定电压/V	380	转子电阻/Ω	0.426 6
额定电流/A	15.8	定/转子漏感/mH	4.009
额定频率/Hz	50	互感/mH	114.47

全速度范围多模式调制策略如图 8 所示,CHMPWM 在 $N=2$ 和 $N=4$ 分别稳定运行在 35 和 40 Hz 时的仿真结果如图 9 所示,在开关频率很低时,电流波形仍然非常接近正弦,电流峰值不超过 10 A,三相电流平衡,电机运行平稳。

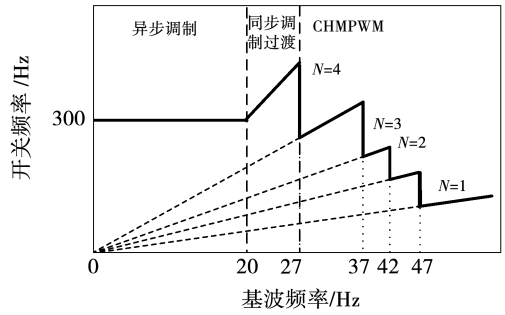


图 8　基于 CHMPWM 的多模式调制策略

Fig. 8　Multi-mode modulation strategy based on CHMPWM

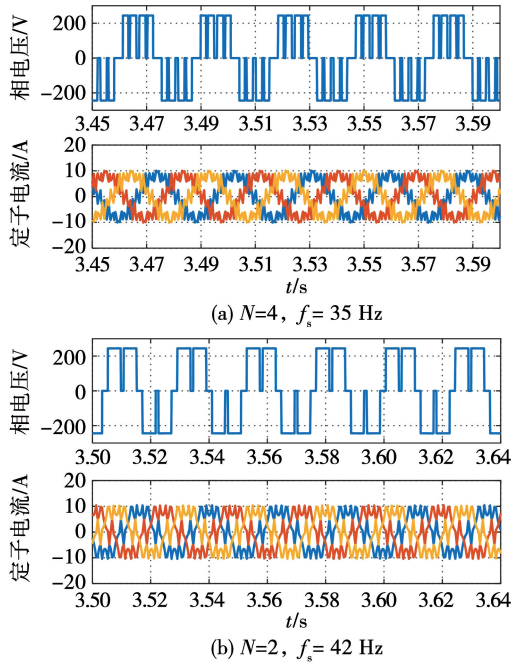


图 9　CHMPWM 的稳态运行波形

Fig. 9　Stable waveform of CHMPWM

图 10 为电机运行在 35 Hz、不同负载下传统 SHEPWM 与 CHMWM 在 $N=4$ 时的稳态电流波形,此时调制比为 0.7。无论负载大小,CHMPWM 的电流波形峰值都低于传统 SHEPWM,特别是空载下,CHMPWM 峰值仅为 10 A,而传统 SHEPWM 电流峰值为 14 A,CHMPWM 的电流波形更接近正弦,这与 CHMPWM 的各次电流谐波幅值都比较低的理论分析是对应的,说明 CHMPWM 在优化 WTHD 的同时也降低了电流峰值,对降低开关器件的电流应力是有利的。

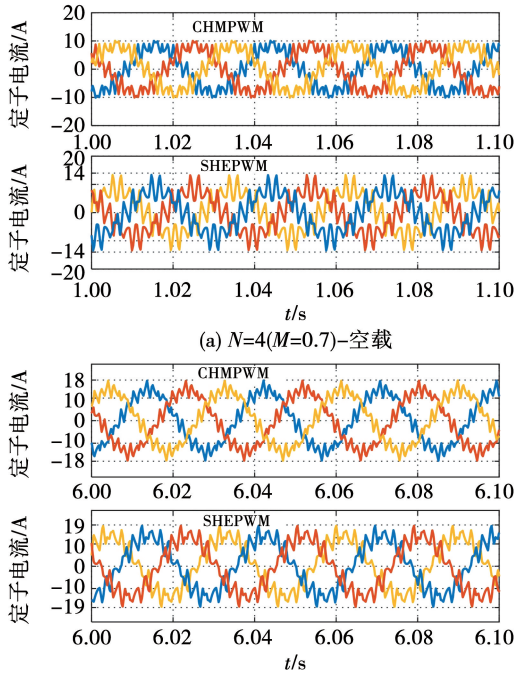


图 10　$N=4$ 在 $M=0.7$ 时电流波形

Fig. 10　Current waveform when $N=4$ and $M=7$

图 11 为空载下的电流谐波频谱,传统 SHEPWM 按照预期完全消除了 5、7 和 11 次谐波,13 次电流谐波幅值明显增大;CHMPWM 含有所有的谐波分量,但各次谐波幅值都比较低,各次谐波幅值与图 6 理论分析结果一致。

图 12 为空载下电机运行在 35 Hz 时 CHMPWM 与传统 SHEPWM 在 $N=4$ 时的转矩脉动对比,此时调制比为 0.7。从图 12(a)可以看出,传统 SHEPWM 的转矩波形峰值明显大于 SHEPWM;图 12(b)为转矩脉动分析结果,传统 SHEPWM 在 $N=4$ 时被消除的谐波能量转移到了 13 次谐波上,导致 12 次转矩脉动幅值明显增大,而 CHMPWM 的各次转矩

脉动幅值均小于 0.015,维持在比较小的值,与理论分析一致。

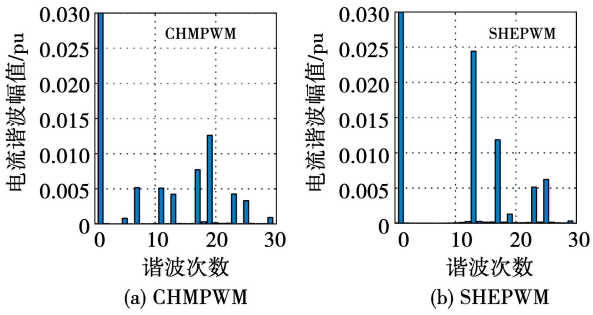


图 11 $N=4$ 在 $M=0.7$ 时的电流谐波频谱

Fig. 11 Current harmonic spectrum when $N=4$ and $M=7$

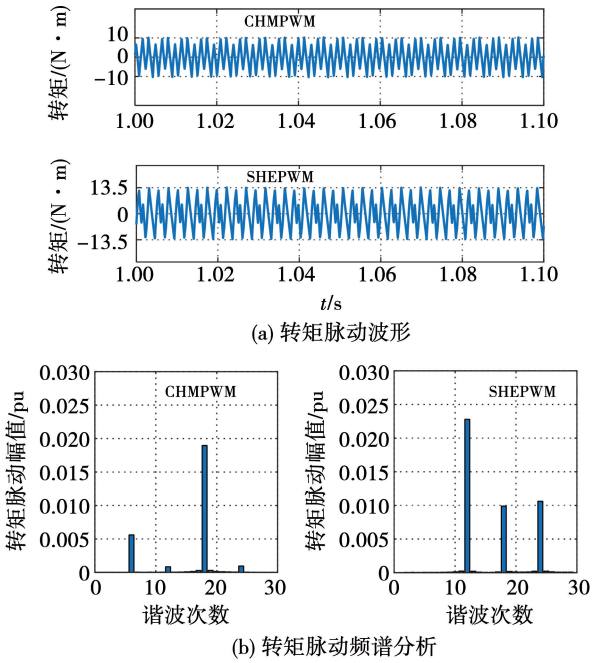


图 12 $N=4$ 在 $M=0.7$ 时的转矩脉动

Fig. 12 Motor torque pulsation when $N=4$ and $M=0.7$

图 13 为 CHMPWM 下 $N=4$ 与 $N=3$ 之间的切换效果,采用文献[14]中的多模式调制切换策略,结果显示三电平 CHMPWM 的切换仍然可以采用传统两电平逆变器下的多模式调制切换方法,电机电流和转矩均未出现冲击,实现了平滑切换。

3.2 实验结果

基于上文的分析和仿真结果,利用实验室 7.5 kW交流传动试验平台对本文提出的 CHMPWM 进行验证,电机参数如表 1 所示,电机空载运行,采用 VVVF 控制。图 14 为 CHMPWM 在 $N=4$ 和$N=2$ 分别稳定运行在 35 和 42 Hz 时的结果,电流峰值在 10 A 左右,电压电流波形良好,电流波形在脉冲数很少时也非常接近正弦,与仿真结果一致。

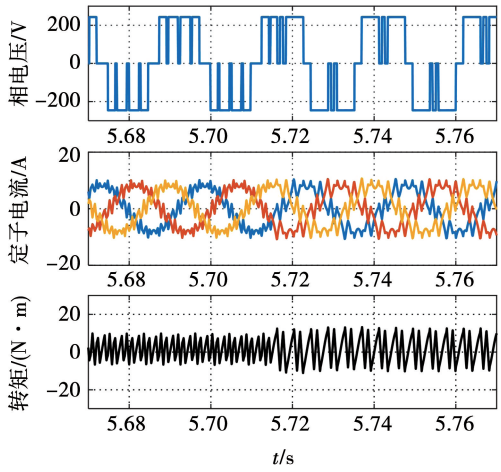


图 13 $N=4$ 与 $N=3$ 之间的切换效果

Fig. 13 Switching effect between $N=4$ and $N=3$

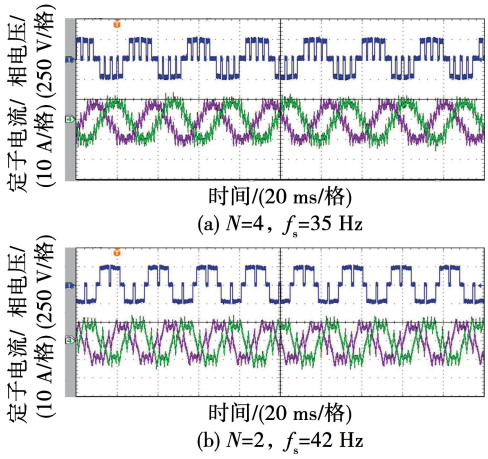


图 14 不同开关角个数下的稳态运行结果

Fig. 14 Stable waveform under different number of switching angle

图 15 为 CHMPWM 经过傅里叶分析后的电流谐波分析结果。CHMPWM 含有所有 $6k\pm1$ 次谐波,各次谐波幅值比较平均,低次谐波幅值较小,与前文的理论分析结果一致,该现象也有利于降低谐波损耗和减小转矩脉动等。

图 16 为 CHMPWM 不同开关角个数之间的切换结果,实验结果表明基于本文设计的多模式调制策略,CHMPWM 不同开关角个数之间均可实现平滑切换,没有产生电流冲击。

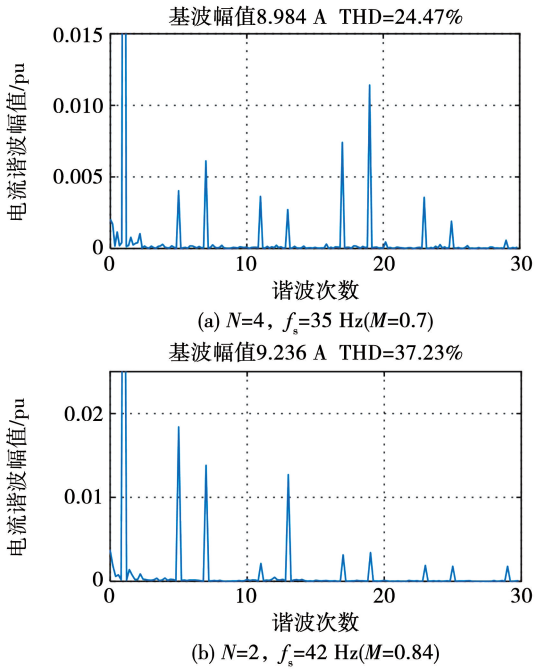


图 15　不同开关角个数下的电流谐波频谱

Fig. 15　Current spectrum under different number of switching angle

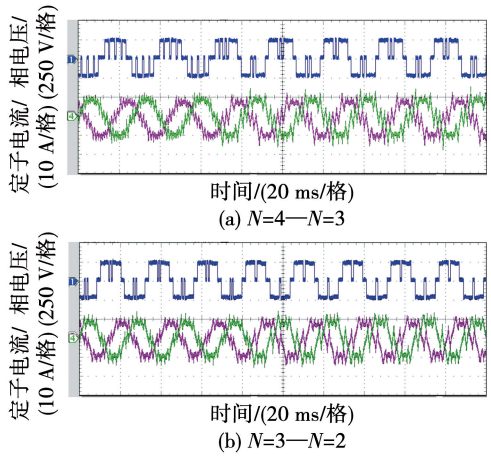


图 16　不同开关角个数之间的切换结果

Fig. 16　Switching result between different number of switching angle

4　结　论

本文提出一种适用于三电平逆变器的电流谐波最小 PWM,主要成果总结如下:

以 WTHD 最小为优化目标求解适用于三电平逆变器拓扑的 CHMPWM 的开关角曲线,并与目前在低开关频率下研究较为广泛的 SHEPWM 进行对比,证明其 WTHD 最小的优化目标已经实现。

通过将 CHMPWM 与 SHEPWM 在电流谐波和转矩脉动方面的性能对比,证明本文提出的 CHMPWM 虽然不能完全消除某次谐波成分,但是在电流 THD、电流峰值和转矩脉动大小等方面更具有优势。

三电平逆变器下的 CHMPWM 仍然可以采用现有文献中基于两电平逆变器的多模式同步调制策略切换方法,能够实现不同开关角个数之间的平滑切换。

参 考 文 献:

[1] 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.
WANG Chenchen, GUAN Bo. A narrow pulse processing method considering neutral-point potential balance problem of diode-clamped three-level inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 136.

[2] 周汉斌, 杨建, 陈晓娇, 等. 考虑死区电压矢量的三电平变换器模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(20): 5290.
ZHOU Hanbin, YANG Jian, CHEN Xiaojiao, et al. Model predictive control of three-level converter considering dead-zone voltage vector[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(20): 5290.

[3] 周明磊, 游小杰, 王琛琛. 低开关频率下 PWM 调制方法研究[J]. 北京交通大学学报,2010, 34(5): 53.
ZHOU Minglei, YOU Xiaojie, WANG Chenchen. Research on PWM method under low switching frequency[J]. Journal of Beijing Jiaotong University,2010, 34(5): 53.

[4] 苑国锋,沈阳. 基于开关时刻修正的多模式调制切换策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(5): 1171.
YUAN Guofeng, SHEN Yang. Multi-mode modulation switching strategy based on switch time correction[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(5): 1171.

[5] 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.
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.

[6] 丁荣军. 中间 60° SPWM 控制的特点及其电路的实现[J]. 机车电传动,1995(1): 13.
DING Rongjun. Features of intermediate 60° control and its circuit realization[J]. Electric Drive for Locomotives,1995(1): 13.

[7] PATEL H S, HOFT R G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I—harmonic elimination[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1973,9(3):310.

[8] PATEL H S, HOFT R G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II—voltage control techniques[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1974,10(5):666.

[9] 周明磊, 王琛琛, 游小杰. 基于交流电机定子磁链的 CHMPWM 切换策略[J]. 中国电机工程学报,2016, 36(14): 3955.
ZHOU Minglei, WANG Chenchen, YOU Xiaojie. A switching strategy of current harmonic minimum PWM based on the stator flux trajectory of AC traction motors[J]. Proceedings of the CSEE,2016,36(14): 3955.

[10] 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):32.
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):32.

[11] 赵牧天,葛琼璇,张波,等. 高速磁悬浮牵引系统大功率三电平整流器特定谐波消除脉宽调制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4180.
ZHAO Mutian, GE Qiongxuan, ZHANG Bo, et al. Selective harmonic elimination pulse width modulation for high power three-level rectifier of high-speed maglev traction system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4180.

[12] 谷鑫,姜勃,耿强,等. 基于3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.
GU Xin, JIANG Bo, GENG Qiang, et al. An optimal SHE-PWM modulation strategy for three-level NPC converter based on third harmonic control and pulse fluctuation analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(7): 88.

[13] 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.
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.

[14] 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.
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.

(编辑:邱赫男)