第 50 卷 第 12 期：5495-5505 高电压技术 Vol.50, No.12: 5495-5505
2024 年 12 月 31 日 High Voltage Engineering December 31, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20231700

基于 SVPWM 的三电平变频器窄脉冲抑制策略

胡亮灯，郭　城，韩　婧，楼徐杰，鲁　斌
（海军工程大学舰船综合电力国防科技重点实验室，武汉 430033）

摘　要：空间矢量调制策略具有直流电压利用率高、控制灵活性好等优点，在电力电子领域应用广泛，但该策略需要避免窄脉冲对器件安全运行的影响。为此首先给出三电平变频器无中性线控制下空间矢量调制原理及窄脉冲产生机理；其次，解析推导了窄脉冲在输出电压的精确占比，并梳理了窄脉冲对输出电压谐波性能的影响；在上述基础上，提出了一种基于矢量时间长度调整的窄脉冲抑制策略，实现了在兼顾窄脉冲抑制及电容电压平衡下的七段式对称调制，降低了窄脉冲限制后对输出电压谐波的影响；最后，基于搭建的离线仿真模型和硬件在环实时仿真平台，验证了该文所提窄脉冲抑制策略的正确性、有效性。
关键词：窄脉冲抑制；三电平；空间矢量调制；电压谐波；电容电压平衡

Narrow Pulse Suppression Method for Three-level Inverter Based on SVPWM

HU Liangdeng, GUO Cheng, HAN Jing, LOU Xujie, LU Bin
(National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The space vector modulation (SVPWM) strategy has the advantages of high DC voltage utilization and good control flexibility, which is widely used in the field of power electronics. However, the strategy needs to avoid the influence of narrow pulse for safe operation of the devices. In this paper, the principle of three-level space vector modulation is given, and the generation mechanism of narrow pulse under space vector modulation is analyzed. Secondly, the accurate proportion of narrow pulse in the output voltage is deduced analytically, and the influence of narrow pulse on the harmonic performance of output voltage is summarized. On the basis of the above, a narrow pulse suppression strategy based on vector time length adjustment is proposed, which realizes the seven-section symmetric modulation with both narrow pulse suppression and capacitor voltage balance, and reduces the influence of narrow pulse restriction on the output voltage harmonics. Finally, based on the offline simulation model and the hardware in loop real-time simulation platform, the correctness and effectiveness of the narrow pulse suppression strategy proposed in this paper are verified.
Key words: narrow pulse suppression; three-level inverter; space vector modulation; voltage harmonic; capacitor voltage balance

0　引言

相比两电平拓扑，三电平拓扑输出电平数多，应用的直流电压等级范围更高。4.5 kV 开关器件可直接用于常用的直流 5 kV 及其以下推进或储能逆变领域。三电平变频器的调制策略主要包括正弦脉宽调制(pulse width modulation，SPWM)和空间矢量调制(pulse width modulation，SVPWM)，其中空间矢量调制策略由于具有高直流电压利用率、控制灵活、谐波性能优良等特点而得以广泛应用[1-2]。

在中压大功率变频器中，一般采用大功率(insulated gate bipolar transistor，IGBT)作为变频器等电力电子装置的关键器件，当导通信号和关断信号时间过短时，开关器件会在未完全导通前重新关断，或是未完全关断前重新导通，形成窄脉冲。窄脉冲的多次反复可能导致较大的浪涌电压尖峰和振荡，使得大功率模块的可靠运行受到严重威胁，甚至损坏。特别对于反并联二极管单元，若出现关断窄脉冲，则同桥臂另一只反并联二极管就有可能出现未完全开通又立即关断的行为，进而产生比窄脉冲触发更严重的关断电压尖峰或振荡。产生上述过高浪涌电压或振荡的原因为半导体器件在导通后极短时间内进入反向恢复阶段，在还未积累充分数量

基金资助项目：国家自然科学基金(51907200)；国防基础加强基金(2022-JCJQ-JJ-0537)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (51907200), National Defense Strengthening Foundation Plan of China (2022-JCJQ-JJ-0537).

载流子的状态下外加电压，过渡层迅速扩大，使其产生的电流变化率(d*i*/d*t*)、电压变化率(d*u*/d*t*)变化剧烈。故为实现开关器件的可靠应用，必须考虑对开关器件窄脉冲进行抑制[3-4]。对三电平变频器的窄脉冲抑制方法研究较多，归纳起来可分为直接脉冲剔除法、非最近三矢量 SVPWM 调制法、冗余矢量重排法以及零序电压注入法等，具体叙述如下所述。

1）直接脉冲剔除法。根据脉冲宽度判断直接剔除输出电压中不满足最小脉宽限制的脉冲，原理简单，易于工程实现。但采用该方法会使输出电压中的谐波含量增加，并导致 SVPWM 的调制区域有所缩减[5-6]。

2）非最近三矢量 SVPWM 调制法[7]。通过改变三电平 SVPWM 调制中基本矢量的选择方式来直接避免各调制区域内窄脉冲的生成，但由于增加了参与合成的基本矢量个数，开关损耗会有所提升，并且输出电压中的谐波含量也会增加。

3）冗余矢量重排法[8-9]。在脉冲出现的区域，根据开关矢量分配基本原则，对冗余开关矢量的作用时序进行优化调整，可以避免大部分的窄脉冲。但该方法存在窄脉冲抑制盲区，并且在兼顾中点电位控制后控制策略较为复杂。

4）零序电压注入法[10]。通过直接向调制波中注入零序电压的方式实现窄脉冲的剔除或拓宽，算法相对简单，但在消除某相窄脉冲时可能会在其他相引入新的窄脉冲。

上述文献对变频器输出窄脉冲抑制进行了较为充分的研究，对本文工作有一定的指导意义。但二极管中点钳位(neutral point clamped，NPC)三电平三相变频器 SVPWM 调制策略[11]相对复杂，并且在进行窄脉冲抑制时必须尽量降低对输出电压谐波性能的影响，同时考虑中点电位均衡控制[12-14]。因此本文首先分析空间矢量调制下窄脉冲产生机理，推导出窄脉冲在输出电压中的精确占比，之后提出了一种基于矢量作用时间调整的窄脉冲抑制策略，在兼顾中点电压均衡控制、窄脉冲抑制下，降低了窄脉宽限制对输出电压谐波的影响，最后仿真和试验验证了算法的有效性和可行性。

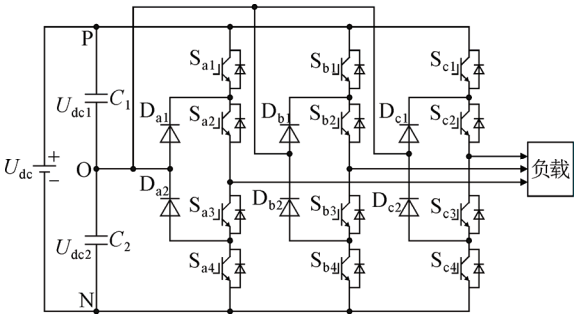
1 三电平变频器空间矢量调制原理及窄脉冲产生机理分析

1.1 三电平变频器空间矢量调制原理

NPC 三电平三相变频器主电路拓扑如图 1 所示，其由 3 个结构相同的桥臂组成，每相桥臂包含 4 个开关管和 2 个钳位二极管，各桥臂二极管钳位中点均与直流母线中性点相连。以 a 相桥臂为例对三电平变频器的开关状态进行说明，NPC 三电平拓扑单个桥臂开关状态如表 1 所示。设直流电压为 U_{dc}，则当支撑电容 C_1、C_2 两端的电压保持相等均为 $U_{dc}/2$ 时，单相桥臂拓扑通过表 1 所示 3 种开关状态的轮流切换，可以输出$-U_{dc}/2$、0、$U_{dc}/2$ 这 3 种电平。对三相拓扑，共可以产生 3^3=27 种开关状态组合。

相比 SPWM，SVPWM 具有更高的直流电压利用率，控制灵活性也更强。根据开关状态输出的电压值，将单相桥臂开关状态 S_1、S_2、S_3 分别等效为输出电压电平状态 P、O、N，由此可得 NPC 三电平三相变频器不同输出电压电平对应的矢量空间示意图如图 2 所示，其矢量空间可分为 6 个大扇区，为提高合成精度，每个大扇区又划分为 6 个小三角形。三相拓扑的 27 种开关状态组合对应 27 个基本矢量，按矢量长度可分成大矢量、中矢量、小矢量、零矢量 4 类。

在确定了参考矢量幅值及相角后，根据最近三矢量法，选取其所在小三角形 3 个顶点代表的矢量作为基本矢量即可实现参考矢量的合成。当参考矢



S_{a1}、S_{a2}、S_{a3}—a 相开关管；D_{a1}、D_{a2}—a 相钳位二极管；b、c 相定义亦然

图 1 NPC 三电平三相变频器主电路拓扑

Fig.1 Main circuit topology of NPC three-phase inverter

表 1 NPC 三电平拓扑单个桥臂开关状态

Table 1 Switch modes of single leg of NPC three-level topology

开关管状态				输出电压	开关状态
S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}		
1	1	0	0	$U_{dc}/2$	S_1
0	1	1	0	0	S_2
0	0	1	1	$-U_{dc}/2$	S_3

注：开关管状态 1 代表开通，0 代表关断。

量在第一大扇区的 1 小扇区时，矢量的选择方式为 ONN—>OON—>OOO—>POO—>OOO—>OON—>ONN。具体的 2 个载波周期内七段式矢量合成的方式如图 3 所示，图 3 中 $\boldsymbol{V}_{01}$、$\boldsymbol{V}_{02}$ 表示两冗余小矢量 ONN 和 POO，$\boldsymbol{V}_2$、$\boldsymbol{V}_3$ 表示依据最近三矢量原则选取的另外 2 个基本矢量 OON 和 OOO。

具体矢量调制原理如下所述。

1）根据最近三矢量原则选择基本矢量，基于中点电位控制策略需要确定各矢量作用时间。

为确保三电平变频器的正常运行，调制策略应优先确保中点电位调控平衡。在三电平矢量空间中，每个小矢量有 2 个冗余开关状态，且冗余开关状态对中点电位控制作用相反，故在根据最近三矢量原则选定基本矢量后，通过合理调整小矢量冗余状态相对作用时间可实现直流侧均压。本文采用 PI 调节器进行中点电位调节，实现框图如图 4 所示，其输出叠加到原有的默认值 0.5(即未加中点电压控制时，默认值为 0.5)，设计 PI 控制器输出限幅为±0.5。

设中线电流 i_0 流出中性点 O 为正，当 i_0>0 时，下电容放电，上电容充电；当 i_0<0 时，下电容充电，上电容放电，对中点电位调控小矢量作用时间的计算过程说明如下所述。

(1)当 u_{dc1}<u_{dc2} 时，即 u_{diff}<0，此时 PI 输出趋向于负值，PI 的作用将默认值 0.5 往小的方向调节。

(a)若 i_0>0，需要减小首发矢量的作用时间，即减少上电容放电的时间，具体实现如式(1)所示。

$$\begin{cases} T_{01}=(t_{0z}+0.5)(T_s-T_2-T_3) \\ T_{02}=(T_s-T_2-T_3)-T_{01} \end{cases} \tag{1}$$

式中：T_s 代表开关周期；t_{0z} 为中点电位控制 PI 调节器输出量；T_2 和 T_3 分别表示另外 2 个基本矢量 OON 和 OOO 的作用时间；T_{01} 为首发矢量作用时间；T_{02} 为首发矢量成对出现的另外 1 个小矢量作用时间。如对于第一大扇区内的 1 小扇区，T_{01} 为状态开关矢量 ONN 的作用时间，T_{02} 则为矢量 POO 的作用时间。如不加中点电压控制，T_{01} 与 T_{02} 相等，平分总小矢量的作用时间。

(b)若 i_0<0，需要增加首发矢量的作用时间，即增加下电容充电的时间，具体实现如式(2)所示。

$$\begin{cases} T_{01}=(t_{0z}+0.5)\cdot(T_s-T_2-T_3) \\ T_{02}=(T_s-T_2-T_3)-T_{01} \end{cases} \tag{2}$$

(2)当 u_{dc1}>u_{dc2} 时，即 u_{diff}>0，此时 PI 输出趋向于正值，即将默认值 0.5 往大的方向调节。

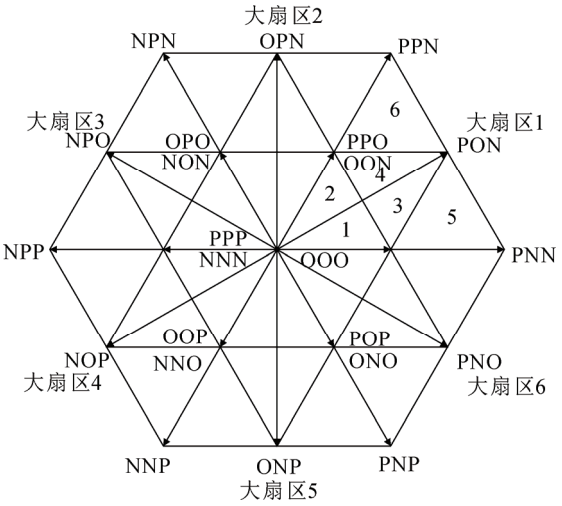


图 2　NPC 三电平三相变频器矢量空间示意图

Fig.2　Schematic diagram of vector space of NPC-3L three-phase inverter

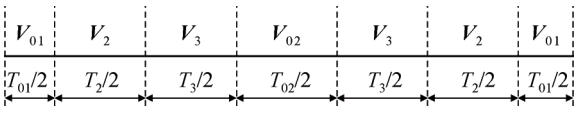
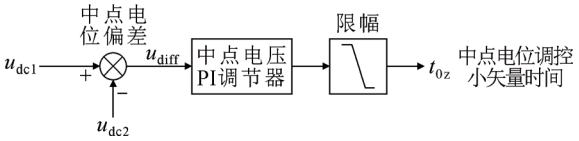


图 3　七段式调制矢量作用时间分配

Fig.3　Vector action time distribution of seven-segment modulation



u_{dc1}—上电容电压；u_{dc2}—下电容电压；u_{diff}—中点电位偏差；t_{0z}—中点电位调控小矢量时间

图 4　中点电压控制调节框图

Fig.4　Block diagram of neutral-point potential control

(a)若 i_0>0，则增大首发矢量的作用时间，即增加上电容放电的时间；

(b)若 i_0<0，则减小首发矢量的作用时间，即减小对上电容充电的时间。

通过正确判断 i_0 的方向并合理设计 PI 中点电压调节器，对首发矢量的作用时间进行重新分配，可以实现中点电压均衡控制，并得到中点电位平衡对应的各矢量作用时间 T_{01}、T_{02}、T_2 和 T_3。

2）依据七段式调制确定输出电压脉宽与矢量作用时间关系。

已知各矢量作用时间后，依据七段式调制可以确定开关周期内各段时间内的输出电压及对应的脉

冲宽度。

3）通过对矢量的选择，可以生成空间矢量调制下的 PWM 驱动脉冲，进而实现三电平变频器矢量控制。

1.2 窄脉冲产生机理分析

定义 4 种矢量 POO、OOO、OON、ONN 在 1 个采样周期内的作用时间分别为 k_1T_1、T_0、T_2 和 $(1-k_1)T_1$(k_1 为系数，$T_0=T_{01}+T_{02}$)，依据伏秒等效原理有：

$$\begin{cases} T_0 = T_s\left(1-2M\sin(\pi/3+\alpha)\right) \\ T_1 = 2T_sM\sin(\pi/3-\alpha) \\ T_2 = 2T_sM\sin\alpha \end{cases} \tag{3}$$

式中：M 为调制比；α 为参考电压在各 60°扇区内的统一角度。由式(3)知，当调制比 M 趋于 0 时，T_0 的值接近于 T_s 而 T_1、T_2 的值接近于 0。故在低调制比区域，零矢量和小矢量的作用时间分别与调制比成反比和正比。SVPWM 的矢量序列为小矢量首发/结尾的矢量序列，其最短脉冲持续时间对应小矢量作用时间[15-17]。由于小矢量作用时间与调制比成正比，导致 SVPWM 在小调制比区域产生窄脉冲。

2 窄脉冲对输出电压谐波性能影响解析计算

为实现窄脉冲抑制，本章从窄脉冲对输出电压谐波性能的影响入手，解析计算出窄脉冲产生的电压误差在输出电压中的占比，并研究相应的抑制方法。考虑空间矢量调制策略可通过载波脉宽调制注入零序电压来实现，为简化分析，本文采用载波同相层叠脉宽调制(phase disposition PWM，PD-PWM)下输出电压谐波表达式来等效 SVPWM 调制。根据双重傅里叶谐波分析法[12]，PD-PWM 调制下三电平变频器输出线电压谐波表达式可以写成：

$$u_{AB} = \frac{\sqrt{3}}{2}U_{dc}m_a\sin(\omega_s t+\frac{\pi}{6})+u_{ABh} \tag{4}$$

式中：u_{AB} 为输出线电压；U_{dc} 为直流母线电压；m_a 为调制比；ω_s 为调制波角频率；u_{ABh} 为电压谐波分量，表达式为：

$$u_{ABh}(t) = \frac{2U_{dc}}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k}\sum_{n=-\infty}^{\infty}J_{2n+1}(k\pi m_a)\sin(\frac{2n+1}{3}\pi)\cdot \cos\left(k\omega_c t+(2n+1)(\omega_s t+\frac{\pi}{6})\right) \tag{5}$$

式中：ω_c 为三角波载波角频率；$J_{2n+1}(k\pi m_a)$为贝塞尔函数。为定量计算窄脉冲产生的输出电压误差，首先对其在 1 个调制波周期中的分布规律进行分析，图 5 给出了三电平 PD-PWM 调制过程及相应窄脉冲分布区域示意图。由图 5 可知，在 PD-PWM 调制下，当调制波过零和幅值接近±1 时，部分开关状态持续时间很短，容易形成窄脉冲。

如图 5(b)对称规则采样时窄脉冲示意图所示：假设所要设定的最小脉宽为 t_{narrow}，三角载波周期为 T_s，并令三角载波的峰峰值为 1，则在正常规则采

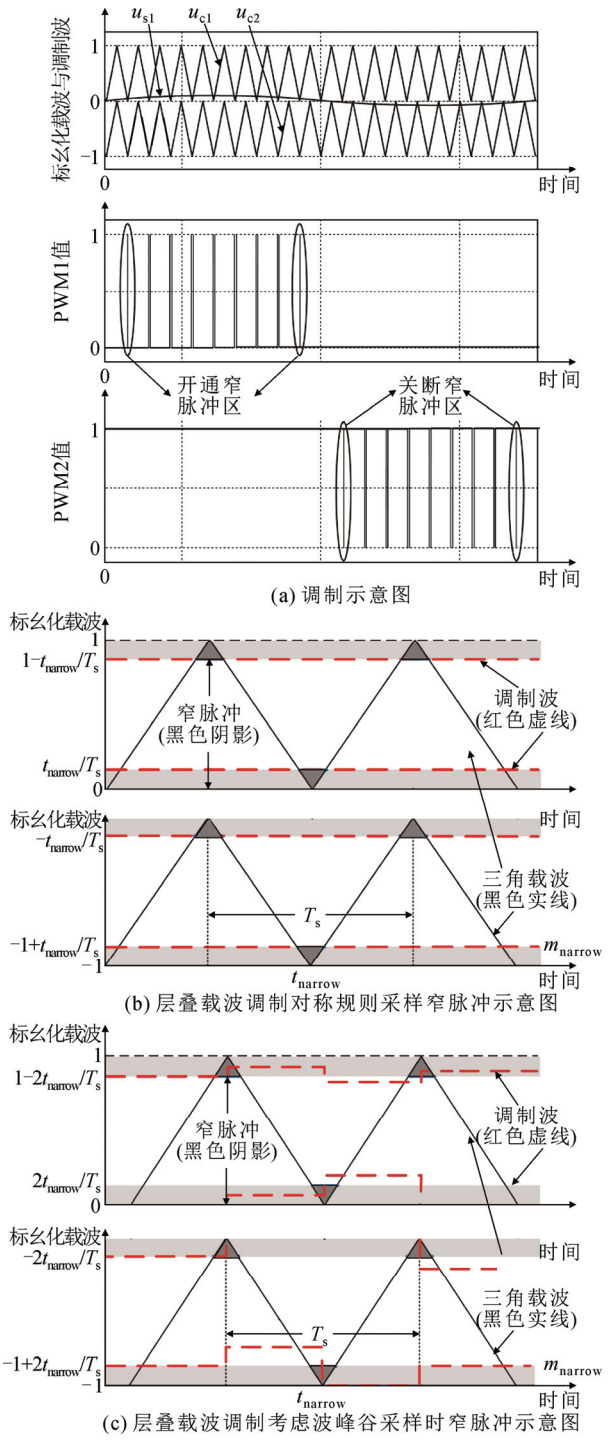


图 5 三电平 PD-PWM 调制窄脉冲区域示意图

Fig.5 Schematic diagram of the narrow pulse region with three-level PD-PWM modulation

样时，最小脉宽 t_{narrow} 所对应的调制波幅值为：

$$m_{\text{narrow}} = t_{\text{narrow}} / T_{\text{s}} \tag{6}$$

当调制波在[–1，1]之间变化时，将在 4 个区域存在窄脉冲，其相对整个调制波范围占比分别为 $(1–t_{\text{narrow}}/T_{\text{s}}$，1)、$(–t_{\text{narrow}}/T_{\text{s}}$，$t_{\text{narrow}}/T_{\text{s}})$、$(–1$，$–1+t_{\text{narrow}}/T_{\text{s}})$。在上述基础上，考虑变频器实际控制调制波采取三角载波峰谷采样更新，因而该方式下对最小脉宽时间限制将需要增大 1 倍，如图 5(c)所示，三角载波峰谷更新调制波下的 4 个区域窄脉冲相对比整个调制波(–1~1)占比分别为$(1–2t_{\text{narrow}}/T_{\text{s}}$，1)、$(–2t_{\text{narrow}}/T_{\text{s}}$，$2t_{\text{narrow}}/T_{\text{s}})$、$(–1$，$–1+2t_{\text{narrow}}/T_{\text{s}})$。由于窄脉冲 t_{narrow} 在调制波(0~1)占比为 $4t_{\text{narrow}}/T_{\text{s}}$，因此窄脉冲形成的电压误差 Δu_x 表达式为：

$$\Delta u_x = 4t_{\text{narrow}} U_{\text{dc}} / T_{\text{s}} \tag{7}$$

已知每个调制波周期中窄脉冲的分布区域及其产生的电压误差后，便可得到窄脉冲在输出电压谐波中占比 η 的计算表达式如式(8)所示，其中 $\delta_{\text{b}}=1–2t_{\text{narrow}}/T_{\text{s}}$。

$$\eta=\begin{cases}(0.5\Delta u_x)/\left(\dfrac{\sqrt{3}}{2}U_{\text{dc}}m_{\text{a}}\sin(\omega_{\text{s}}t+\dfrac{\pi}{6})+u_{\text{ABh}}(t)\right)\times 100\%\ ,\ |m_{\text{a}}|\le\delta_{\text{b}}\\ \Delta u_x/\left(\dfrac{\sqrt{3}}{2}U_{\text{dc}}m_{\text{a}}\sin(\omega_{\text{s}}t+\dfrac{\pi}{6})+u_{\text{ABh}}(t)\right)\times 100\%\ ,\ |m_{\text{a}}|>\delta_{\text{b}}\end{cases} \tag{8}$$

由式(8)可知：

1）在不同的调制比下，窄脉冲产生的电压误差在输出电压中的占比也不同。图 6 给出了三电平变频器窄脉冲分布区域与调制比的关系图，δ_{a} 代表窄脉冲区域在调制度中的百分比。由图 6 可知，在低调制比区域窄脉冲分布较为集中，因此在低调制比下应用窄脉冲抑制策略对输出谐波的影响将更加突出。

2）不考虑窄脉冲抑制时，三电平变频器输出电压总谐波畸变(α_{THD})的计算式为：

$$\alpha_{\text{THD}}=\sqrt{\sum_{k=1}^{+\infty}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\left(\frac{4J_{2n+1}(k\pi m_{\text{a}})}{\sqrt{3}k\pi}\cdot\sin\left(\frac{2n+1}{3}\pi\right)\right)^2} \tag{9}$$

由式(9)可得不同调制比下输出电压 α_{THD} 的理论计算结果如图 7(a)所示。在低调制比工况下，基波幅值较低，输出电压 α_{THD} 较大；随着调制比的增大，基波幅值不断升高，α_{THD} 随之降低，且 α_{THD} 与直流电压 U_{dc}、输出基波频率 ω_{s}、开关频率 ω_{c} 均无关，仅与调制比 m_{a} 有关。

3）不同调制比下窄脉冲形成的电压误差对输出电压占比结果如图 7(b)所示。当调制比接近 0 时，

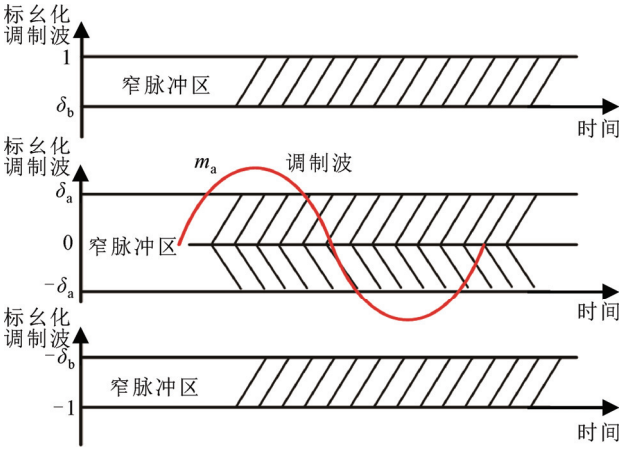


图 6　窄脉冲分布区域与调制比关系

Fig.6　Relationship between narrow pulse area and modulation index

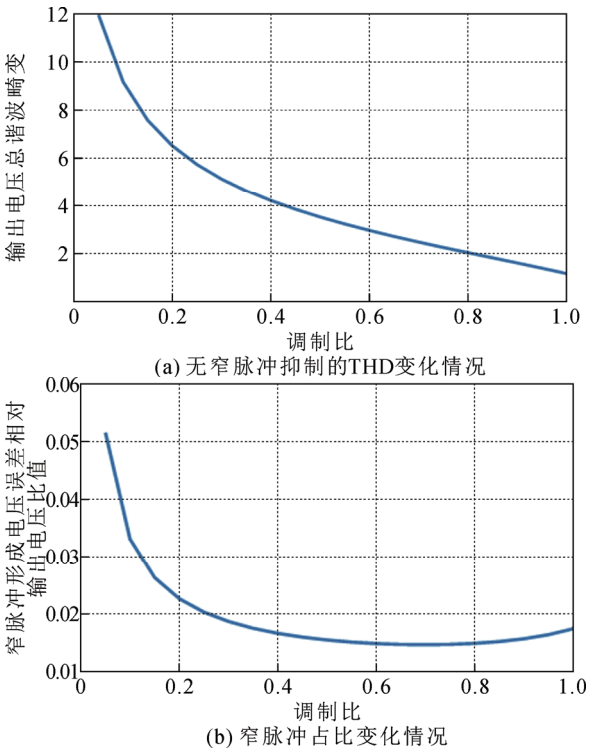


图 7　输出电压总谐波畸变和窄脉冲占比理论计算结果

Fig.7　Calculation results of total harmonic distortion of output voltage and the ratio of narrow pulse

窄脉冲形成的电压误差占比较大，主要原因在于此区域内调制波幅值较低，而调制波与输出电压存在近似线性关系。随着调制比的增大，窄脉冲形成的电压误差相对输出电压占比降低；当调制比增大到一定程度后，窄脉冲形成的电压误差相对输出电压占比有所上升，原因在于当调制比接近 1 时窄脉冲分布区域增加(见图 6)。

3 三电平变频器窄脉冲消除策略

结合第 2 章中窄脉冲对输出电压影响的分析，本章提出一种新型窄脉冲抑制策略，较好地实现了中点电压平衡控制以及窄脉冲抑制，同时保留了传统七段对称调制的优势，降低了对输出电压谐波畸变的影响，其实现过程如图 8 所示。实现步骤如下所述。

1）依据七段式确定输出电压脉宽与矢量作用时间关系，结合各矢量作用时间调整窄脉冲宽度。

已知各矢量作用时间后，依据七段式调制可以确定窄脉冲处理前 1 个开关周期内各段时间内的输出电压及对应的脉冲宽度，第一扇区的七段式示意图如图 3 所示。

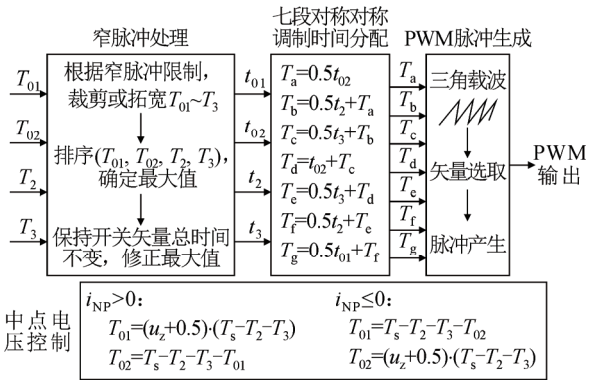
得到各段时间作用矢量后，根据上述分析的输出 PWM 脉宽与 T_{01}~T_3 矢量时间关系，将不满足窄脉宽限制的矢量作用时间进行裁剪($<0.5t_{narrow}$)或拓宽($>0.5t_{narrow}$)，并将处理后的各矢量作用时间进行排序，对其中的最大矢量作用时间进行调整，保持所有矢量作用时间之和为 1 个开关周期，得到调整后的 4 个矢量作用时间为 t_{01}、t_{02}、t_2、t_3。

2）对消除窄脉冲的矢量作用时间 t_{01}~t_3 按七段对称调制原则进行分配(如图 9 所示)，得到窄脉冲处理后的各矢量作用时间，经脉冲发生模块产生 PWM 输出，从而在保证中点电位控制均衡、抑制窄脉冲的同时保持了七段式对称输出，降低了因窄脉冲限制导致的谐波增加。

4 仿真验证与试验验证

4.1 离线仿真验证

为验证本文解析计算的正确性及所提出的窄脉冲抑制策略的有效性，基于图 1 所示的主电路拓扑，采用图 10 所示基于空间矢量调制的三电平变频



t_{01}、t_{02}、t_2、t_3—调整后的 4 个矢量作用时间

图 8 基于 SVPWM 的窄脉冲抑制策略

Fig.8 Narrow pulse elimination strategy based on SVPWM

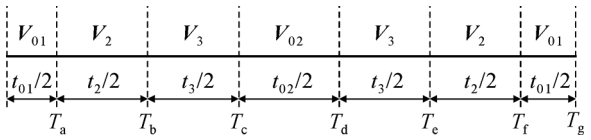


图 9 窄脉冲处理后七段式调制矢量作用时间分配

Fig.9 Vector action time distribution of seven segment modulation after narrow pulse suppression

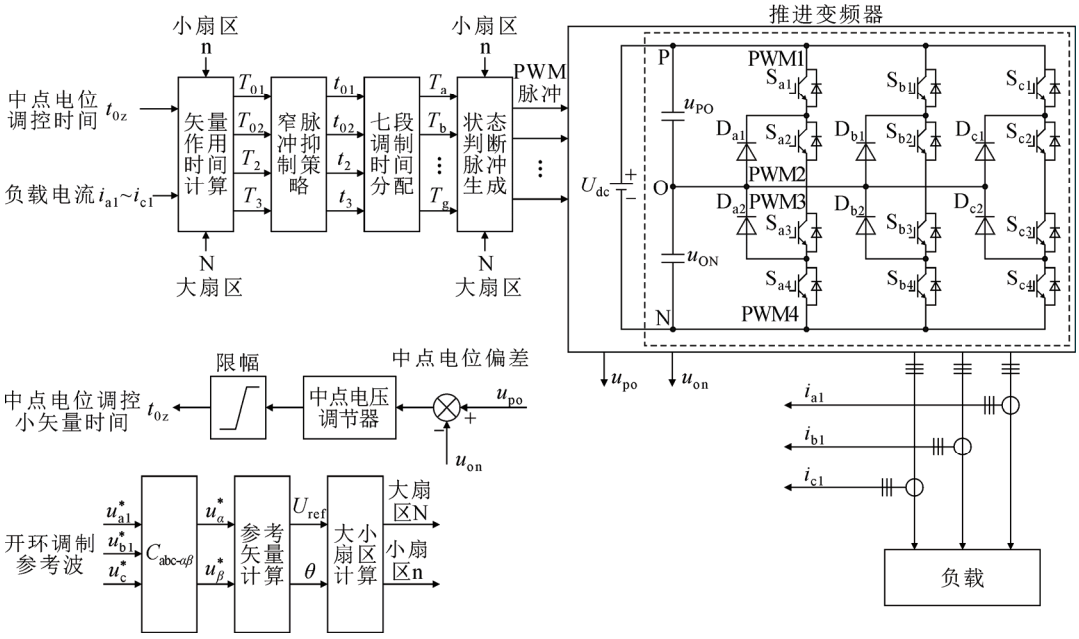


图 10 基于 SVPWM 调制三电平变频器控制框图

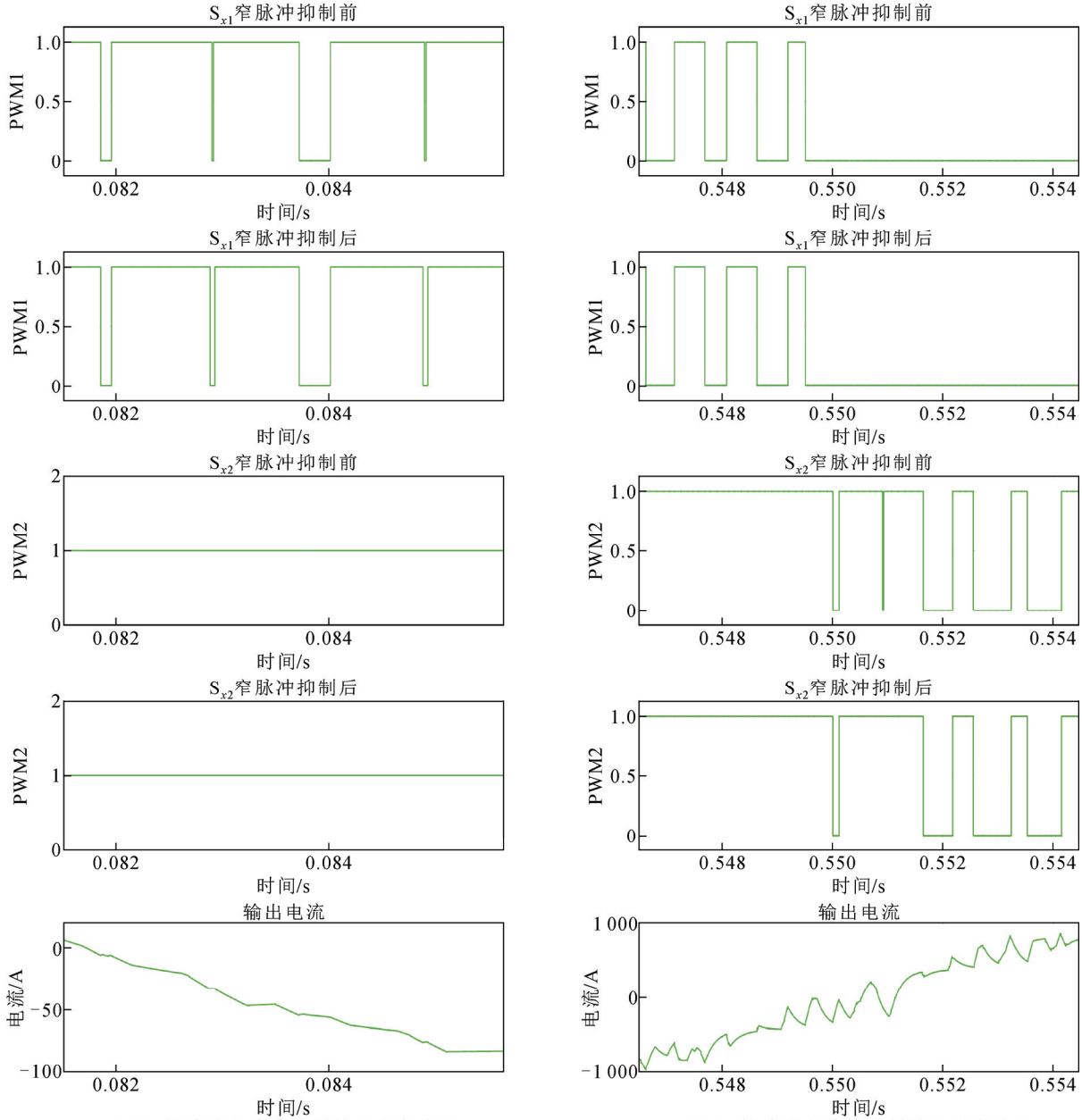
Fig.10 Block diagram of control strategy for NPC inverter based on SVPWM

器控制策略进行仿真验证。针对本文研究的窄脉冲抑制策略，输出频率 50 Hz 相同工况下进行了仿真对比，如图 10 所示，三定平拓扑的开关管为 S_{x1}—S_{x4}，x=a、b、c，相应的驱动脉冲为 PWM1—PWM4。根据其调制策略，S_{x1} 管与 S_{x3} 管互补，S_{x2} 管与 S_{x4} 管互补，为简化分析，图 11 仅给出了 S_{x1} 和 S_{x2} 管窄脉冲抑制前后仿真结果。

由图 11 仿真结果可知，采取了本文提出的窄脉冲抑制方法后，S_{x1} 和 S_{x2} 最小脉冲宽度得以保证。其中，S_{x1} 驱动 PWM 脉冲通过抑制后脉冲宽度进行了拓宽，S_{x2} 驱动 PWM 脉冲通过抑制后进行了剔除。

在上述基础上，在调制比为 0.97、输出频率为 50 Hz 的工况下对有无窄脉冲抑制进行了对比仿真，不同调制比下三相输出电压(u_{ab}、u_{bc}、u_{ca})、电流(i_a、i_b、i_c)结果见图 12。在未考虑窄脉冲抑制时，三相输出电压的 THD 处于 29.3%~30.1%之间，加入本文提出的窄脉冲抑制后，三相输出电压的 α_{THD} 处于 29.8%~30.6%之间，即窄脉冲抑制前后输出电压 α_{THD} 基本保持不变。

在上述基础上，定义总谐波电压幅值 U_{mm} 为各次谐波幅值平方和开方，具体含义详见附录 A。对



(a) S_{x1}管脉冲窄脉冲抑制前后仿真结果　　(b) S_{x2}管脉冲窄脉冲抑制前后仿真结果

图 11　窄脉冲抑制仿真结果

Fig.11　Simulation results of narrow pulse suppression

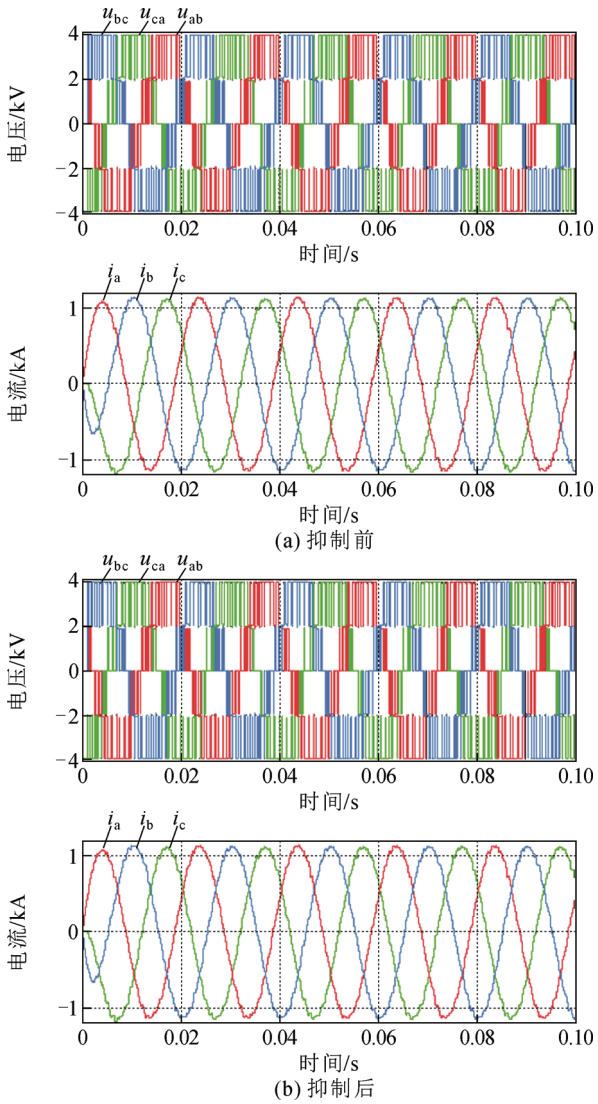


图 12 窄脉冲抑制前后三相输出电压电流仿真结果

Fig.12 Simulation results of three-phase output voltage and current before and after narrow pulse suppression

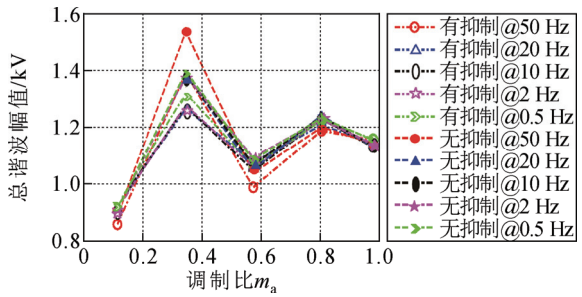


图 13 有无窄脉冲抑制不同调制比下输出电压总谐波幅值

Fig.13 Total harmonic amplitude of the output voltage with and without narrow pulse suppression at different modulation ratios

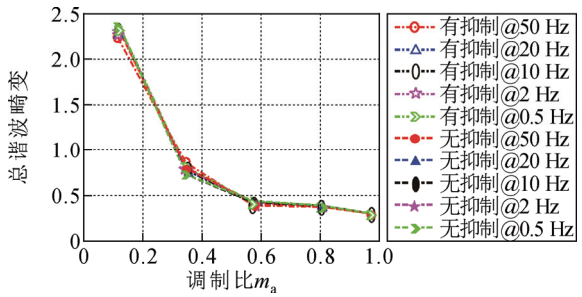


图 14 有无窄脉冲抑制不同调制比下输出电压总谐波畸变

Fig.14 Total harmonic distortion of the output voltage with and without narrow pulse suppression at different modulation ratios

几种典型输出基波频率下，有无窄脉冲抑制输出电压总谐波幅值和总谐波畸变(α_{THD})随调制比变化情况进行了对比仿真，结果如图 13 和图 14 所示。

由图 13 可知，对窄脉冲进行抑制后，输出电压总谐波幅值有所下降，并且在基波频率较高时下降更为明显，说明了本文提出的窄脉冲抑制策略的有效性。由图 14 可知，考虑窄脉冲抑制后，在低调制比工况总谐波畸变α_{THD}有所增加；其他调制比下，有无窄脉冲抑制总谐波幅值及α_{THD}基本相同(m_a>0.5)。其原因是低调制比(m_a<0.2)下窄脉冲区域与调制波比占比相对较大，因而窄脉冲抑制后，其对输出电压谐波性能影响较大，而高调制(m_a>0.5)下窄脉冲区域占比较小，从而窄脉冲抑制对输出电压谐波影响较小(小于 2%)。由图 12 和图 13 可知，相同调制比、不同输出基波频率下总谐波幅值和α_{THD}差异较小，与窄脉冲主要受调制比影响理论分析相符。综上，离线仿真可以说明本文理论分析的正确性及窄脉冲抑制策略的有效性。

4.2 实时仿真试验验证

为进一步验证本文窄脉冲抑制策略的有效性，搭建了图 15 所示的 RT-LAB 5700 硬件在回路实时仿真测试平台，其主要由实时仿真主机、接口板卡、主控制器和从控制器等构成。主控制器采用 DSP+FPGA 构架，其主要用于三电平变频器矢量控制策略和中点电压平衡控制闭环计算，从控制器采用 FPGA 构架，其主要实现本地桥臂单元电压电流采集，负责与主控制器点对点单光纤串行通信(6.25 Mb/s)，将主控制器下发的开关管 PWM 脉冲进行解码，并将本地采集的电压电流等状态信息反馈上传给主控制器。图 16、图 17 给出了窄脉冲抑制后相关试验结果。其中，图 16 为考虑窄脉冲抑制策略的三电平拓扑支撑电容中点电位调控结果，u_{po}和 $u$on 为图 1 中上下支撑电容 C1、C2 两端的电压。

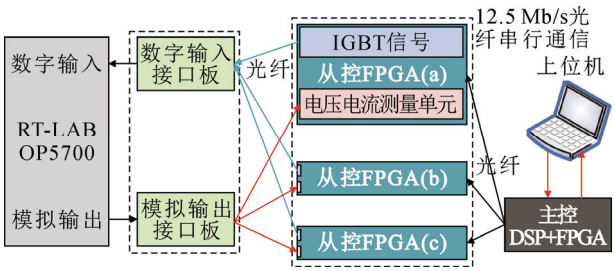


图 15　控制器硬件在回路实时仿真试验平台

Fig.15　Hardware-in-loop real-time simulation experimental platform

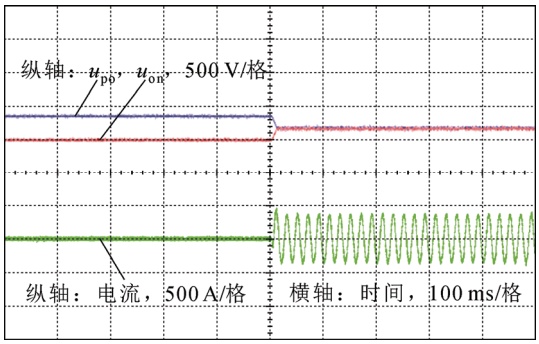


图 16　支撑电容初始电压存在偏差的试验结果

Fig.16　Experimental results with deviations in the initial voltage of the support capacitor

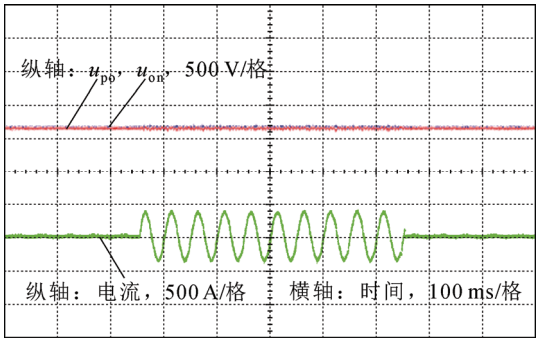


图 17　负载突加突卸的试验结果

Fig.17　Experimental results when load suddenly changes

图 17 为考虑窄脉冲抑制策略后三电平拓扑负载突加突卸的试验结果。

由图 16 可知，加入本文所提出的窄脉冲抑制策略后，在支撑电容电压存在 40%直流偏差情况下，上下电容电压在不到 20 ms(小于单个电流周期)内偏差调节为 0，表明窄脉冲抑制策略不影响原有的中点电压调节性能。由图 17 知，在负载突加突卸的工况下，采用本文所提出的窄脉冲抑制策略依然可以实现三电平变频器输出电流及中点电位均衡控制。综上，实时仿真试验结果可以进一步说明本文研究的窄脉冲抑制策略的有效性。

5　结论

1）基于三电平 SVPWM 调制提出了一种窄脉冲抑制策略，通过调整载波周期内的矢量作用时间较好地实现了窄脉冲抑制，且不影响原有的 PI 闭环中点电压控制算法，解决了传统窄脉冲直接剔除方法不便于直接应用于三电平拓扑的局限性，也避免了其他窄脉冲抑制方法无法实现全调制比内窄脉冲抑制的缺陷。

2）本文研究的窄脉冲抑制策略保留了七段式对称调制的优势，在窄脉冲抑制前后对输出电压谐波畸变影响较小，在低调制工况(m_a<0.1)下对输出电压谐波影响略大。针对低调制比工况，有待进一步开展窄脉冲补偿方法研究。

3）本文提出的基于 SVPWM 的窄脉冲抑制方法原理简单，易于工程实现，可为空间矢量调制下三电平变频器窄脉冲抑制及其输出电压谐波优化提供一种思路。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献　References

[1] 胡亮灯，肖　飞，楼徐杰，等. 基于层叠载波调制的三电平 H 桥变频器输出电压异常跳变分析研究[J]. 中国电机工程学报，2019，39(1)：266-276.
HU Liangdeng, XIAO Fei, LOU Xujie, et al. Research on output voltage abnormal voltage pulses of three-level H-bridge inverter base on cascaded carrier modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(1): 266-276.

[2] 肖宏伟，何英杰，刘进军，等. 基于窄脉冲消除的三电平逆变器矢量不对称死区补偿调制策略研究[J]. 中国电机工程学报，2021，41(4)：1386-1397.
XIAO Hongwei, HE Yingjie, LIU Jinjun, et al. Research on vector asymmetric dead-time compensation modulation strategy of three-level inverter based on narrow pulse elimination[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(4): 1386-1397.

[3] 余　勇，陈小刚，张显立，等. 风机变流器中 IGBT 驱动窄脉冲的影响与限制[J]. 电力电子技术，2013，47(5)：40-42.
YU Yong, CHEN Xiaogang, ZHANG Xianli, et al. Impact and suppression of IGBT driven narrow pulse in wind turbine converter[J]. Power Electronics, 2013, 47(5): 40-42.

[4] GUAN B, WANG C C. A narrow pulse compensation method for neutral-point-clamped three level converters considering neutral point balance[C]//Proceedings of the 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). Seoul, Korea (South): IEEE, 2015: 2770-2775.

[5] 黄招彬，游林儒，汪兆栋，等. 一种考虑死区与最小脉宽限制的 IPWM 算法[J]. 电工技术学报，2014，29(12)：11-18.
HUANG Zhaobin, YOU Linru, WANG Zhaodong, et al. A novel integrated PWM strategy considering dead-time and minimum pulse-width limitation[J]. Transactions of China Electrotechnical Soci-

ety, 2014, 29(12): 11-18.

[6] 白 华，赵争鸣，张永昌，等. 最小脉宽特性对高压三电平变频器的影响[J]. 电工技术学报，2006，21(12)：60-65.
BAI Hua, ZHAO Zhengming, ZHANG Yongchang, et al. Effect of minimum pulse width on high voltage three-level inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(12): 60-65.

[7] LIU H L, CHO G H. Three-level space vector PWM in low index modulation region avoiding narrow pulse problem[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(5): 481-486.

[8] 李文善，温旭辉，张 剑，等. 高频三电平低调制比区窄脉冲抑制混合调制策略[J]. 电机与控制学报，2021，25(12)：116-126.
LI Wenshan, WEN Xuhui, ZHANG Jian, et al. Narrow pulse suppression of high frequency three level converter based on hybrid modulation strategy in low modulation index region[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(12): 116-126.

[9] 李敏裕，马晓军，魏曙光，等. 三电平虚拟空间矢量脉宽调制算法窄脉冲抑制研究[J]. 电工技术学报，2018，33(14)：3264-3273.
LI Minyu, MA Xiaojun, WEI Shuguang, et al. Research on narrow pulse suppression of three-level virtual space vector pulse width modulation algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(14): 3264-3273.

[10] 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)：136-143.
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): 136-143.

[11] 肖 飞，谢 桢，吕 昊. 三电平中点钳位电压型逆变器带不平衡负载时的复合控制策略[J]. 高电压技术，2013，39(2)：474-480.
XIAO Fei. XIE Zhen, LÜ Hao. Integrate control strategy for three-level neutral-point clamped voltage source inverter with unbalanced load[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(2): 474-480.

[12] 李善寿，陶 勇，叶 伟，等. 抑制 T 型三电平逆变器共模电压的调制策略[J]. 高电压技术，2022，48(7)：2826-2839.
LI Shanshou, TAO Yong, YE Wei, et al. Modulation strategy with reduced common mode voltage for T-type three-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(7): 2826-2839.

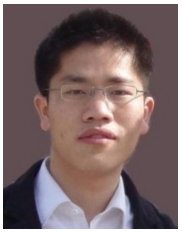
[13] 余天宝，万文超，付 函，等. 基于反相层叠载波的三电平逆变器漏电流抑制和中点平衡方法[J]. 高电压技术，2023，49(5)：2068-2076.
YU Tianbao, WAN Wenchao, FU Han, et al. A modulation strategy to suppress leakage current and balance neutral point voltage for three-level inverters based on phase opposition disposition carrier[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 2068-2076.

[14] 霍冬阳，孟庆云，胡安琪，等. 基于 SHEPWM 电压矢量寻优的中点电位平衡控制算法[J]. 高电压技术，2023，49(12)：5142-5150.
HUO Dongyang, MENG Qingyun, HU Anqi, et al. Neutral point potential balance control algorithm based on voltage vector optimization of SHEPWM[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5142-5150.

[15] 薄保中，刘卫国，苏彦民. 三电平逆变器 PWM 控制窄脉冲补偿技术的研究[J]. 中国电机工程学报，2005，25(10)：60-64.
BO Baozhong, LIU Weiguo, SU Yanmin. Study of compensating technique in PWM control for three-level inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 60-64.

[16] 高 瞻，王立欣，周志达，等. 适用于三电平逆变器低调制比区域的双极性载波脉宽调制策略研究[J]. 中国电机工程学报，2023，43(18)：7254-7268.
GAO Zhan, WANG Lixin, ZHOU Zhida, et al. Research on bipolar carrier-based PWM strategy suitable for low modulation index region of three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(18): 7254-7268.

[17] 胡亮灯，肖 飞，辛子越，等. 三电平多相 H 桥变频器支撑电容电流抑制方法[J]. 中国电机工程学报，2022，42(18)：6766-6776.
HU Liangdeng, XIAO Fei, XIN Ziyue, et al. Current suppression method of support capacitor for three-level multiphase H-bridge inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(18): 6766-6776.



胡亮灯
1986—，男，博士，副研究员，博导
研究方向为大容量电力电子变换、高压辅助电源设计和数字有源门极驱动技术
E-mail: hldhgd@163.com

HU Liangdeng
Ph.D.
Associate professor



韩 婧(通信作者)
1986—，女，硕士
研究方向为科研质量管理
E-mail: angelhan@163.com

HAN Jing
Corresponding author

收稿日期 2023-09-18 修回日期 2024-02-19 编辑 曾文君

附录 A

文中所定义的总谐波电压幅值 U_{mm} 为各次谐波幅值平方和开方，以输出电压基波及谐波电压幅值为例进行说明。

1）考虑最小脉宽限制影响后，三电平逆变器基波幅值变为：

$$U_{\mathrm{f}} = MU_{\mathrm{dc}} - \frac{2U_{\mathrm{dc}}}{\pi^2}\omega_{\mathrm{c}}t_{\mathrm{narrow}} \tag{A1}$$

2）考虑最小脉宽限制影响后，输出电压中出现了奇次基波谐波，第 n 次谐波幅值为：

$$U_{\mathrm{nf}} = \frac{U_{\mathrm{dc}}}{n\pi^2}\omega_{\mathrm{c}}t_{\mathrm{narrow}} \tag{A2}$$

因此可得 U_{mm} 的表达式为：

$$U_{\mathrm{mm}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_{n\mathrm{f}}^2} \tag{A3}$$