

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240899

线性负载下三电平逆变器的两相箝位断续脉宽调制策略研究

陈怡薇, 徐永海, 袁 敞, 宋昕一, 孙曙光

(华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

摘要: 断续脉冲宽度调制(discontinue pulse width modulation, DPWM)策略可以实现逆变器每一相开关器件在 1/3 周期内不动作, 从而降低开关损耗, 但其降低损耗的能力仍有进一步提升的空间。为此, 以有源中性点箝位(active neutral point clamped, ANPC)三电平逆变器为研究对象, 提出了一种适用于三电平逆变器的两相箝位断续脉宽调制(two-phase clamped DPWM, TPCDPWM)策略。将空间参考矢量近似等效为由两邻近矢量合成的近似矢量, 并以合成误差最小为目的划分调制区域。在此基础上对多种调制策略作用下的开关损耗、合成误差、谐波特性及中点平衡能力进行了分析对比。最后将空间矢量脉宽调制(space vector PWM, SVPWM)与 TPCDPWM 策略进行对比实验研究, 验证了所提 TPCDPWM 策略可以实现 ANPC 三电平逆变器每一相开关器件在 2/3 周期内不动作, 能显著降低开关损耗。

关键词: ANPC 三电平逆变器; 两相箝位断续脉宽调制; 开关损耗; 空间矢量调制

Research on two-phase clamped discontinuous pulse width modulation strategy for three-level inverters under linear load

CHEN Yiwei, XU Yonghai, YUAN Chang, SONG Xinyi, SUN Shuguang

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: The discontinuous pulse width modulation (DPWM) strategy allows each phase of the inverter switching device to remain inactive for one-third of a cycle, thereby reducing the switching loss. However, there is still room for further improvement in loss reduction. This paper takes the active neutral point clamped (ANPC) three-level inverter as the research object, and proposes a two-phase clamped DPWM (TPCDPWM) strategy suitable for three-level inverter. This method approximates the space reference vector as a composite vector synthesized by two adjacent vectors while minimizing the synthesis error to determine the modulation region. On this basis, the switching loss, synthesis error, harmonic characteristics, and neutral point balancing ability under various modulation strategies are analyzed and compared. Finally, a comparative experimental study of space vector PWM (SVPWM) and TPCDPWM strategies is carried out, and it is verified that the proposed TPCDPWM strategy enables each phase switch of the ANPC three-level inverter to remain inactive for two-third of a cycle, significantly reducing switching loss.

This work is supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2021YFB2601403).

Key words: ANPC three-level inverter; two-phase clamped discontinuous PWM; switching loss; space vector modulation

0 引言

在低压小功率应用场合中, 传统的两电平逆变器相关研究已经趋于成熟和完善。然而, 由于其耐压等级相对较低以及输出谐波畸变率较高等问题, 使其在中高压大功率场合难以满足新型电力系统的要求。随着技术的发展, 三电平逆变器因其能够有

效降低电磁干扰与输出电流的总谐波畸变(total harmonic distortion, THD), 以及具备较高的耐压等级优势, 在中高压大功率应用领域有突出的技术潜力与应用价值^[1-5]。其中, 由于有源中性点箝位(active neutral point clamped, ANPC)型三电平逆变器与中性点箝位(neutral point clamped, NPC)型逆变器相比输出电压畸变率更低, 且器件损耗更均衡, 逐渐受到关注^[6-10]。

三电平逆变器常用的调制策略主要有: 载波脉宽

基金项目: 国家重点研发计划项目资助(2021YFB2601403)

调制(carrier-based pulse width modulation, CBPWM)、空间矢量脉宽调制(space vector PWM, SVPWM)、断续脉宽调制(discontinue PWM, DPWM)。其中 CBPWM 操作简单, 但母线电压利用率低且输出电流谐波含量高。SVPWM 改善了传统载波 PWM 算法的短板, 具有较高的精度, 但连续脉宽调制策略在电流较大的情况下产生的开关损耗较大。DPWM 策略在每个开关周期对其中一相进行箝位, 从而显著降低开关损耗, 提高逆变器运行效率^[11]。

文献[12-13]将 DPWM 策略与负载电流相结合, 在负载电流绝对值最大时进行箝位, 从而进一步降低开关损耗。文献[14]使调制相角在不同 DPWM 算法下平滑过渡, 实现不同工况下的最小开关损耗。文献[15]实现了同步 DPWM 控制, 通过优化输出电流波形质量以提高运行性能。文献[16]提出了一种可在负载频繁变化时降低开关损耗的 DPWM 策略。文献[17]基于箝位模式的选择, 提出了一种可以同时降低开关损耗与平衡中点电位的 DPWM 策略。文献[18]通过修改非箝位相的调制信号, 提出了一种增强型基于载波的 DPWM 策略, 从而改善中点电位不平衡引起的交流输出电流畸变。然而上述 DPWM 策略只在一相箝位的基础上进行调制策略的改进, 对于开关损耗的降低效果仍有进一步提升的空间。

本文在 ANPC 型三电平逆变器拓扑基础上提出了一种适用于三电平逆变器的两相箝位断续脉宽调制(two-phase clamped DPWM, TPCDPWM)策略。首先对空间矢量进行区域划分, 将每个大扇形划分为 6 个区域, 然后采用对应矢量近似合成参考电压矢量。实验结果表明, 相比传统 SVPWM 与 DPWM, 该方法能极大地降低开关损耗, 且易于实现, 具有实用意义。

1 ANPC 三电平逆变器及其调制策略

1.1 ANPC 三电平逆变器拓扑

ANPC 三电平逆变器电路拓扑如图 1 所示。三相共 18 个开关器件, C_1 、 C_2 为直流侧母线电容, 可以输出 P、O 和 N 3 种状态, 对应三电平 $+U_{dc}/2$ 、0 和 $-U_{dc}/2$, 其中 O 状态有 5 种输出方式(OU1、OU2、OL1、OL2 与 OUL)。3 种状态对应的开关序列如表 1 所示, x 表示 A、B、C 相。

由于两零电平回路同时导通时开关损耗最小且损耗分布最均衡, 在调制时使用 OUL 作为零电平时的开关状态^[19]。

系统处于稳态时三相输出电压与输出电流表示为

$$\begin{cases} u_A = \frac{1}{2}U_{dc}m \cos \omega t \\ u_B = \frac{1}{2}U_{dc}m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ u_C = \frac{1}{2}U_{dc}m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases}, \begin{cases} i_A = I_m \cos(\omega t - \varphi) \\ i_B = I_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \varphi) \\ i_C = I_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \varphi) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_A 、 u_B 和 u_C 为三相输出电压; i_A 、 i_B 和 i_C 为三相输出电流; m 为调制度; ω 为电压角频率; I_m 为电流峰值; φ 为负载功率因数角。

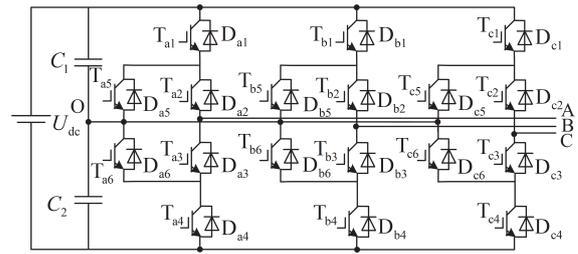


图 1 ANPC 三电平逆变器拓扑

Fig. 1 ANPC three-level inverter topology

表 1 3 种状态对应的开关序列

Table 1 Switch sequences corresponding to three states							
状态	T_{x1}	T_{x2}	T_{x3}	T_{x4}	T_{x5}	T_{x6}	输出电压
P	1	1	0	0	0	1	$+U_{dc}/2$
OU1	0	1	0	1	1	0	0
OU2	0	1	0	0	1	0	0
OL1	1	0	1	0	0	1	0
OL2	0	0	1	0	0	1	0
OUL	0	1	1	0	1	1	0
N	0	0	1	1	1	0	$-U_{dc}/2$

1.2 基于 SVPWM 的 DPWM

定义三电平逆变器空间矢量图如图 2 所示, 整个区域由 6 个角度为 60° 的大扇区组成, 每个大扇区又有 6 个小区域, 分别记为 1—6。SVPWM 策略依据最近三矢量原则合成参考矢量 \vec{v}_{ref} 的基本矢量。

在 SVPWM 的基础上, 通过引入 DPWM 策略, 可以进一步降低逆变器的开关损耗, 提高运行效率。DPWM 在每个扇区将一相箝位, 即每相有 1/3 开关周期不动作。通过对小矢量的不同分配可以得到不同的 DPWM 策略, 其中 DPWM1 于三相调制波峰值处箝位, 功率因数较小时开关损耗最小, 且易于实现, 故 DPWM1 最为常用^[20]。参考矢量 \vec{v}_{ref} 位于区域 5 时, 分别采用传统 SVPWM 与 DPWM1 策略的开关序列如图 3 所示。

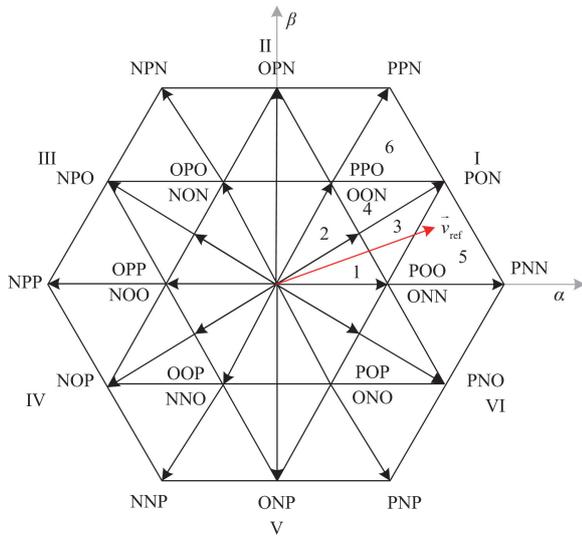


图2 三电平空间矢量图

Fig. 2 Three-level space vector diagram

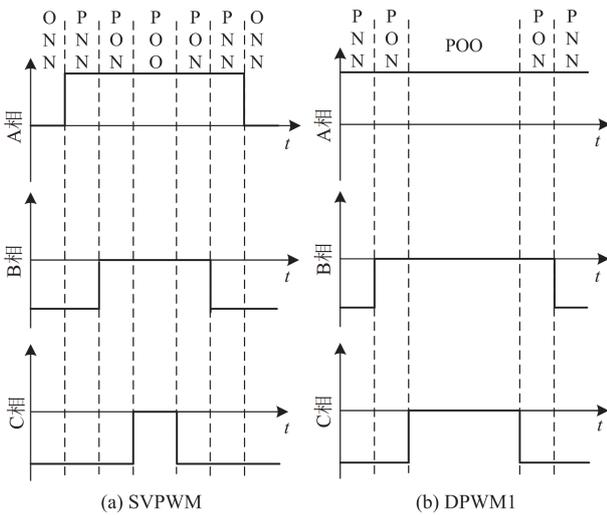


图3 两种调制算法的开关序列

Fig. 3 Switching sequences of two modulation algorithms

2 基于三电平逆变器的两相箝位 DPWM 策略

为了进一步降低开关损耗，本文提出了一种适用于三电平逆变器的两相同时箝位的 TPCDPWM 策略。

2.1 三电平 TPCDPWM 策略原理

文献[21]提出的两相箝位 DPWM 方法将第一个大扇区分成 3 个小区域，其原理如图 4 所示，当参考矢量 \vec{v}_{ref} 处于 x 区域时，令参考矢量近似等效为在 l_x 上的近似矢量 \vec{v}_{refn} ($n=1,2,3$)，因此当 \vec{v}_{ref} 在任一小区内时，都只有一相参与调制，从而实现两相箝位。

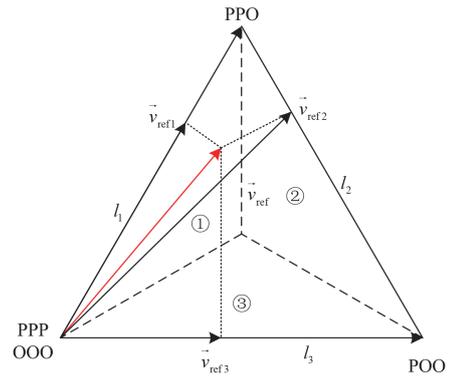


图4 两电平 TPCDPWM 原理图

Fig. 4 Schematic diagram of two-level TPCDPWM

由于上述方法仅针对两电平逆变器，若三电平逆变器仍基于该调制原理，则仅有两电平参与调制，会造成谐波含量增大，且合成误差较大，无法发挥三电平逆变器的优势。

针对上述问题，本文对 TPCDPWM 策略进行改进。选取 6 条线段，分别记为 $l_1 \sim l_6$ 。当 \vec{v}_{ref} 接近其中一条线段时，将 \vec{v}_{ref} 由该线段的首尾两矢量近似等效合成，其原理如图 5 所示。若 \vec{v}_{ref} 接近 l_1 ，则近似等效为在 l_1 上的投影 \vec{v}'_{ref} ，并由 PPO 和 PPP 两矢量合成，仅 C 相电平变化参与调制，对应开关序列如图 6 所示。若接近 l_3 ，则由顶点向 l_3 作垂线，原点到垂足形成的矢量 \vec{v}''_{ref} 即为近似矢量，其有两种小矢量组合分别为 POO 与 PPO、ONN 与 OON。考虑到从 l_2 或 l_5 侧切换为 l_3 侧时，ONN 与 OON 的组合能够仅切换一相电平或不切换完成近似矢量的转换，降低了开关损耗，因此 l_3 侧由 ONN 与 OON 两小矢量合成，仅 B 相参与调制。而在接近 l_4 和 l_5 时，分别由 PPN 与 PPO、PNN 与 ONN 即小矢量与大矢量组合合成。其余矢量同理。选取接近矢量可以产生多层阶梯形输出，降低谐波含量^[22]。

以 \vec{v}_{ref} 接近 l_1 为例，两矢量的作用时间为

$$\begin{cases} t_2 = \frac{|\vec{v}'_{ref}|}{\frac{2}{3}U_{dc}} T_s \\ t_1 = T_s - t_2 \end{cases} \quad (2)$$

式中： t_1 为零矢量 PPP 作用时间； t_2 为小矢量 PPO 作用时间； T_s 为开关周期。

由于该调制策略基于近似矢量实现，因此存在一定误差，如何最大限度地降低合成误差是 TPCDPWM 策略研究的重中之重。

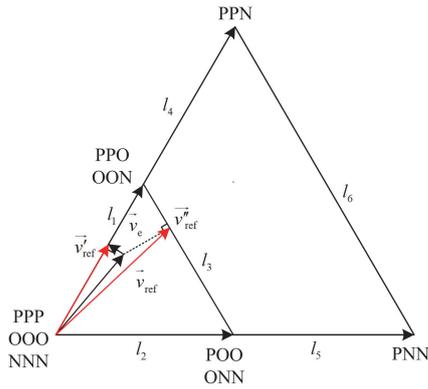


图 5 三电平 TPCDPWM 原理图

Fig. 5 Three-level TPCDPWM schematic diagram

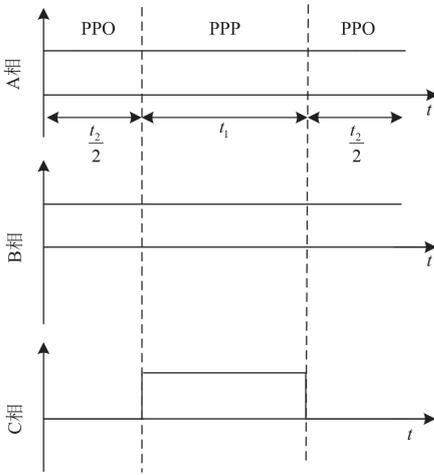


图 6 A、B 相箝位的开关序列

Fig. 6 Switching sequence with A and B phase clamping

2.2 近似合成区域划分

合成误差矢量 \vec{v}_e 表示为

$$\vec{v}_e = \vec{v}_{ref} - \vec{v}'_{ref} \quad (3)$$

即合成误差矢量等效为由 \vec{v}_{ref} 顶点向 l_x 作垂线所得矢量。以合成误差最小为目的进行区域划分, 需要选出 \vec{v}_e 模值最小时对应的 l_x 。在 l_x 两端绘制角平分线及到 l_3 与 l_6 距离相等的平行线 CD, 如图 7 所示。其中 CD 为 l_3 与 l_6 的平行线, 其余均为角平分线。由角平分线定理可知, 当 \vec{v}_{ref} 顶点位于角平分线上如 OO_1 时, \vec{v}_{ref} 向 l_1 与 l_2 作垂线, 两垂线对应的矢量模值相等, 即 \vec{v}_{ref} 在角平分线上时由 l_1 或 l_2 合成的近似矢量误差模值相等。而在 OO_1 左侧, l_1 生成的合成误差模值更小, OO_1 右侧 l_2 生成的合成误差模值更小。其他角平分线同理。CD 是 l_3 与 l_6 的误差大小分界线。

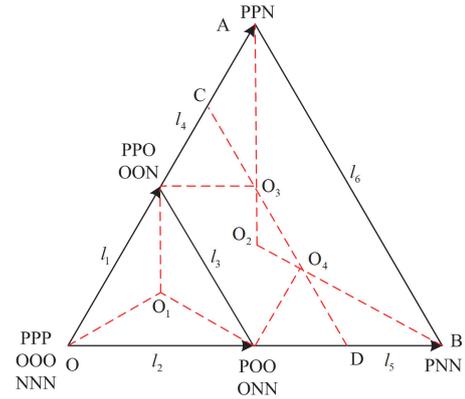


图 7 区域分界线的绘制原理图

Fig. 7 Schematic diagram for drawing regional boundaries

由此可得 TPCDPWM 策略的近似合成区域分布图如图 8 所示, 表 2 为图 2 扇区 I 中不同区域对应的参与调制相与箝位电平。

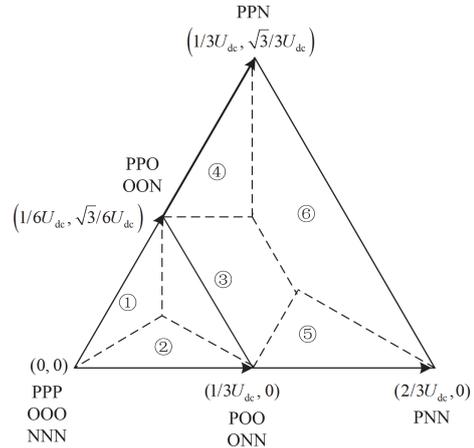


图 8 近似合成区域分布图

Fig. 8 Approximate composite region distribution map

表 2 各区域的参与调制相与箝位相

Table 2 Participating modulation phase and clamping phase of each region

区域	调制相	箝位相与箝位电平
1、4	C	A-P、B-P
2、5	A	B-N、C-N
3	B	A-O、C-N
6	B	A-P、C-N

3 性能分析

针对本文所提 TPCDPWM 策略, 分别从开关损耗、合成误差、谐波特性和中点电位平衡能力 4 个方面进行分析。

3.1 开关损耗

不同 PWM 策略的传导损耗基本相等, 而开关

损耗差异很大^[23]。因此，对比不同 PWM 策略的损耗时主要比较开关损耗，忽略传导损耗。

本文采用文献[12]的开关损耗计算方法。SVPWM 在半周期内产生的开关损耗 $P_{\text{loss(SVPWM)}}$ 可表示为

$$P_{\text{loss(SVPWM)}} = U_c I \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} |\sin(\theta - \varphi)| d\theta = \frac{2}{\pi} U_c I \quad (4)$$

式中： U_c 为反映开关损耗大小的等效直流侧电压； I 为负载电流； θ 为大扇区内 \vec{v}_{ref} 的相位。

DPWM 策略的任一相在三分之一周期箝位不动作，箝位期间开关损耗为 0。以 DPWM1 为例，其在半周期内的开关损耗 $P_{\text{loss(DPWM1)}}(\varphi)$ 为

$$P_{\text{loss(DPWM1)}}(\varphi) = U_c I \cdot \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}} |\sin(\theta - \varphi)| d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} |\sin(\theta - \varphi)| d\theta \right] \quad (5)$$

可知其开关损耗在 $\varphi = 0^\circ$ 时最小。

对于 TPCDPWM 策略，选取 $\varphi = 0^\circ$ 时开关损耗最大和最小两种工况下的调制度 m_{max} 、 m_{min} ，便于进行比较。开关损耗与参与调制时的电流幅值成正比，若使开关损耗最小，需尽可能减小最大相参与调制。在 $\varphi = 0^\circ$ 即负载为阻性时，以额定工况下的电流最大值为基准值，则额定工况下位于大扇区 I 内的三相电流标幺值 I^* 如图 9 所示。

可知 A 相电流由最大逐渐减小，同时 C 相逐渐减小到最小，而 B 相则在 0 左右波动。因此在 \vec{v}_{ref} 全程位于区域③，即 B 相电流幅值最小时参与调制，此时开关损耗最小，即令 $m_{\text{min}} = \sqrt{3}/3$ 。反之 \vec{v}_{ref} 全程位于区域①、②时开关损耗最大，即令 $m_{\text{max}} < 1/3$ 。则两种情况下的开关损耗分别为

$$P_{\text{loss(TPCDPWM min)}}(\varphi) = U_c I \cdot \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{6}} |\sin(\theta - \varphi)| d\theta + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\pi} |\sin(\theta - \varphi)| d\theta \right] \quad (6)$$

$$P_{\text{loss(TPCDPWM max)}}(\varphi) = U_c I \cdot \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} |\sin(\theta - \varphi)| d\theta \quad (7)$$

将采用 SVPWM 方法的开关损耗作为基准值，记为 $P_{\text{loss(SVPWM)}}$ ，则定义开关损耗的评价函数 $P_{\text{loss}}^*(\varphi)$ 表示为

$$P_{\text{loss}}^*(\varphi) = \frac{P_{\text{loss}}(\varphi)}{P_{\text{loss(SVPWM)}}} \quad (8)$$

式中， $P_{\text{loss}}(\varphi)$ 为 TPCDPWM 策略在功率因数角为 φ 时的开关损耗。

在 I 与 U_c 不变的条件下，绘制各调制策略的开关损耗评价曲线，如图 10 所示，可以看出 DPWM1 开关损耗最小为 SVPWM 的 50%，最大为 SVPWM 的 86.6%，而 TPCDPWM 开关损耗最小为 SVPWM 的 13.4%，最大为 SVPWM 的 50%，即采用 TPCDPWM 策略时开关损耗更小，该调制方法可显著降低开关损耗。

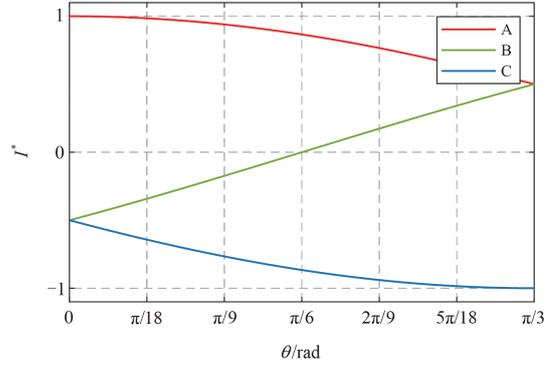


图 9 扇区 I 内的三相电流波形

Fig. 9 Three-phase current waveform within sector I

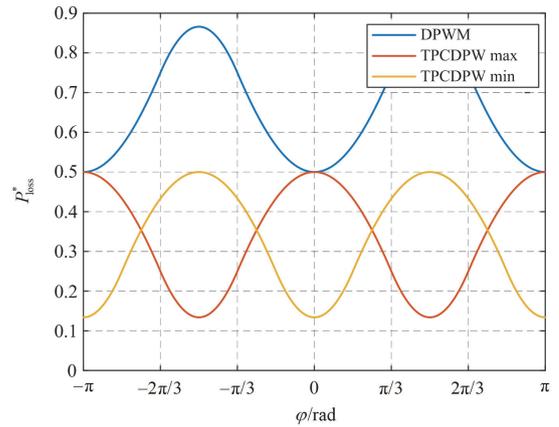


图 10 不同调制策略下的开关损耗随 φ 变化曲线

Fig. 10 Switching loss curve with φ under different modulation strategies

3.2 误差

由于 TPCDPWM 基于近似矢量实现，因此会产生合成误差，为了更直观地描述合成误差，定义合成误差 v_c^* 评价函数为

$$v_c^* = \frac{|\vec{v}_c|}{|\vec{v}_{\text{ref}}|} \quad (9)$$

在一个大扇区内，不同 m 的情况下存在多种小区域混合调制的可能，其中不同小区域组合与 m 的关系如表 3 所示。

以 $0 < m < 1/3$ 为例计算 v_c^* ，如式(10)所示。

$$v_e^*(0 < m < \frac{1}{3}) = \begin{cases} \sin \theta, 0 < \theta \leq \frac{\pi}{6} \\ \sin(\frac{\pi}{3} - \theta), \frac{\pi}{6} < \theta \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (10)$$

同理可得其余 4 种情况下 v_e^* 与 θ 、 m 的函数表达式, v_e^* 与 θ 、 m 之间的关系如图 11 所示。

表 3 \vec{v}_{ref} 所经过的小区域与 m 的关系

Table 3 Relationship between the small areas that

\vec{v}_{ref} passes through and m

m 的范围	\vec{v}_{ref} 所经过的小区域
$0 < m < 1/3$	1,2
$1/3 < m < \sqrt{3}/3$	1,2,3
$\sqrt{3}/3 < m < 3/4$	3,4,5
$3/4 < m < \sqrt{21}/6$	3,4,5,6
$\sqrt{21}/6 < m < 1$	4,5,6

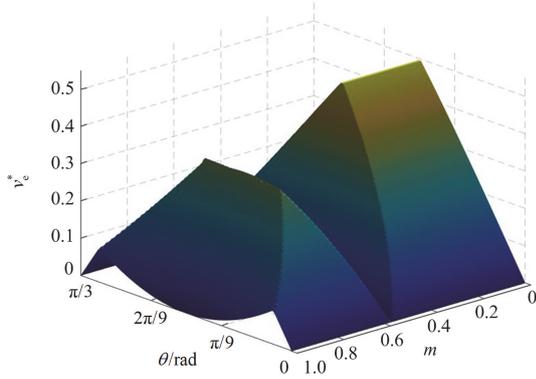


图 11 合成误差随 θ 、 m 变化曲面图

Fig. 11 Surface graph of the variation of synthetic error with θ and m

由图 11 可知, 当 $m < 0.35$ 时 v_e^* 最大为 0.5。当 $m > 0.37$ 时 v_e^* 均小于 0.35。且当 \vec{v}_{ref} 在区域分界线附近时误差较小, 在分界线处的误差为 0。故 TPCDPWM 在 m 较大时的整体误差较小。

3.3 谐波特性

加权总谐波畸变率 (weighted total harmonic distortion, WTHD) I_{WTHD} 可表示为

$$I_{WTHD} = \frac{1}{i_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{i_k}{k} \right)^2} \quad (11)$$

式中, i_k 代表 k 次谐波幅值, $k=1,2,\dots$ 。

在开关频率为 2 kHz、 $U_{dc} = 800$ V、线性负载有功功率为 20 kW 的工况下, 通过仿真可得 SVPWM 与 TPCDPWM 在不同调制比下的电流波形, 然后由 FFT 得到电流基波及各次谐波幅值 i_k , 将其代入式

(11) 得到 I_{WTHD} 随 m 变化的曲线, 如图 12 所示。

由图 12 可知, 随着 m 的增加, SVPWM 与 TPCDPWM 的 I_{WTHD} 大致均呈减小趋势, $m > 0.3$ 时, 两调制策略的 I_{WTHD} 相差不大; $m < 0.3$ 时, TPCDPWM 具有更好的谐波特性。

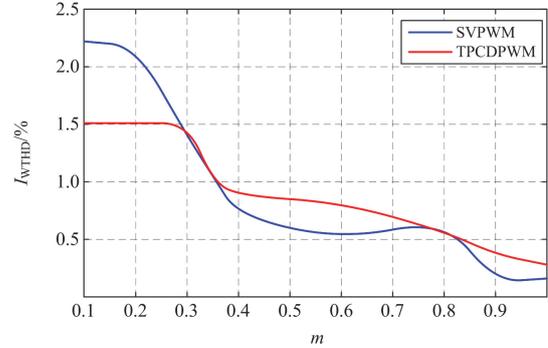


图 12 谐波含量随 m 变化曲线

Fig. 12 Harmonic content variation curve with m

3.4 中点电位平衡能力

中点电位平衡能力是评估三电平逆变器性能的重要技术指标之一, 而直流侧电容电位的偏差由流经中点的电流是否平衡决定, 即

$$\Delta u_O = \frac{\int i_O(\theta) d\theta}{(C_1 + C_2)\omega} \quad (12)$$

式中: Δu_O 为直流侧上下电容电压差; $i_O(\theta)$ 为流入中点的电流。

在一个大扇区内:

$$\int_0^{\frac{\pi}{3}} i_O(\theta) d\theta = \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_{AO}(\theta) d\theta + \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_{BO}(\theta) d\theta + \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_{CO}(\theta) d\theta \quad (13)$$

式中, $i_{AO}(\theta)$ 、 $i_{BO}(\theta)$ 和 $i_{CO}(\theta)$ 分别为三相流入中点的电流。

在大扇区 I 内, 参与调制且中点电流不为 0 的矢量为 ONN、OON 与 PPO, 其中点电流分别为 i_A 、 $-i_C$ 与 i_C 。而在与 I 扇区关于原点对称的扇区 IV 内, 参与调制且中点电流不为 0 的矢量分别为 OPP、OOP 与 NNO, 其中点电流分别为 i_A 、 $-i_C$ 与 i_C 。易知在不同大扇区内 \vec{v}_{ref} 的路径均相同, 即 I 扇区与 IV 扇区对应的小矢量作用时间相同, 且在系统处于稳定运行状态时 I 扇区与 IV 扇区的三相电流大小相等, 方向相反, 故由式(12)可知, I 扇区造成的中点电位偏差可以与 IV 扇区相抵消, 其余关于原点对称的两扇区同理。

故 TPCDPWM 具有以 1 个基波周期为单位的的中点电位平衡能力。

4 实验验证

为了验证 ANPC 三电平逆变器两相相位断续脉宽调制策略的可行性, 本文选用 RT-BOX3 搭建了如图 13 所示的硬件在环实验平台。其中采用基于 PLECS 平台的 RT-BOX3 模拟搭建逆变器主电路, 其参数如表 4 所示, 采用 TMS320F28069M 芯片实现两相相位断续脉宽调制策略, 采样频率为 4 kHz, 通过数字接口连接实现信息的交互。

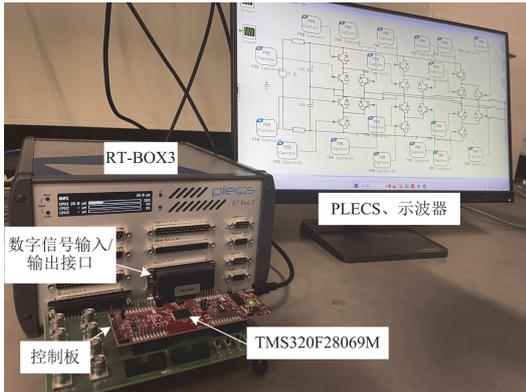


图 13 RT-BOX3 硬件在环实验平台

Fig. 13 RT-BOX3 hardware-in-the-loop experiment platform

表 4 实验平台主电路参数

Table 4 Main circuit parameters of the experimental platform

参数	数值
直流侧电压/V	800
直流侧电容/mF	30
开关频率/kHz	2
基波频率/Hz	50

表 5 为实验选取的 4 种工况参数, Z 为线性负载阻抗。图 14 为 SVPWM 与 TPCDPWM 策略在 4 种工况下的相电压 u_{AO} 与相电流 i_A 实验波形。图 15 为采用 TPCDPWM 策略时各工况下的上下电容电压差 Δu_O 实验波形。

通过对比可知:

1) 采用 TPCDPWM 策略的开关器件在 $2/3$ 周期不动作, 即开关次数明显低于 SVPWM, 因此 TPCDPWM 能显著降低开关损耗。

表 5 实验工况

Table 5 Experimental condition

工况	数值
1	$m = 0.4, \cos \varphi = 0.97, Z = (8 + j2) \Omega$
2	$m = 0.8, \cos \varphi = 0.97, Z = (8 + j2) \Omega$
3	$m = 0.4, \cos \varphi = 0.69, Z = (6 + j6.28) \Omega$
4	$m = 0.8, \cos \varphi = 0.69, Z = (6 + j6.28) \Omega$

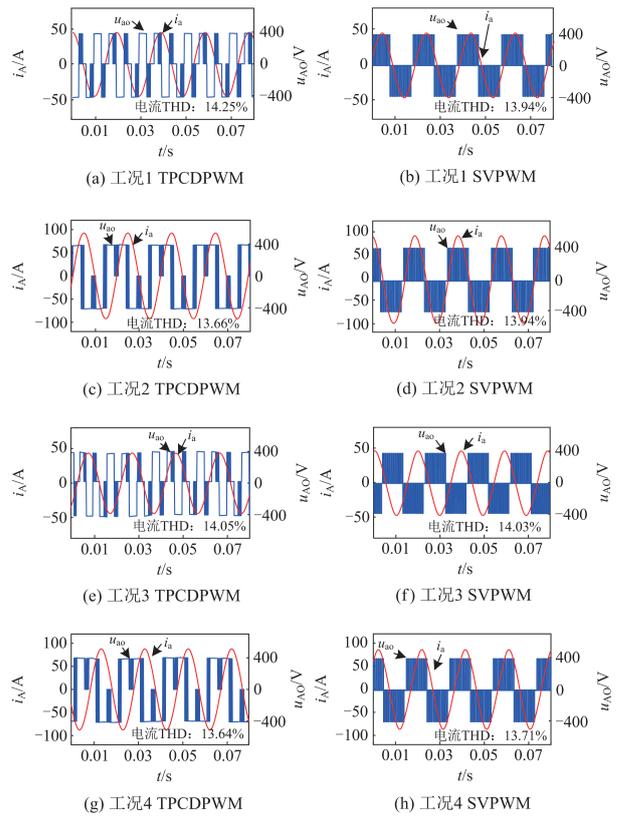


图 14 ANPC 三电平逆变器相电压与相电流实验波形

Fig. 14 Experimental waveform of phase current and phase voltage for ANPC three-level inverter

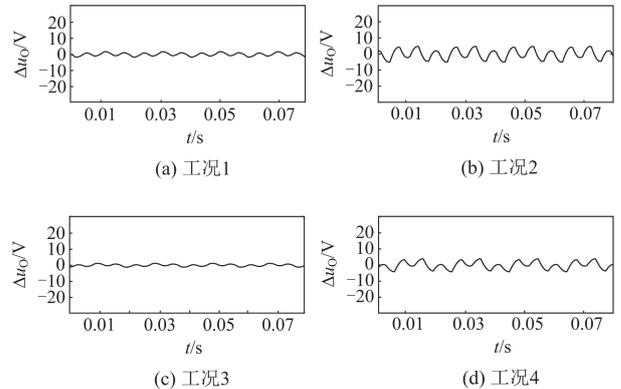


图 15 ANPC 三电平逆变器直流上下电容电压差实验波形

Fig. 15 Experimental waveform of voltage difference between DC up and down capacitors in ANPC three-level inverter

2) 在功率因数不变、调制度增大的情况下, 由于 TPCDPWM 合成误差减小, 因此其与 SVPWM 的电流 THD 均减小, 且在其他条件相同时两调制策略的电流 THD 值近似, 即均具有较好的谐波性能。而功率因数的变化对 TPCDPWM 策略下的电流谐波含量几乎没有影响。

3) 当 $m = 0.4$ 时, 由于流经中点的电流幅值较小, 中点电位波动较小; 当 m 增大至 0.8 时, 流经中点的电流幅值增大, 中点电位的波动也随之增大。但 TPCDPWM 在不同调制度与功率因数下均能实现以基波为周期的中点电位平衡。

实验结果证明了 TPCDPWM 的有效性, 该调制策略有效改善了三电平逆变器的开关损耗特性, 输出电流谐波性能优越, 具有很高的实用价值。

5 结论

为进一步降低开关损耗, 本文提出了一种适用于三电平逆变器的两相箝位断续脉冲宽度调制策略, 极大地降低了开关损耗, 通过对其开关损耗、合成误差、谐波特性及中点平衡能力进行理论分析与实验验证, 得到以下结论:

1) TPCDPWM 策略可以实现两相同时箝位, 即开关管在 $2/3$ 周期内不动作, 开关损耗最大可降低至传统 SVPWM 策略的 13.4%, 具有实用价值。

2) TPCDPWM 策略虽然存在合成误差, 但其具有与 SVPWM 同样优秀的谐波性能。

参考文献

- [1] 姬鑫, 陈超波, 张彬彬, 等. 基于 Prony 算法的三电平逆变器开路故障诊断方法[J]. 电测与仪表, 2023, 60(8): 97-104.
JI Xin, CHEN Chaobo, ZHANG Binbin, et al. Open-circuit fault diagnosis method of three-level inverter based on Prony algorithm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(8): 97-104.
- [2] 周思邈, 马伏军, 许明春, 等. 基于 T 型三电平变换器的优化损耗分布控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(24): 66-76.
ZHOU Simiao, MA Fujun, XU Mingchun, et al. Optimization loss distribution control strategy based on T-type three-level converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(24): 66-76.
- [3] 陈果, 龚春阳, 朱丽华, 等. 基于 I-DPWM 的三电平中点箝位光伏逆变器漏电流抑制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(11): 119-130.
CHEN Guo, GONG Chunyang, ZHU Lihua, et al. A leakage current suppression method for three-level midpoint clamped photovoltaic inverters based on I-DPWM[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(11): 119-130.
- [4] DU H, HE Y, QIU J, et al. Research on SVPWM method for leakage current suppression and switching loss reduction in nonisolated three-level inverters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(3): 2960-2971.
- [5] 朱敏龙, 宋慧庆, 李宇航, 等. NPC 型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10): 110-122.
ZHU Minlong, SONG Huiqing, LI Yuhang, et al. Visual three vector model free predictive control strategy for NPC type three level inverter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 110-122.
- [6] ANDLER D, ÁLVAREZ R, BERNET S, et al. Switching loss analysis of 4.5-kV-5.5-kA IGBTs within a 3L-ANPC phase leg prototype[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 584-592.
- [7] 王超, 何英杰, 宋志顺, 等. 有源中点箝位多电平逆变器空间矢量调制与三角载波调制统一理论[J]. 电工技术学报, 2017, 32(14): 106-115.
WANG Chao, HE Yingjie, SONG Zhishun, et al. Unified theory of space vector modulation and triangular carrier modulation for active neutral point clamped multilevel inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(14): 106-115.
- [8] LIU H, ZHAO T, WU X. Performance evaluation of Si/SiC hybrid switch-based three-level active neutral-point-clamped inverter[J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2022, 3: 90-103.
- [9] WANG H, WANG Y. The Power loss reduction from continuous PWM to discontinuous PWM in a 3L ANPC converter[C]// International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 2023, Shanghai, China: 190-194.
- [10] ZHOU Sheng, ZHU Minlong, LIN Jiaqi, et al. Discrete space vector modulation and optimized switching sequence model predictive control for three-level voltage source inverters[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(4): 1-16.
- [11] 汤梦阳, 苗轶如, 雍涛. DPWMMI 调制方法的损耗分析及其非线性电压误差补偿策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(2): 21-29.
TANG Mengyang, MIAO Yiru, YONG Tao. Loss analysis and nonlinear voltage error compensation strategy of DPWMMIN modulation method[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(2): 21-29.
- [12] 许明夏, 李长安, 王志强, 等. 基于功率因数自适应的城轨辅助逆变器 DPWM 控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(增刊 1): 356-365.
XU Mingxia, LI Chang'an, WANG Zhiqiang, et al. Power factor adaptive control strategy for subway auxiliary inverter based on DPWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2021,

- 41(S1): 356-365.
- [13] JIANG W, LI J, WANG J, et al. An overall minimized switching loss discontinuous PWM strategy for neutral point clamped three level inverters[J]. IEEE Access, 2019, 7: 122387-122397.
- [14] 社会卿, 刁利军, 陈杰, 等. 三相电压源逆变器最小损耗 PWM 算法性能优化[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 3005-3016.
DU Huiqing, DIAO Lijun, CHEN Jie, et al. Optimization of minimum loss PWM algorithm for three-phase voltage source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 3005-3016.
- [15] 谷鑫, 刘潮, 张国政, 等. 三电平逆变器同步不连续空间矢量调制输出电流优化策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(5): 924-933.
GU Xin, LIU Chao, ZHANG Guozheng, et al. Space-vector based synchronous discontinuous PWM for three-level inverter with output current optimization[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(5): 924-933.
- [16] MUKHERJEE S, GIRI S K, KUNDU S, et al. A generalized discontinuous PWM scheme for three-level NPC traction inverter with minimum switching loss for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(1): 516-528.
- [17] 姜卫东, 卢蒙蒙, 王金平, 等. 一种适用于三电平逆变器的协调控制策略[J]. 电力电子技术, 2023, 57(2): 7-10.
JIANG Weidong, LU Mengmeng, WANG Jinping, et al. A coordinated control strategy for three-level inverter[J]. Power Electronics, 2023, 57(2): 7-10.
- [18] ZOU Y, ZHANG L, XING Y, et al. Enhanced carrier-based discontinuous PWM for three-level inverters with unbalanced neutral-point voltage[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(2): 2176-2187.
- [19] JIAO Y, LEE F C. New modulation scheme for three-level active neutral-point-clamped converter with loss and stress reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5468-5479.
- [20] 徐志远, 朝泽云, 程华, 等. 一种考虑中点平衡的 ANPC 变换器的混合断续脉冲宽度调制策略[J]. 电源学报, 2021, 19(1): 49-58.
XU Zhiyuan, CHAO Zeyun, CHENG Hua, et al. A hybrid interrupted pulse width modulation strategy for ANPC converter considering midpoint balance[J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(1): 49-58.
- [21] 王金平, 刘海勋, 张庆岩, 等. 一种新型可显著降低开关损耗的断续脉宽调制[J]. 电力电子技术, 2023, 57(11): 127-130, 140.
WANG Jinping, LIU Haixun, ZHANG Qingyan, et al. A novel intermittent pulse width modulation which can significantly reduce switching losses[J]. Power Electronics, 2023, 57(11): 127-130, 140.
- [22] 费万民, 姚文熙, 吕征宇, 等. 中高压变频调速技术综述[J]. 电力电子技术, 2002(2): 74-78.
FEI Wanmin, YAO Wenxi, LÜ Zhengyu, et al. A review of medium-and high-voltage frequency conversion technology[J]. Power Electronics Technology, 2002(2): 74-78.
- [23] 姜卫东, 李来保, 王金平, 等. 改进的中点钳位型三电平逆变器非连续脉宽调制策略[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(24): 127-134.
JIANG Weidong, LI Laibao, WANG Jinping, et al. Improved discontinuous pulse width modulation strategy for midpoint clamp type three-level inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(24): 127-134.

收稿日期: 2024-07-11; 修回日期: 2024-11-19

作者简介:

陈怡薇(2000—), 女, 硕士研究生, 研究方向为变流器故障诊断和调制技术; E-mail: chen_yiwei2000@163.com

徐永海(1966—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为新能源电力系统。E-mail: yonghaixu@263.net

(编辑 许威)