DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.74　　**中图分类号**：TM464　　**文献标志码**：A

一种可降低共模电压的简化调制方法

魏金成[1]，朱崇婧[1](中国电源学会学生会员)，邱晓初[2]，胡秋宇[1]

(1.西华大学电气与电子信息学院，成都 610039；2.四川大学锦江学院电气与电子信息工程学院，成都 620860)

摘要：针对三电平电压空间矢量脉宽调制方法会导致逆变器产生共模电压 CMV(common-mode voltage)的问题，提出一种可降低 CMV 的简化调制方法。首先将三电平电压空间矢量图通过坐标平移简化为两电平空间矢量图；其次根据开关状态产生 CMV 的原理，选用合适的矢量调整空间矢量的开关序列；最后通过推导得出调制波的统一表达式。对比实验结果可知，所提方法能够有效减轻计算负担，并将 CMV 限制到直流侧电压的 1/6。

关键词：三电平逆变器；简化解析算法；共模电压

Simplified Modulation Method for Reducing Common-mode Voltage

WEI Jincheng[1], ZHU Chongjing[1], *Student Member*, *CPSS*, QIU Xiaochu[2], HU Qiuyu[1]

(1. School of Electrical Engineering and Electronic Information, Xihua University, Chengdu 610039, China; 2. School of Electrical and Electronic Information Engineering, Sichuan University Jinjiang College, Chengdu 620860, China)

Abstract: Aimed at the problem that the three-level voltage space vector pulse width modulation method will cause the generation of common-mode voltage (CMV) in an inverter, a simplified modulation method that can reduce the CMC is proposed in this paper. First, the three-level voltage space vector diagram is simplified to a two-level space vector diagram by coordinate translation. Second, according to the principle of generating CMV by switching states, suitable vectors are selected to adjust the switching sequence of space vectors. Finally, the unified expression of modulated wave is obtained by derivation. A comparison with experimental results shows that the proposed method can effectively reduce the computational load and limit the CMV to 1/6 of the DC-side voltage.

Keywords: Three-level inverter; simplified analytical algorithm; common-mode voltage (CMV)

与两电平逆变器相比，三电平逆变器作为多电平变流器之一，其多出的 1 个电平使输出的脉宽调制 PWM(pulse width modulation)波更接近于正弦波，且该逆变器具有谐波含量低、半导体器件上电压应力小的优点[1]，故被广泛应用于新能源发电、电动汽车、电能质量优化等领域。三电平逆变器中较为常用的是二极管中点钳位式 NPC(neutral-point clamped)类型[2]，与两电平逆变器类似，NPC 逆变器也使用 PWM 策略进行控制，但其会因开关器件的动作产生共模电压 CMV(common-mode voltage)。CMV 具有较大的幅值和 du/dt，会造成电机绕组绝缘击穿与电机轴承腐蚀损伤等问题，从而降低电机的可靠性、缩短其使用寿命[3]。此外，其他控制系统或电子设备的运行也会受到 CMV 所引发的共模电磁干扰影响[4-5]。

鉴于其危害性，学者们分别从硬件和软件方面提出抑制或消除 CMV 的方法。硬件方法通过加装各种滤波器降低 CMV 产生的影响[6]，但这会增加成本和尺寸，产生额外的损耗；而软件方法可以避免这些问题的出现。最常用的软件方法之一是修改传统三电平 PWM 策略。由于各个开关状态产生的 CMV 幅值不同，学者们提出了非零矢量[5]与零

收稿日期：2024-03-20；**修回日期**：2024-07-08；**录用日期**：2024-07-15；**网络首发日期**：2024-07-24

CMV 矢量[6]等 PWM 方法，通过选择 CMV 幅值为 0 或较小的开关状态参与调制。文献[9]针对三电平 NPC 逆变器提出了一种基于虚拟空间矢量脉宽调制 VSVPWM(virtual space vector PWM)的 CMV 抑制方法，它使用低 CMV 的中矢量和负小矢量来合成虚拟矢量，通过合成的虚拟矢量补偿因舍去高 CMV 矢量缺失的冗余矢量，但是该方法会导致开关频率升高、开关损耗增加。文献[10-11]提出了用于两电平并联逆变器的零 CMV 的空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector PWM)方法，该方法通过改变 2 组逆变器的作用次序，使它们在同一时刻的 CMV 之和为 0。文献[12-13]分别提出了双调制波和适用于背靠背三电平 NPC 变换器的调制波分解方法，其中，双调制波基于虚拟空间矢量的思想，先将三相参考电压分解为 2 个调制波之和，再将其与载波进行比较，得出低 CMV 的开关状态；调制波分解是先将调制波分解为虚拟的 2 个参考调制波差值的形式，然后与载波比较产生的虚拟 PWM 相减，得到可降低 CMV 的 PWM 信号。文献[14]提出了一种通过调节载波的夹角，从而调整 1 个周期内开关切换状态的方法。根据上述文献所提方法可以发现，为了降低逆变器产生的 CMV，控制过程变得更为复杂。针对逆变器控制复杂度较高的问题，文献[15]提出了一种称为中心对齐 SVPWM 的新调制方法，该方法将三电平 SVPWM 在 $\alpha\beta$ 坐标中分解为两电平 SVPWM；文献[16]在中心对齐 SVPWM 的基础上做出了改进，提出了更为精简的调制方法，进一步降低了计算复杂度。

本文在文献[16]方法的基础上，提出了一种简化的、可降低 CMV 的调制方法。首先介绍了简化方法，即中心对齐 SVPWM 的基本原理；然后在此基础上统一了参考电压矢量的坐标调整和调制波的计算式；最后通过实验验证了该方法的有效性和正确性。该方法仅需几个简单的方程便可得出将 CMV 限制在 1/6 直流侧电压的调制波，大大减轻了计算负担。

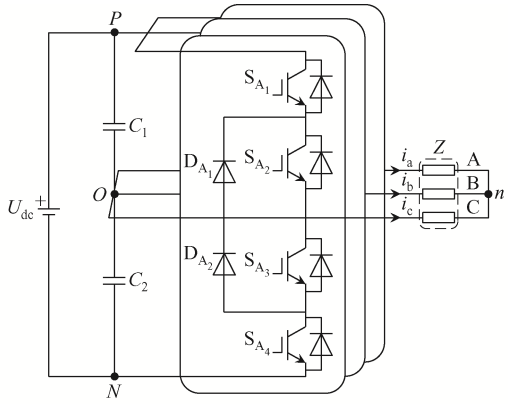
1　中心对齐 SVPWM 的基本原理

三电平 NPC 逆变器的电路拓扑结构如图 1(a)所示。图中：U_{dc} 为直流侧电压；P、O、N 均为直流母线三电平电位节点；C_1、C_2 均为直流侧电容；D_{A_1}、D_{A_2} 均为钳位二极管；S_{A_1}~S_{A_4} 均为 a 相功率开关管；i_a、i_b、i_c 分别为三相输出相电流；Z 为三相负载阻抗；A、B、C 分别为逆变器三相输出端；n 为负载中性点。在三相三电平逆变器中，每相通过开关管导通，使输出分别接至 P、O、N，对应形成 P、O、N 这 3 种开关状态，共形成 27 种开关状态。每种状态对应的矢量组成了如图 1(b)所示的空间矢量图，三相三电平电压空间矢量(三电平空间矢量)具有 24 个有效矢量和 3 个零矢量，这 27 个矢量组成了大矢量六边形。传统的三电平空间矢量调制方法将大矢量六边形分为 6 个三角形作为主扇区，每个三角形主扇区中又进一步划分为 6 个子扇区。将三电平空间矢量简化为两电平空间矢量进行计算的思路是：将三电平空间矢量图看作以 SVPWM 中小矢量的顶点作为两电平空间矢量的中心，由 6 个两电平空间矢量构成的小六边形相互叠合，组成三电平空间矢量的大六边形[17]。该方法将矢量图划分为如图 1(b)所示的 6 个主扇区Ⅰ~Ⅵ，随后对主扇区继续划分，得出 6 个子扇区 1~6。

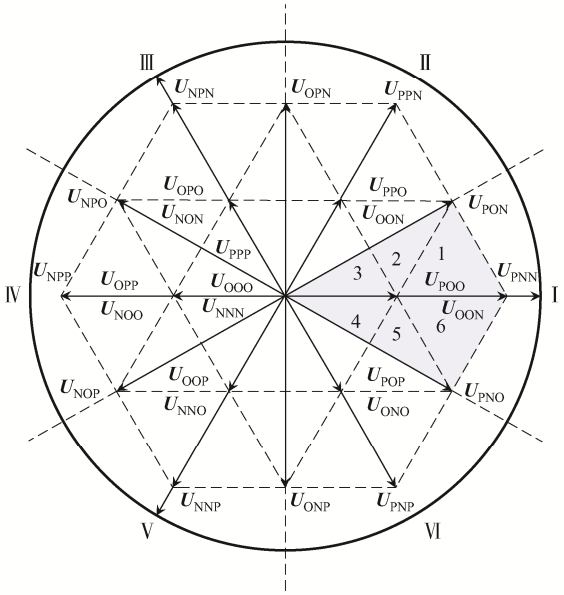
基于 $\alpha\beta$ 坐标系的中心对齐 SVPWM[15]，首先对参考电压矢量所在的主扇区进行判断，利用 $\alpha\beta$ 坐标系下的电压 u_α 与 u_β 确定主扇区 S；随后使用公式对参考电压矢量进行坐标调整，如当参考电压矢量处于主扇区 I 时，其坐标调整式为

$$\begin{cases} u'_\alpha = u_\alpha - U_{dc}/3 \\ u'_\beta = u_\beta \end{cases} \tag{1}$$

使用式(1)使其平移到主扇区的小六边形中，形成类似于两电平空间矢量调制的情况；最后在判断出小扇区 s 后，采用两电平空间矢量调制算法确定有效矢量及其作用时间，并生成驱动脉冲。



(a) 三电平NPC逆变器电路拓扑结构



(b) 三电平空间矢量

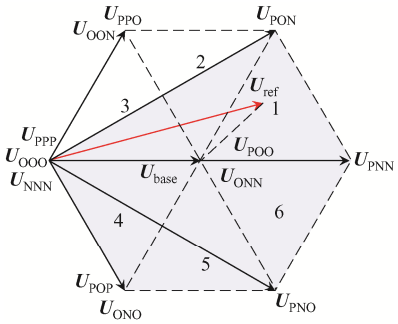
图 1 三电平 NPC 逆变器电路拓扑结构与三电平空间矢量

Fig. 1 Topology of three-level NPC inverter circuit and vectors of three-level space

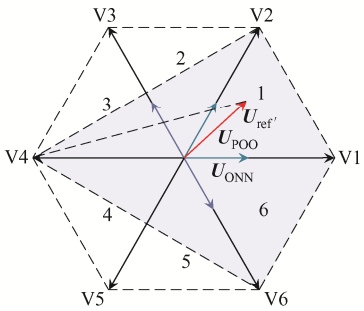
2 所提空间矢量调制策略

2.1 基于 *abc* 坐标系的参考电压矢量坐标调整

对参考电压矢量的坐标调整是实现将三电平空间矢量调制方法简化为两电平空间矢量的关键步骤。对于 SVPWM，常用的坐标系主要有 *abc* 、*αβ* 、*gh* 等。文献[16]选用 *abc* 坐标系推导出参考电压矢量坐标调整的统一表达式。图 2 为参考电压矢量位于主扇区 I 中的坐标调整情况，图 2(a)中的 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{ref}}$ 为坐标调整前的参考电压矢量，图 2(b)中的 $\boldsymbol{U}'_{\mathrm{ref}}$ 为坐标调整后，处于两电平空间矢量六边形中的新参考电压矢量；其中小矢量 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{POO}}$ 与 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{ONN}}$ 均被视为基本矢量 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{base}}$。



(a) 调整前



(b) 调整后

图 2 参考电压矢量坐标调整情况

Fig. 2 Adjustment of coordinates of reference voltage vectors

将主扇区Ⅰ中的所有矢量及未进行坐标调整的 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{ref}}$ 与 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{base}}$ 进行计算，便可将三电平逆变器的空间矢量简化为两电平逆变器的空间矢量调制。在 *abc* 坐标系下，$\boldsymbol{U}_{\mathrm{ref}}$ 、$\boldsymbol{U}'_{\mathrm{ref}}$ 、$\boldsymbol{U}_{\mathrm{base}}$ 可以用坐标进行表示，其关系为

$$\boldsymbol{U}'_{\mathrm{ref}} = \boldsymbol{U}_{\mathrm{ref}} - \boldsymbol{U}_{\mathrm{base}} \tag{2}$$

在主扇区Ⅰ中 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{base}}$ 的坐标为($U_{\mathrm{dc}}/3$，$-U_{\mathrm{dc}}/6$，$-U_{\mathrm{dc}}/6$)，$\boldsymbol{U}_{\mathrm{ref}}$ 和 $\boldsymbol{U}'_{\mathrm{ref}}$ 的坐标分别为(u_{a}，u_{b}，u_{c})，(u'_{a}，u'_{b}，u'_{c})，其中，u_{a} 、u_{b} 、u_{c} 分别为 *abc* 坐标下的三相输出电压；u'_{a} 、u'_{b} 、u'_{c} 分别为坐标调整后由 u_{a} 、u_{b} 、u_{c} 表示的电压。根据式(1)可将式(2)表示为

$$\begin{cases} u'_{\mathrm{a}} = u_{\mathrm{a}} - U_{\mathrm{dc}}/3 \\ u'_{\mathrm{b}} = u_{\mathrm{b}} + U_{\mathrm{dc}}/6 \\ u'_{\mathrm{c}} = u_{\mathrm{c}} + U_{\mathrm{dc}}/6 \end{cases} \tag{3}$$

不同主扇区的 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{base}}$ 不同，其余主扇区的坐标调

整式与式(3)类似。不同扇区参考电压矢量的坐标调整式可统一为

$$\begin{cases} u'_{\mathrm{a}} = u_{\mathrm{a}} + u_{\mathrm{az}} \\ u'_{\mathrm{b}} = u_{\mathrm{b}} + u_{\mathrm{bz}} \\ u'_{\mathrm{c}} = u_{\mathrm{c}} + u_{\mathrm{cz}} \end{cases} \tag{4}$$

式中，u_{az}、u_{bz}、u_{cz}分别为三相零序补偿电压分量，$(-u_{\mathrm{az}}, -u_{\mathrm{bz}}, -u_{\mathrm{cz}})$为$\boldsymbol{U}_{\mathrm{base}}$的坐标。为了推导出统一的表达式，使用$\pm(U_{\mathrm{dc}}/4 + U_{\mathrm{dc}}/12)$、$\pm(U_{\mathrm{dc}}/4 - U_{\mathrm{dc}}/12)$分别替代$\pm U_{\mathrm{dc}}/3$与$\pm U_{\mathrm{dc}}/6$，对 6 个主扇区的电压矢量坐标进行调整，计算得出的结果见表 1。

表 1　参考电压矢量坐标调整结果

Tab. 1 Adjustment results of coordinates of reference voltage vectors

S	参考电压u_{a}，u_{b}，u_{c}符号	u_{az}	u_{bz}	u_{cz}
Ⅰ	$+--$	$-U_{\mathrm{dc}}/4 - U_{\mathrm{dc}}/12$	$+U_{\mathrm{dc}}/4 - U_{\mathrm{dc}}/12$	$+U_{\mathrm{dc}}4 - U_{\mathrm{dc}}/12$
Ⅱ	$++-$	$-U_{\mathrm{dc}}/4 + U_{\mathrm{dc}}/12$	$-U_{\mathrm{dc}}/4 + U_{\mathrm{dc}}/12$	$+U_{\mathrm{dc}}/4 + U_{\mathrm{dc}}/12$
Ⅲ	$-+-$	$+U_{\mathrm{dc}}/4 - U_{\mathrm{dc}}/12$	$-U_{\mathrm{dc}}/4 - U_{\mathrm{dc}}/12$	$+U_{\mathrm{dc}}/4 - U_{\mathrm{dc}}/12$
Ⅳ	$-++$	$-U_{\mathrm{dc}}/4 + U_{\mathrm{dc}}/12$	$-U_{\mathrm{dc}}/4 + U_{\mathrm{dc}}/12$	$-U_{\mathrm{dc}}/4 + U_{\mathrm{dc}}/12$
Ⅴ	$--+$	$+U_{\mathrm{dc}}/4 - U_{\mathrm{dc}}/12$	$+U_{\mathrm{dc}}/4 - U_{\mathrm{dc}}/12$	$-U_{\mathrm{dc}}/4 - U_{\mathrm{dc}}/12$
Ⅵ	$+-+$	$-U_{\mathrm{dc}}/4 + U_{\mathrm{dc}}/12$	$+U_{\mathrm{dc}}/4 + U_{\mathrm{dc}}/12$	$-U_{\mathrm{dc}}/4 + U_{\mathrm{dc}}/12$

从表 1 中可以发现，不同主扇区对参考电压矢量的坐标调整具有一定的差异，但也具有一定的规律，如主扇区Ⅰu_{az}中$U_{\mathrm{dc}}/4$的符号为$-u_{\mathrm{a}}$的符号，$U_{\mathrm{dc}}/12$的符号为$\boldsymbol{U}_{\mathrm{ref}}$的三相电压符号之和，同理，根据表 1 可得其余扇区获得的调整公式为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{az}} = -\mathrm{sign}(u_{\mathrm{a}}) \times \dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{4} + [\mathrm{sign}(u_{\mathrm{a}}) + \mathrm{sign}(u_{\mathrm{b}}) + \\ \qquad \mathrm{sign}(u_{\mathrm{c}})] \times \dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{12} \\ u_{\mathrm{bz}} = -\mathrm{sign}(u_{\mathrm{b}}) \times \dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{4} + [\mathrm{sign}(u_{\mathrm{a}}) + \mathrm{sign}(u_{\mathrm{b}}) + \\ \qquad \mathrm{sign}(u_{\mathrm{c}})] \times \dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{12} \\ u_{\mathrm{cz}} = -\mathrm{sign}(u_{\mathrm{c}}) \times \dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{4} + [\mathrm{sign}(u_{\mathrm{a}}) + \mathrm{sign}(u_{\mathrm{b}}) + \\ \qquad \mathrm{sign}(u_{\mathrm{c}})] \times \dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{12} \end{cases} \tag{5}$$

2.2 简化下的虚拟相反矢量

三电平 NPC 逆变器的 CMV 定义为负载中性点与直流侧中点间的电位差[18]，即负载中性点电位与 O 之间的电压，如图 1 所示。假设三电平 NPC 逆变器的三相负载平衡，CMV 的计算式为

$$U_{\mathrm{CMV}} = \frac{1}{3}(U_{\mathrm{ao}} + U_{\mathrm{bo}} + U_{\mathrm{co}}) \tag{6}$$

式中：U_{CMV}为 CMV 的参数符号；U_{ao}、U_{bo}、U_{co}分别为三相负载电位与 O 之间的电压。

由于U_{CMV}的值取决于逆变器的开关状态，故可以利用开关函数确定 CMV 的计算式，即

$$U_{\mathrm{CMV}} = \frac{U_{\mathrm{dc}}(S_{\mathrm{a}} + S_{\mathrm{b}} + S_{\mathrm{c}})}{6} \tag{7}$$

式中，S_{a}、S_{b}、S_{c}分别为三相的开关状态。

不同开关状态下，逆变器产生的 CMV 见表 2。

表 2　不同开关状态下的 CMV

Tab. 2 CMV in different switching states

矢量类型	开关状态	$\lvert U_{\mathrm{CMV}}\rvert$
零矢量	OOO	0
	PPP、NNN	$U_{\mathrm{dc}}/2$
大矢量	PNN、NPN、NNP、PPN、NPP、PNP	$U_{\mathrm{dc}}/6$
中矢量	PON、OPN、NPO、NOP、ONP、PNO	0
正小矢量	ONN、NON、NNO、PPO、OPP、POP	$U_{\mathrm{dc}}/3$
负小矢量	POO、OPO、OOP、OON、NOO、ONO	$U_{\mathrm{dc}}/6$

将三电平空间矢量图简化为两电平空间矢量图后，常规调制方法是选择最近的 3 个矢量合成参考电压矢量，但这种方法只考虑了简化，并未考虑 CMV 的抑制。本文提出的方法使用虚拟相反矢量[19]，选用低 CMV 的矢量来合成参考电压矢量，用新的开关序列替代常规序列。图 3 为扇区Ⅰ-1 三相开关序列的改变波形，合成参考电压矢量的方法如图 2 所示。图 3 中，调整开关序列后对应的 CMV 被限制为$U_{\mathrm{dc}}/6$。以此类推，可得其余扇

区新的开关切换顺序，表 3 为以主扇区Ⅰ为例的开关序列。

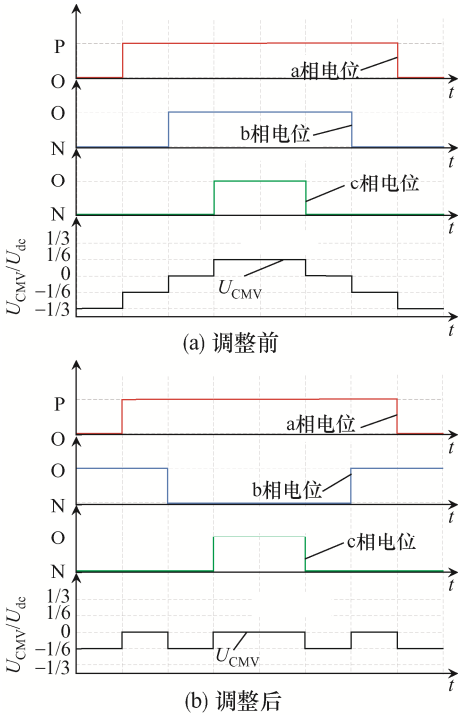


图 3 扇区Ⅰ-1 三相开关序列的改变波形

Fig. 3 Waveforms under changes in three-phase switching sequences in Sector Ⅰ-1

表 3 扇区Ⅰ的开关序列

Tab. 3 Switching sequences in Sector Ⅰ

扇区编号	矢量顺序
Ⅰ-1	$\boldsymbol{U}_{OON}$-$\boldsymbol{U}_{PON}$-$\boldsymbol{U}_{PNN}$-$\boldsymbol{U}_{PNO}$-$\boldsymbol{U}_{PNN}$-$\boldsymbol{U}_{PON}$-$\boldsymbol{U}_{OON}$
Ⅰ-2	$\boldsymbol{U}_{OOO}$-$\boldsymbol{U}_{OON}$-$\boldsymbol{U}_{PON}$-$\boldsymbol{U}_{PNN}$-$\boldsymbol{U}_{PON}$-$\boldsymbol{U}_{OON}$-$\boldsymbol{U}_{OOO}$
Ⅰ-3	$\boldsymbol{U}_{ONO}$-$\boldsymbol{U}_{OOO}$-$\boldsymbol{U}_{OON}$-$\boldsymbol{U}_{PON}$-$\boldsymbol{U}_{OON}$-$\boldsymbol{U}_{OOO}$-$\boldsymbol{U}_{ONO}$
Ⅰ-4	$\boldsymbol{U}_{PNO}$-$\boldsymbol{U}_{ONO}$-$\boldsymbol{U}_{OOO}$-$\boldsymbol{U}_{OON}$-$\boldsymbol{U}_{OOO}$-$\boldsymbol{U}_{ONO}$-$\boldsymbol{U}_{PNO}$
Ⅰ-5	$\boldsymbol{U}_{PNN}$-$\boldsymbol{U}_{PNO}$-$\boldsymbol{U}_{ONO}$-$\boldsymbol{U}_{OOO}$-$\boldsymbol{U}_{ONO}$-$\boldsymbol{U}_{PNO}$-$\boldsymbol{U}_{PNN}$
Ⅰ-6	$\boldsymbol{U}_{PON}$-$\boldsymbol{U}_{PNN}$-$\boldsymbol{U}_{PNO}$-$\boldsymbol{U}_{ONO}$-$\boldsymbol{U}_{PNO}$-$\boldsymbol{U}_{PNN}$-$\boldsymbol{U}_{PON}$

该方法与常规简化方法相比改变了开关的切换顺序，在降低 CMV 的同时，保持了直流侧电压利用率高的特点，且可拓展到多电平。

2.3 减少 CMV 的调制波推导

参考电压矢量坐标调整到两电平空间矢量时，得到了新的坐标，坐标简化后可以采用两电平空间矢量调制方法选择矢量，并对所选矢量的作用时间进行计算。两电平空间矢量调制方法中的调制波会呈现出经典的马鞍形，如图 4 所示。图中：T_s 为一个时间周期；m'_x $(x=\mathrm{a,b,c})$ 为归一化后的三相调制波，其使用开关周期与直流侧电压进行归一化[14]，具体表示为 $m'_x = u'_x T_s / U_{dc}$；$T_X/2$、$T_Y/2$ 均为有效矢量作用时间，由分区中调制波的幅度差表示；T_Z 为零矢量作用时间，可表示为

$$T_Z = T_s - T_X - T_Y \tag{8}$$

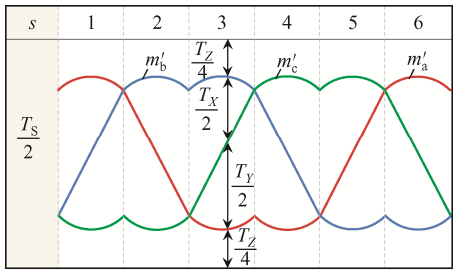


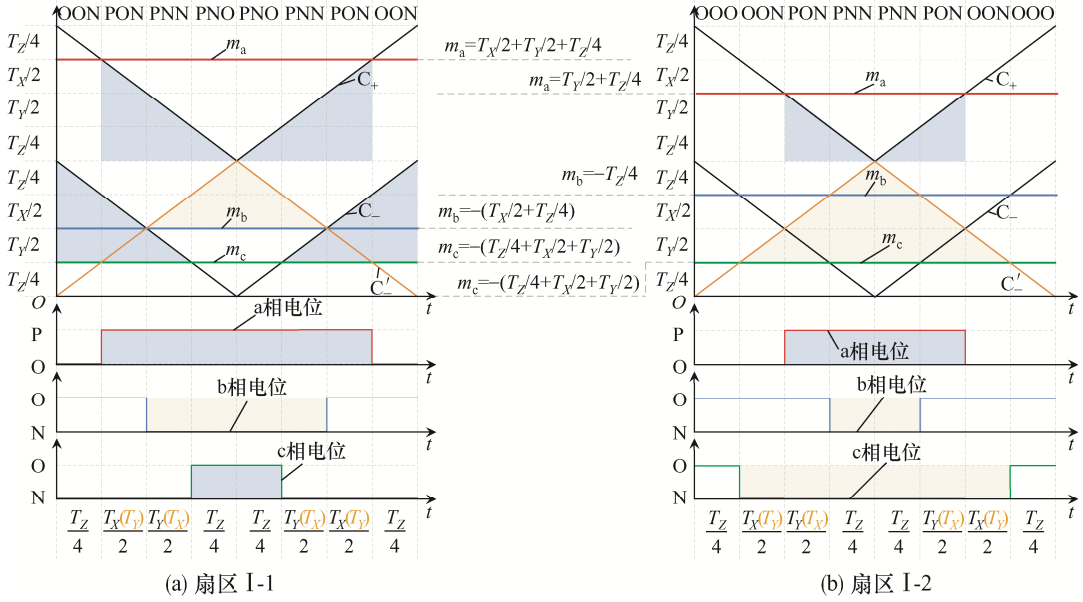
图 4 两电平空间矢量调制波形

Fig. 4 Modulation waveforms for two-level space vector

归一化结果可用于三电平电压空间矢量调制中简化计算过程。

图 5 与图 6 为采用虚拟相反矢量时，在扇区Ⅰ-1、Ⅰ-2、Ⅱ-1、Ⅱ-2 中 1 个开关周期内的开关序列波形，展示了扇区Ⅰ、Ⅱ部分小扇区调制波与载波的情况。三电平空间矢量的调制波 m_a、m_b、m_c 与级联载波 C 和 C′(C′由 C 平移可得)进行比较，生成 3 个矢量状态控制三相的开关模式。令级联载波的峰值为 $T_s/2$，此时调制波的幅值可以表示矢量作用的时间。

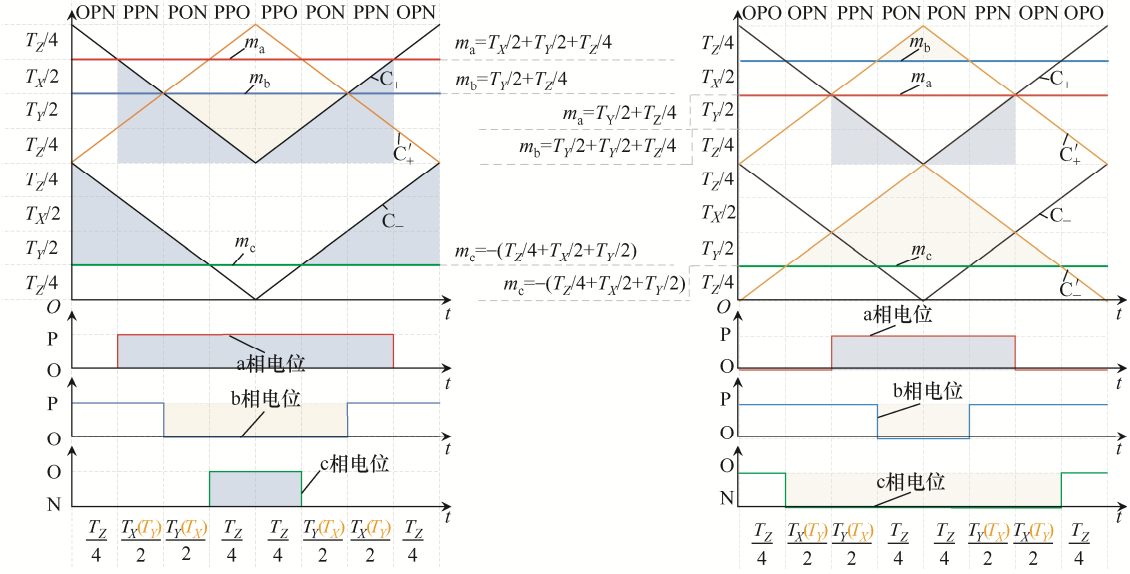
根据理想的开关序列，图 5(a)所示三电平空间矢量的 m_a、m_b、m_c 可由 T_Z、T_X、T_Y 进行表示。不同于传统的调制方法，本文根据开关序列对载波进行了调整。在图 5(a)中将 m_b 与 C'_- 相比，m_a、m_c 与 C(C_+、C_-) 相比；在图 5(b)中，将 m_b、m_c 与 C′ 相比，m_a 与 C 相比，通过调整载波得到理想的开关序列。Ⅰ-1 扇区中矢量 $\boldsymbol{U}_{OON}$、$\boldsymbol{U}_{PNO}$ 的作用时间均为 $T_Z/2$，矢量 $\boldsymbol{U}_{PON}$、$\boldsymbol{U}_{PNN}$ 的作用时间根据载波的变化而改变。以图 5(a)中矢量 $\boldsymbol{U}_{PON}$ 为例，载波未发生改变时，矢量 $\boldsymbol{U}_{PON}$ 的作用时间为 $T_X/2$，将载波进行调整后，矢量 $\boldsymbol{U}_{PON}$ 中 a 相 P 状态的作用时间为 $T_X/2$，b 相 O 状态的作用时间为 $T_Y/2$，c 相 N 状态的作用时间为 $T_X/2$，故矢量 U_{PON} 的作用时间为 $T_Y/2$。



(a) 扇区Ⅰ-1　　(b) 扇区Ⅰ-2

图 5　扇区Ⅰ-1 和扇区Ⅰ-2 中 1 个切换周期的开关序列波形

Fig. 5 Wavefrems under switching sequences in one switching cycle in sectors Ⅰ-1 and Ⅰ-2



(a) 扇区Ⅱ-1　　(b) 扇区Ⅱ-2

图 6　扇区Ⅱ-1 和扇区Ⅱ-2 中 1 个切换周期的开关序列波形

Fig. 6 Waveforms under switching sequences in one switching cycle in sectors Ⅱ-1 and Ⅱ-2

图 6 在扇区Ⅱ中 $m_a>0$、$m_b>0$、$m_c<0$，与扇区Ⅰ-1 类似，图 5(a)中 m_b 与 C'_- 进行比较，m_a、m_c 与 C 进行比较，图 6(b)中情况与图 5(b)相似。表 4 为经过推导得到的其余各扇区的载波情况，为了统一三电平电压空间矢量调制波的计算，利用图 5 与图 6，并结合式(8)对调制波的值进行推导，其中扇区Ⅰ、Ⅱ部分小扇区的推导公式见表 5。

表 4　不同扇区载波情况

Tab. 4 Carriers in different sectors

s	与载波 C 比较	与载波 C′ 比较
1	m_a、m_c	m_b
2	m_a	m_b、m_c
3	m_a、m_b	m_c
4	m_b	m_a、m_c
5	m_b、m_c	m_a
6	m_c	m_a、m_b

表 5 扇区Ⅰ、Ⅱ部分小扇区调制波公式

Tab. 5 Formulas for modulated waves in part of small sectors in Sectors Ⅰ and Ⅱ

扇区	所得 m_a 、m_b 、m_c			有效矢量作用时间		整理后的 m_a 、m_b 、m_c			
S-s	m_a	m_b	m_c	T_X	T_Y	m_a	m_b	m_c	m_0
I-1	$\frac{(T_s+T_X+T_Y)}{4}$	$\frac{(-T_s-T_X+T_Y)}{4}$	$\frac{(-T_s-T_X-T_Y)}{4}$	$2\times(m'_a-m'_b)$	$2\times(m'_b-m'_c)$	$m'_a+\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_a+m'_c)}{2}$	$m'_b-\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_a+m'_c)}{2}$	$m'_c-\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_a+m'_c)}{2}$	$\frac{(m'_a+m'_c)}{2}$
I-2	$\frac{(T_s-T_X+T_Y)}{4}$	$\frac{(-T_s+T_X+T_Y)}{4}$	$\frac{(-T_s-T_X-T_Y)}{4}$	$2\times(m'_b-m'_a)$	$2\times(m'_a-m'_c)$	$m'_a+\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_c)}{2}$	$m'_b-\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_c)}{2}$	$m'_c-\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_c)}{2}$	$\frac{(m'_b+m'_c)}{2}$
I-3	$\frac{(T_s-T_X-T_Y)}{4}$	$\frac{(-T_s+T_X+T_Y)}{4}$	$\frac{(-T_s-T_X+T_Y)}{4}$	$2\times(m'_b-m'_c)$	$2\times(m'_c-m'_a)$	$m'_a+\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_a)}{2}$	$m'_b-\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_a)}{2}$	$m'_c-\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_a)}{2}$	$\frac{(m'_b+m'_a)}{2}$
II-1	$\frac{(T_s+T_X+T_Y)}{4}$	$\frac{(T_s-T_X+T_Y)}{4}$	$\frac{(-T_s+T_X+T_Y)}{4}$	$2\times(m'_a-m'_b)$	$2\times(m'_b-m'_c)$	$m'_a+\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_a+m'_c)}{2}$	$m'_b+\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_a+m'_c)}{2}$	$m'_c-\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_a+m'_c)}{2}$	$\frac{(m'_a+m'_c)}{2}$
II-2	$\frac{(T_s-T_X+T_Y)}{4}$	$\frac{(T_s+T_X+T_Y)}{4}$	$\frac{(-T_s+T_X+T_Y)}{4}$	$2\times(m'_b-m'_a)$	$2\times(m'_a-m'_c)$	$m'_a+\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_c)}{2}$	$m'_b+\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_c)}{2}$	$m'_c-\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_c)}{2}$	$\frac{(m'_b+m'_c)}{2}$
II-3	$\frac{(T_s-T_X-T_Y)}{4}$	$\frac{(T_s+T_X+T_Y)}{4}$	$\frac{(-T_s-T_X+T_Y)}{4}$	$2\times(m'_b-m'_c)$	$2\times(m'_c-m'_a)$	$m'_a+\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_a)}{2}$	$m'_b+\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_a)}{2}$	$m'_c-\frac{T_s}{4}-\frac{(m'_b+m'_a)}{2}$	$\frac{(m'_b+m'_a)}{2}$

在表 5 中，不同扇区的调制波 m_a 、m_b 、m_c 通过整理后可与参考电压的符号进行比较，得出统一表达式，即

$$\begin{cases} m_a = m'_a + \text{sign}(u_a)\times\dfrac{T_s}{4} - m_0 \\ m_b = m'_b + \text{sign}(u_b)\times\dfrac{T_s}{4} - m_0 \\ m_c = m'_c + \text{sign}(u_c)\times\dfrac{T_s}{4} - m_0 \end{cases} \tag{9}$$

式中，m_0 为零序分量，其表达式为

$$m_0 = \frac{[\max(m'_a,m'_b,m'_c)+\min(m'_a,m'_b,m'_c)]}{2} \tag{10}$$

表 6 为抑制 CMV 不同方法的比较结果，简要介绍了本文所提方法与现有方法抑制 CMV 的效果与计算复杂度，给出了不同方法的特点、共模抑制效果和计算负担。可以看出，与文献[8]、[9]、[12]、[14]这 4 种方法相比，所提方法在保留共模抑制效果的同时，计算负担较低；而文献[8]中虽然可以将 CMV 降为 0，但该方法抛弃了大量的开关状态，会缩小系统的调制比范围、降低谐波性能。

表 6 抑制 CMV 不同方法的比较结果

Tab. 6 Comparison results among different methods for suppressing CMV

不同方法	特点	共模抑制效果	计算负担
文献[8]	只使用 7 个零 CMV 的开关状态	0	分情况计算调制波后，与载波进行比较
文献[9]	采用虚拟空间矢量的方法，利用低 CMV 矢量合成高 CMV 矢量	$U_{dc}/6$	大、小扇区的确定，时间计算，时间状态分配
文献[12]	双调制波	$U_{dc}/6$	各相分别计算出 2 个调制波后再与载波进行比较
文献[14]	调整载波的夹角	$U_{dc}/6$	各载波周期中的载波方向和夹角均需进行调整
本文	基于坐标平移的简化原理，合理使用开关状态，得出调制波	$U_{dc}/6$	各相得出调制波的统一公式后与载波进行比较

3 实验

为了验证理论分析的正确性与所提方法的有效性，搭建了如图 7 所示的三电平 NPC 逆变器的实验平台，基于该平台进行文献[16]与所提方法的对比实验，得出结果。U_{dc}=48 V，$C_1=C_2$=470 μF，开关器件采用 F50R12RT4 型 IGBT 模块，控制方案由 DSP 28335 实现，采用 RIGOL DS4024E 示波器记录实验波形。

图 8 为文献[16]与所提方法在不同调制指数下的实验波形。在图 8(a)、(b)中，调制指数 m 设置为 0.40，在低调制指数的情况下，图 8(a)中文献[16]的线电压具有两级电压值(0 和 $\pm U_{dc}/2$)，图 8(b)中所提方法的线电压具有三级电压值，说明本文所提降低 CMV 的调制方法会增加一定的损耗，这是由于所提方法改变了开关的切换序列，采用了不同的调制方法。在图 8(c)、(d)中，调制

指数 m=0.80。

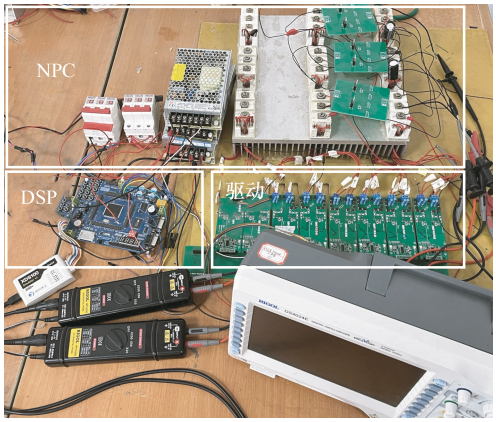
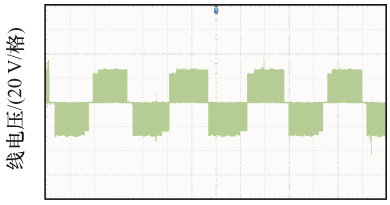
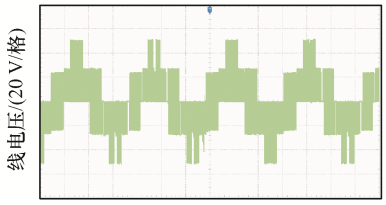


图 7　三电平 NPC 逆变器实验平台

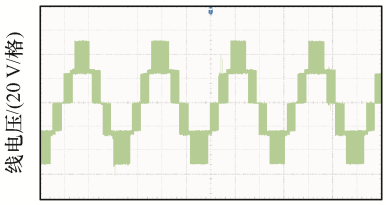
Fig. 7 Experimental platform of three-level NPC inverter



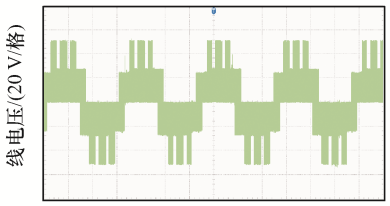
(a) m=0.40文献[16]



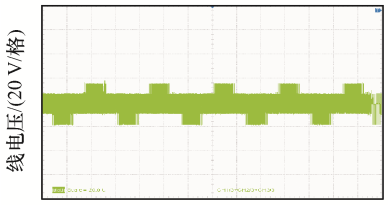
(b) m=0.40所提方法



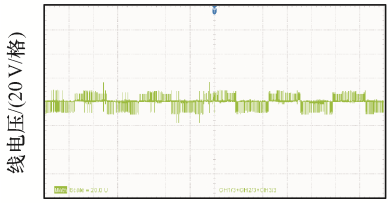
(c) m=0.80文献[16]



(d) m=0.80所提方法



(e) 文献[16]的CMV



(f) 所提方法的CMV

图 8　文献[16]与所提方法在不同调制指数下的线电压和 CMV 波形

Fig. 8 Waveforms of line voltage and CMV obtained using Ref. [16] and proposed method with different modulation indices

如图 8(e)所示，文献[16]虽然对传统空间矢量调制过程进行了简化，但并未对 CMV 进行限制，其 CMV 最大正值、最小负值分别为+16 V 与−16 V（$\pm U_{dc}/3$）；而本文所提方法将 CMV 的最大正值、最小负值均变为文献[16]的 1/2，如图 8(f)所示，其最大正值、最小负值分别为+8 V 与−8 V（$\pm U_{dc}/6$），即限制到$U_{dc}/6$。

4　结语

本文提出了一种可降低 CMV 的简化方法，该方法首先在中心对齐 SVPWM 的基础上，通过坐标平移将三电平电压空间矢量简化为两电平空间矢量；然后针对不同矢量所对应的开关状态下，逆变器产生的 CMV 不同，对矢量的选用与开关序列的安排进行了优化；接着通过与载波进行比较分析，推导出调制波的统一表达式。该方法无需扇区确定、作用时间计算与分配，仅使用简单方程便可得到将 CMV 限制到$U_{dc}/6$的三相调制波。在此基础上，通过与现有方法的对比与总结可得，该方法有

效降低了逆变器控制实现的复杂度。最后通过实验验证了所提调制方法的正确性与有效性。

参考文献：

[1] Wang Yicheng, Poorfakhraei A, Mehdi N, et al. Comparative analysis of 2-level and 3-level voltage source inverters in traction applications [C]// 2021 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC). Chicago, IL, USA, 2021: 614-619.

[2] 王秀云, 解媛媛, 王汝田, 等. 一种三相双输出有源中点钳位型三电平变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5786-5799.
Wang Xiuyun, Xie Yuanyuan, Wang Rutian, et al. A three-phase dual-output active-neutral-point-clamped three-level converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5786-5799. (in Chinese)

[3] 马喜平. PWM 变频供电异步电机耦合电容计算与轴电流分析[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.
Ma Xiping. Analysis of coupling capacitances and bearing currents of asynchronous motors fed by PWM inverters [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2012. (in Chinese)

[4] 李锦, 焦娜娜, 黄敏超, 等. 不同 PWM 调制方式下器件混合型三电平变流器 EMI 特性研究[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 306-315.
Li Jin, Jiao Nana, Huang Minchao, et al. Research on EMI characteristics of three-level converter with hybrid devices in different PWM modes [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 306-315. (in Chinese)

[5] 傅恺宁, 连振珠, 陈为. EMI 滤波器宽频段建模与滤波特性优化[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 350-359.
Fu Kaining, Lian Zhenzhu, Chen Wei. Modeling of EMI filter in wide-band frequency range and optimization of filtering characteristics [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 350-359. (in Chinese)

[6] Han Yongjie, Wu Zhihong, Wu Deliang. Hybrid common-mode EMI filter design for electric vehicle traction inverters [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2022, 8(4): 52-60.

[7] Un E, Hava A M. A near-state PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2): 782-793.

[8] Lak M, Chuang Bingrong, Lee T L. A common-mode voltage elimination method with active neutral point voltage balancing control for three-level T-type inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(6): 7499-7514.

[9] Jiang Weidong, Wang Peidong, Ma Mingna, et al. A novel virtual space vector modulation with reduced common-mode voltage and eliminated neutral point voltage oscillation for neutral point clamped three-level inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 884-894.

[10] Shen Zewei, Jiang Dong, Liu Zicheng, et al. Common-mode voltage elimination for dual two-level inverter-fed asymmetrical six-phase PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3828-3840.

[11] Li Qiao, Jiang Dong, Liu Zicheng, et al. A phase-shifted zero-CM PWM for circulating current reduction in two paralleled inverters with coupled inductors [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(1): 95-104.

[12] Liu Peng, Duan Shanxu, Yao Chuan, et al. A double modulation wave CBPWM strategy providing neutral-point voltage oscillation elimination and CMV reduction for three-level NPC inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 16-26.

[13] 徐晓娜, 王奎, 李永东. 基于调制波分解的背靠背三电平变换器共模电压消除方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(8): 2957-2968.
Xu Xiaona, Wang Kui, Li Yongdong. A common-mode voltage elimination method based on modulation signal decomposition for the back-to-back three-level converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(8): 2957-2968. (in Chinese)

[14] Ohn S, Yu Jianghui, Burgos R, et al. Reduced common-mode voltage PWM scheme for full-SiC three-level uninterruptible power supply with small DC-link capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8):

8638-8651.

[15] 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.

[16] Yan Qingzeng, Zhou Zanrong, Wu Mingbo, et al. A simplified analytical algorithm in abc coordinate for the three-level SVPWM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3622-3627.

[17] 李德路, 侯文宝, 李姗姗. 基于简化三电平算法的有源电力滤波器研究[J]. 电工电气, 2011(8): 23-26.
Li Delu, Hou Wenbao, Li Shanshan. Active power filter research based on simplified three-level algorithm [J]. Electrotechnics Electric, 2011(8): 23-26. (in Chinese)

[18] 张树林, 康劲松, 盛业哲. 一种无权重系数的三电平 NPC 逆变器低共模电压 FCS-MPC 算法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(19): 7614-7625.
Zhang Shulin, Kang Jinsong, Sheng Yezhe. A low common mode voltage FCS-MPC scheme for three-level NPC inverter without weighting factor [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(19): 7614-7625. (in Chinese)

[19] Zhang Xiao, Wu Xiang, Geng Chengfei, et al. An improved simplified PWM for three-level neutral point clamped inverter based on two-level common-mode voltage reduction PWM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 11143-11154.



魏金成

作者简介：

魏金成(1966—)，男，博士，教授。研究方向：电力电子及电能质量等。E-mail：320928346@qq.com。

朱崇婧(2000—)，女，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子及电能变换。E-mail：zhuchongjing@stu.xhu.edu.cn。

邱晓初(1964—)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子与电力传动，电能质量控制等。E-mail：xh_qiusir@mail.xhu.edu.cn。

胡秋宇(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：多电平逆变器拓扑结构。E-mail：591058934@qq.com

(责任编辑：耿越)



公益广告来源：河北省广告研究院