DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.79 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

基于代数调制的中点钳位型三电平变换器共模电压抑制策略

熊文静[1](中国电源学会会员)，朱 欣[1]，林建亨[1](中国电源学会会员)，粟 梅[1]，李鼎文[2]，张 明[2]

(1.中南大学自动化学院，长沙 410083；2.中国航发南方工业有限公司，株洲 412002)

摘要：功率变换器采用脉宽调制时产生的高共模电压CMV(common-mode voltage)会使电机轴电压过高，进而导致高频高幅值轴电流破坏电机绝缘、增加电磁干扰等。为减小中点钳位型NPC(neutral point clamped)三电平变换器的共模电压，提出了基于代数调制框架的共模电压抑制策略：首先，将占空比的确定问题转化为非齐次线性方程组的求解问题；然后，合理地选择调制自由度以实现中点电压NPV(neutral point voltage)平衡控制的目标；其次，根据占空比约束，选择偏置量获取最终占空比；最后，使中间相开关采用反相载波得到新的开关状态组合，实现降低共模电压的目的。所提调制策略无需额外的控制器，实现简单，在保证中点钳位型三电平变换器的中点电压具有良好平衡特性的前提下，可将共模电压降低至直流侧电压的1/6范围内。实验结果验证了所提调制策略的有效性和可行性。

关键词：中点钳位型三电平变换器；代数调制；共模电压；中点电压平衡

Common-mode Voltage Suppression Strategy for Neutral Point Clamped Three-level Converter Based on Algebraic Modulation

XIONG Wenjing[1], *Member*, *CPSS*, ZHU Xin[1], LIN Jianheng[1], *Member*, *CPSS*, SU Mei[1], LI Dingwen[2], ZHANG Ming[2]

(1. School of Automation, Central South University, Changsha 410083, China; 2. AECC South Industry Co., Ltd., Zhuzhou 412002, China)

Abstract: The high common-mode voltage (CMV) generated by pulse-width modulation in a power converter will cause overvoltage on the motor shaft and further lead to the high-frequency high-amplitude current therein, thereby damaging the motor insulation and increasing the electromagnetic interference. To reduce the CMV of a neutral point clamped (NPC) three-level converter, a CMV suppression strategy based on the framework of algebraic modulation was proposed. First, the issue of duty-cycle assignment was transformed into a problem of solving non-homogeneous linear equations. Second, the degrees of freedom for modulation were properly selected to realize the objective of neutral point voltage (NPV) balance. Third, according to the duty-cycle constraints, the offset signals were selected to obtain the final duty-cycle. Finally, the switches in the phase with intermediate voltage values adopted inverse carrier to obtain a new combination of switching states, so as to reduce the CMV. The proposed modulation strategy can be easily implemented without additional controllers. On the premise of ensuring that the NPV of the NPC three-level converter has good balance characteristics, the CMV can be reduced to the range of one-sixth of the DC-side voltage. The effectiveness and feasibility of the proposed modulation strategy were validated by experimental results.

Keywords: Neutral point clamped (NPC) three-level

收稿日期：2023-04-28；**修回日期**：2023-07-18；**录用日期**：2023-07-29；**网络首发日期**：2024-02-29

基金项目：国家自然科学基金资助项目(52377202, 61933011, 62125308)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants 52377202, 61933011 and 62125308

converter; algebraic modulation; common-mode voltage (CMV); neutral point voltage (NPV) balance

在新能源的开发和利用中，电能变换装置在现代电网建设框架下不断优化，中点钳位型 NPC (neutral point clamped)三电平变换器因器件开关应力低、输出电平状态多、电压变化率(du/dt)低和结构相对简单，在众多拓扑中更具应用优势，被广泛应用于光伏发电和电机驱动等领域，特别是中高压电能传输场合[1-4]。但功率变换器采用脉宽调制时，不可避免地会存在共模电压问题。特别地，当变换器接电机负载时，共模电压会在电动机的转轴上感应出高幅值的轴电压，并形成轴电流，破坏绝缘[5-7]。同时，产生的高频漏电流会缩短电机的使用寿命，并对周围的电气设备产生电磁干扰[8]。

降低共模电压的方法分为硬件方法和软件方法。硬件方法主要有修改变换器拓扑和安装额外的共模滤波器[9-12]，但这会提高系统成本、增大体积，同时降低效率；软件方法通过改进调制策略或控制策略来实现共模电压抑制，不需要增加成本，更有利于实际应用。目前常用的调制方案有空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)和载波调制 CBPWM(carrier-based pulse width modulation)，本质皆是通过避免使用高共模电压对应的开关矢量或开关状态组合实现抑制。基于 SVPWM 的共模电压抑制方法中，文献[13-15]仅使用零共模电压对应的开关矢量来消除共模电压，但直流电压利用率最高仅能达到 86.6%，输出性能较差且难以控制中点电压 NPV(neutral point voltage)平衡；文献[16]采用大、中、零矢量调制的方法可将共模电压降低到直流侧电压的 1/6，但电流总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)高于传统的 SVPWM 方法；文献[17]利用大、中、负小及零矢量进行调制，在保证共模电压变化幅度较小的基础上，提升了直流电压利用率并改善了电流 THD，但会引起开关频次及其边带次谐波的增加；文献[18]介绍了基于断续脉宽调制的共模电压抑制方法，使用 19 个低共模电压对应的矢量进行合成，将共模电压降低到直流侧电压的 1/6，但这种方法存在无功不平衡和低频电压波动的问题；文献[19]介绍了基于虚拟 SVPWM 的共模电压抑制方法，选择低共模电压对应的矢量生成新的虚拟矢量进行合成，但虚拟矢量的合成会提高开关损耗和扩大谐波分布。基于载波调制的解决方案中，文献[20]提出了利用伪脉宽调制 PWM(pulse width modulation)信号进行载波比较来消除调制引起的各个频段的共模电压，这种方法对奇数次多电平变换器均适用，但会造成直流电压利用率降低和开关损耗增加；文献[21-22]使用了不同方向的载波与三相调制波进行比较，将共模电压降低到直流侧电压的 1/6，但输出电流质量较差和 NPV 收敛速度减慢。

基于数学构造的调制是将调制策略的确定问题转化成带约束的数学方程组的求解问题，文献[23]提出了 1 种代数调制策略，能以较低的控制成本和计算负担实现 NPV 良好的平衡特性，调制框架灵活，便于向其他的目标优化拓展。基于该框架，本文提出了 1 种基于代数调制的 NPC 三电平变换器共模电压抑制策略，首先将调制矩阵的求解问题转化为非齐次线性方程组的求解问题，方程组基础解系前的系数可构造为与 NPV 平衡有关的调制自由度以维持 NPV 平衡；然后根据占空比物理约束，选择偏置量获取最终占空比；进而在该代数调制的框架下对中间相的载波型式进行改进，获得相反的电平切换，重组三相开关序列以获得低共模电压对应的开关状态组合。实验结果证明，该调制策略能将共模电压降低到直流侧电压的 1/6 范围内，且无需额外控制器即可快速控制中点电压平衡。

1 NPC 三电平变换器模型及共模电压

NPC 三电平变换器的拓扑结构如图 1 所示。图中：u_{dc} 为直流侧电压源；u_1 和 u_2 分别为直流侧 2 个分立电容 C_1 和 C_2 的电压；i_{dc} 为直流源电流；i_{dc}^{+} 和 i_{dc}^{-} 分别为通过正、负母线的电流；i_i(i=a, b, c)为相电流；i_o 为中点电流；S_{ij}(i=a, b, c; j=1, 2, 3, 4)为三相开关网络中的开关，值为 1 时表示开关导通，值为 0 时开关关断；M 为电机负载。

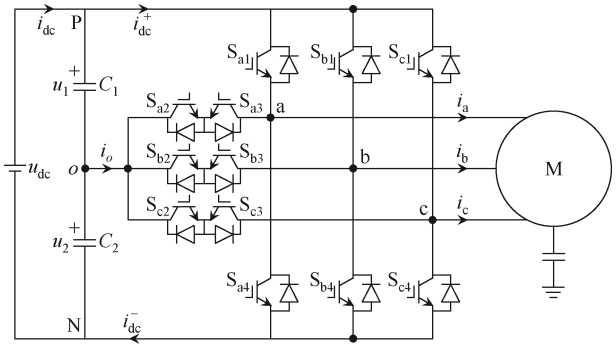


图 1　NPC 三电平变换器拓扑

Fig. 1 Topology of NPC three-level converter

u_{io}(i=a, b, c)是以负载中性点 o 为参考的交流侧相电压，可表示为

$$\begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathrm{S_{a1}} & \mathrm{S_{a4}} \\ \mathrm{S_{b1}} & \mathrm{S_{b4}} \\ \mathrm{S_{c1}} & \mathrm{S_{c4}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ -u_2 \end{bmatrix} \tag{1}$$

直流侧电压和电流的动态模型为

$$\begin{cases} C_1 \dfrac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t} = i_{\mathrm{dc}} - i_{\mathrm{dc}}^{+} \\ C_2 \dfrac{\mathrm{d}u_2}{\mathrm{d}t} = i_{\mathrm{dc}} - i_{\mathrm{dc}}^{-} \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} i_{\mathrm{dc}}^{+} = \mathrm{S_{a1}}i_{\mathrm{a}} + \mathrm{S_{b1}}i_{\mathrm{b}} + \mathrm{S_{c1}}i_{\mathrm{c}} \\ i_{\mathrm{dc}}^{-} = -(\mathrm{S_{a4}}i_{\mathrm{a}} + \mathrm{S_{b4}}i_{\mathrm{b}} + \mathrm{S_{c4}}i_{\mathrm{c}}) \end{cases} \tag{3}$$

图 1 中 NPC 三电平变换器模型的共模电压定义为交流侧负载中性点和直流侧电源中性点之间的电压，可表示为

$$u_{\mathrm{CMV}} = \frac{(u_{ao} + u_{bo} + u_{co})}{3} \tag{4}$$

当变换器工作在稳态时，开关网络中 S_{i1} 和 S_{i2} 打开，输出为 P 状态，u_{io}=u_1=u_{dc}/2；S_{i2} 和 S_{i3} 打开，输出为 O 状态，u_{io}=0；S_{i3} 和 S_{i4} 打开，输出为 N 状态，u_{io}=−u_2=−u_{dc}/2。按照式(4)对 NPC 三电平变换器的所有开关状态组合进行分析，得到各开关状态组合对应的共模电压见表 1。

由表 1 可知，通过避免使用第 3 组和第 4 组中的开关状态组合，可以将共模电压抑制在直流侧电压的 1/6 范围内，从空间电压矢量上看，即避免采用所有的正小矢量和 2 个零矢量(PPP 和 NNN)合成参考电压。

表 1　中点钳位型三电平变换器共模电压

Tab. 1 CMV of NPC three-level converter

编号	开关状态组合	共模电压
1	PNN、PPN、NPN、NPP、NNP、PNP POO、OON、OPO、NOO、OOP、ONO	$\pm u_{\mathrm{dc}}/6$
2	PON、OPN、NPO、NOP、ONP、PNO、OOO	0
3	ONN、PPO、NON、OPP、NNO、POP	$\pm u_{\mathrm{dc}}/3$
4	PPP、NNN	$\pm u_{\mathrm{dc}}/2$

2　基于代数调制的共模电压抑制策略

2.1　数学模型建立

对式(1)取开关周期平均得到输入侧和输出侧之间的调制矩阵为

$$\begin{bmatrix} u_{ao} \\ u_{bo} \\ u_{co} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} d_{\mathrm{a1}} & d_{\mathrm{a4}} \\ d_{\mathrm{b1}} & d_{\mathrm{b4}} \\ d_{\mathrm{c1}} & d_{\mathrm{c4}} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{M}} \begin{bmatrix} u_1 \\ -u_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} d'_{\mathrm{a1}} & d'_{\mathrm{a4}} \\ d'_{\mathrm{b1}} & d'_{\mathrm{b4}} \\ d'_{\mathrm{c1}} & d'_{\mathrm{c4}} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{M}'} \begin{bmatrix} u_1 \\ -u_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} X & Y \\ X & Y \\ X & Y \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{M}_0} \begin{bmatrix} u_1 \\ -u_2 \end{bmatrix} \tag{5}$$

式中：d_{i1} 和 d_{i4} 分别为 NPC 三电平变换器开关网络上下开关器件 S_{i1} 和 S_{i4} 的最终占空比；d'_{i1} 和 d'_{i4} 分别为开关网络上下开关器件 S_{i1} 和 S_{i4} 的初始占空比；X 和 Y 分别为加在上边开关 S_{i1} 和下边开关 S_{i4} 上的偏置量；$\boldsymbol{M}'$为过渡调制矩阵，用于合成期望的电压；$\boldsymbol{M}_0$ 为 1 个偏置矩阵，用于确保每个占空比满足物理约束。

根据变换器电压参考，可得非齐次线性方程组为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} u_1 & -u_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & u_1 & -u_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & u_1 & -u_2 \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} d'_{\mathrm{a1}} \\ d'_{\mathrm{a4}} \\ d'_{\mathrm{b1}} \\ d'_{\mathrm{b4}} \\ d'_{\mathrm{c1}} \\ d'_{\mathrm{c4}} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} u^*_{\mathrm{an}} \\ u^*_{\mathrm{bn}} \\ u^*_{\mathrm{cn}} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{b}} \tag{6}$$

式中：u^*_{in}(i = a, b, c) 为来自电流控制器的参考电压；$\boldsymbol{A}$ 为系数矩阵；$\boldsymbol{x}$ 为未知量列向量；$\boldsymbol{b}$ 为常数项列向量。

式(6)表明，占空比确定问题等价于非齐次方程组的求解问题。根据线性代数理论[24]，由于系数矩阵 $\boldsymbol{A}$ 的秩为 3，故该方程组存在 3 个自由变量，因此可以构造通解为

$$\boldsymbol{x}=\lambda_1\boldsymbol{h}_1+\lambda_2\boldsymbol{h}_2+\lambda_3\boldsymbol{h}_3+\boldsymbol{p} \tag{7}$$

式中：λ_1、λ_2 和 λ_3 为 3 个自由度；$\boldsymbol{h}_1$、$\boldsymbol{h}_2$ 和 $\boldsymbol{h}_3$ 为 6×1 矩阵，表示齐次方程组($\boldsymbol{Ax}$=0)的通解，$\boldsymbol{h}_1=[u_{\mathrm{an}}^*/u_1\ \ u_{\mathrm{an}}^*/u_2\ \ 0\ \ 0\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{h}_2=[0\ \ 0\ \ u_{\mathrm{bn}}^*/u_1\ \ u_{\mathrm{bn}}^*/u_2\ \ 0\ \ 0]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{h}_3=[0\ \ 0\ \ 0\ \ 0\ \ u_{\mathrm{cn}}^*/u_1\ \ u_{\mathrm{cn}}^*/u_2]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{p}$ 为非齐次方程组($\boldsymbol{Ax}$=$\boldsymbol{b}$)的特解，$\boldsymbol{p}=[u_{\mathrm{an}}^*/2u_1\ \ -u_{\mathrm{an}}^*/2u_2\ \ u_{\mathrm{bn}}^*/2u_1\ \ -u_{\mathrm{bn}}^*/2u_2\ \ u_{\mathrm{cn}}^*/2u_1\ \ -u_{\mathrm{cn}}^*/2u_2]^{\mathrm{T}}$。

因此，过渡调制矩阵 $\boldsymbol{M}'$可表示为

$$\boldsymbol{M}'=\begin{bmatrix}\lambda_1\dfrac{u_{\mathrm{an}}^*}{u_1}+\dfrac{u_{\mathrm{an}}^*}{2u_1} & \lambda_1\dfrac{u_{\mathrm{an}}^*}{u_2}-\dfrac{u_{\mathrm{an}}^*}{2u_2}\\ \lambda_2\dfrac{u_{\mathrm{bn}}^*}{u_1}+\dfrac{u_{\mathrm{bn}}^*}{2u_1} & \lambda_2\dfrac{u_{\mathrm{bn}}^*}{u_2}-\dfrac{u_{\mathrm{bn}}^*}{2u_2}\\ \lambda_3\dfrac{u_{\mathrm{cn}}^*}{u_1}+\dfrac{u_{\mathrm{cn}}^*}{2u_1} & \lambda_3\dfrac{u_{\mathrm{cn}}^*}{u_2}-\dfrac{u_{\mathrm{cn}}^*}{2u_2}\end{bmatrix} \tag{8}$$

2.2 自由度设计

为保证中点电压差 $\tilde{u}$ 的收敛性，结合式(2)和式(8)，将占空比和输入电压、电流代入到中点电压的动态方程中分析可得

$$\begin{aligned}C\frac{\mathrm{d}\tilde{u}}{\mathrm{d}t}=&-\left[(d_{\mathrm{a1}}+d_{\mathrm{a4}})i_{\mathrm{a}}+(d_{\mathrm{b1}}+d_{\mathrm{b4}})i_{\mathrm{b}}+(d_{\mathrm{c1}}+d_{\mathrm{c4}})i_{\mathrm{c}}\right]=\\&-\frac{4u_{\mathrm{dc}}}{u_{\mathrm{dc}}^2-\tilde{u}^2}(\lambda_1u_{\mathrm{an}}^*i_{\mathrm{a}}+\lambda_2u_{\mathrm{bn}}^*i_{\mathrm{b}}+\lambda_3u_{\mathrm{cn}}^*i_{\mathrm{c}})+\\&\frac{2\tilde{u}}{u_{\mathrm{dc}}^2-\tilde{u}^2}\left(\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}u_{in}^*i_i\right)\end{aligned} \tag{9}$$

式中，C 为直流侧电容。

本文中点电压的平衡原理在于通过调制自由度塑造中点电压动态方程为指数渐近稳定形式。根据经典控制理论，为了使电容电压差指数渐近稳定，选择调制自由度 λ_1、λ_2 和 λ_3 分别为

$$\lambda_1=\lambda_2=\lambda_3=\varepsilon\tilde{u}\Big/\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}u_{in}^*i_i \tag{10}$$

式中，$\varepsilon=\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}u_{in}^*i_i\Big/2u_{\mathrm{dc}}-K(u_{\mathrm{dc}}^2-\tilde{u}^2)$，$K$ 为可调系数。因此，中点电压动态可描述为

$$C\frac{\mathrm{d}\tilde{u}}{\mathrm{d}t}=\frac{\tilde{u}}{u_{\mathrm{dc}}^2-\tilde{u}^2}\left[-4\varepsilon u_{\mathrm{dc}}+2\left(\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}u_{in}^*i_i\right)\right]:=-K\tilde{u} \tag{11}$$

为分析式(11)的收敛原理及调制自由度大小与中点电压平衡的关系(即参数 K 的影响)，对式(11)进行求解，可以得到电容电压差值的时域表达式为

$$\tilde{u}(t)=\tilde{u}(0)\mathrm{e}^{-\frac{K}{C}t}:=\tilde{u}(0)\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \tag{12}$$

式中：τ 为时间常数，τ=C/K；$\tilde{u}(0)$ 为电容电压差值的初值。

由式(12)可见，当 τ>0(K>0)时，随着时间 t 增加，电容电压差最终将收敛为 0。不同 K 和固定电容值 C=1.0 p.u.下电容电压差的时域曲线如图 2 所示，不难发现 K 越大，τ 越小，电容电压差值动态收敛越快，中点电压平衡速度越快。

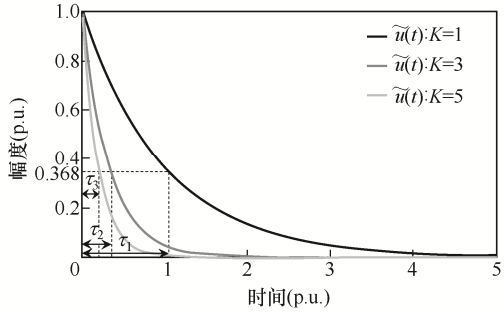


图 2 不同 K 和固定电容 C 条件下电容电压差的时域曲线

Fig. 2 Time-domain curves of capacitor voltage difference under different values of K and fixed value of C

2.3 偏置量选择

调制自由度 λ_1、λ_2 和 λ_3 的选择用于保证中点电压平衡，此时可以确定过渡调制矩阵 $\boldsymbol{M}'$。对于偏置矩阵 $\boldsymbol{M}_0$，根据占空比的物理约束规则，即 0≤d_{i1}≤1、0≤d_{i4}≤1 和 d_{i1}+d_{i4}≤1，可以确定偏置量 X 和 Y 的取值范围为

$$\begin{cases}X\geqslant-\min(d'_{\mathrm{a1}},d'_{\mathrm{b1}},d'_{\mathrm{c1}})=-\min_x\\ Y\geqslant-\min(d'_{\mathrm{a4}},d'_{\mathrm{b4}},d'_{\mathrm{c4}})=-\min_y\\ X+Y\leqslant1-\max(d'_{\mathrm{a1}}+d'_{\mathrm{a4}},d'_{\mathrm{b1}}+d'_{\mathrm{b4}},d'_{\mathrm{c1}}+d'_{\mathrm{c4}})\end{cases} \tag{13}$$

基于式(13)，可以绘制出偏置量 X 和 Y 的可行解区域，如图 3 所示。图中的阴影区域即为偏置量 X 和 Y 的可行解区域，不同 X 和 Y 的选择对应不同的调制方法，在功率质量、开关损耗等方面的调制效果也会不同。

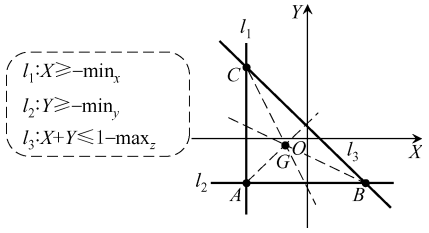


图 3　偏置量可行解区域示意

Fig. 3 Schematic of feasible range of offset signals

由图 3 可见，有 2 个比较典型的偏置量总能满足占空比约束，一个是顶点(A、B、C)，另一个是几何中心(G)。顶点 A 和几何中心 G 对应的偏移信号为

$$(X_A,Y_A)=(-\min_x,-\min_y) \tag{14}$$

$$(X_G,Y_G)=\left(\frac{1-2\min_x+\min_y}{3},\frac{1+\min_x-2\min_y}{3}\right) \tag{15}$$

在确定偏置量后，即可得到 2 种选择下的占空比如图 4 所示。图 4(a)为选择偏置量为顶点 A 时的占空比，可以发现 1 个调制周期内，总有 2 个开关处于关断状态；图 4(b)选择几何中心 G 为偏置量的解，占空比任意情况下均不为 0，每个调制周期内所有的开关均处于激活状态。比较图 4(a)和(b)，

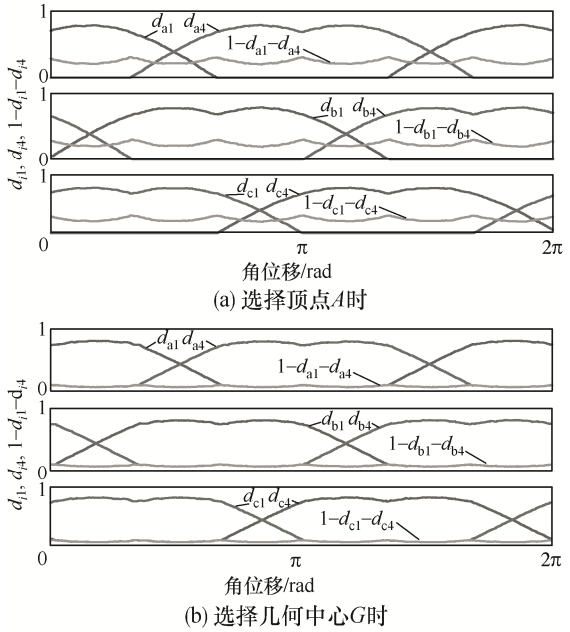


图 4　选择不同偏置量下的占空比示意

Fig. 4 Schematic of duty-cycle with selection of different offset signals

可得选择几何中心 G 为偏置量的偏置矩阵 $\boldsymbol{M}_0$ 会导致更多的开关次数，带来更高的开关损耗；而选择顶点(A、B、C)作为偏置量的解有助于降低开关损耗，进而降低系统的功率损耗。

2.4　开关序列分配

在变换器进入稳态工作后，2 个直流侧分立电容电压达到平衡，基于以上的代数调制框架，分析得到调制周期内各相各输出状态的导通占空比见表 2。按参考电压幅值的大小将三相划分为最大相、中间相和最小相，即 $u_{\max}=\max\{u_{\mathrm{an}}^*,u_{\mathrm{bn}}^*,u_{\mathrm{cn}}^*\}$，$u_{\mathrm{mid}}=\mathrm{mid}\{u_{\mathrm{an}}^*,u_{\mathrm{bn}}^*,u_{\mathrm{cn}}^*\}$，$u_{\min}=\min\{u_{\mathrm{an}}^*,u_{\mathrm{bn}}^*,u_{\mathrm{cn}}^*\}$，$d_{x\mathrm{p}}$、$d_{x\mathrm{n}}$、$d_{x\mathrm{o}}$($x$=max, mid, min)即各相 P 状态、N 状态和 O 状态对应的占空比。根据表 2 所示的调制周期内各相各输出状态的导通占空比，可以绘制出最大相、中间相和最小相的占空比如图 5 所示，最大相和最小相每隔 T/3(即 0.006 7 s 左右)变更 1 次，中间相每隔 T/6(即 0.003 3 s 左右)变更 1 次，尽管最大相、中间相和最小相在 a、b、c 三相之间不断切换，但它们的占空比分配是稳定的。并且由于所选偏置量的特殊性，最大相的占空比中 d_{maxn}=0，无 N 状态的存在，仅存在 P 状态和 O 状态的更替；最小相的占空比中 d_{minp}=0，无 P 状态的存在，仅存在 O 状态和 N 状态的更替，这两相工作在“两电平”模式；中间相的占空比均不为 0，P、O、N 状态均会出现，工作在“三电平”模式。该分析与 2.3 节分析一致，开关状态的减少会导致开关动作次数的减少，有利于降低开关损耗。

为获得各开关的驱动脉冲，需对开关序列进行分配。开关序列的分配将会影响到 NPC 三电平变

表 2　调制周期内各输出状态的导通时间

Tab. 2 Conduction time for each output state in one modulation period

相	$d_{x\mathrm{p}}$	$d_{x\mathrm{n}}$
max	$\frac{u_{\max}-u_{\min}}{2u_1}$	0
mid	$\frac{u_{\mathrm{mid}}-u_{\min}}{2u_1}$	$\frac{u_{\max}-u_{\mathrm{mid}}}{2u_2}$
min	0	$\frac{u_{\max}-u_{\min}}{2u_2}$

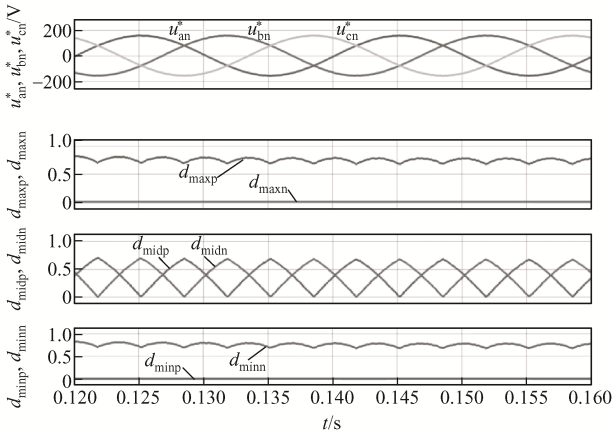
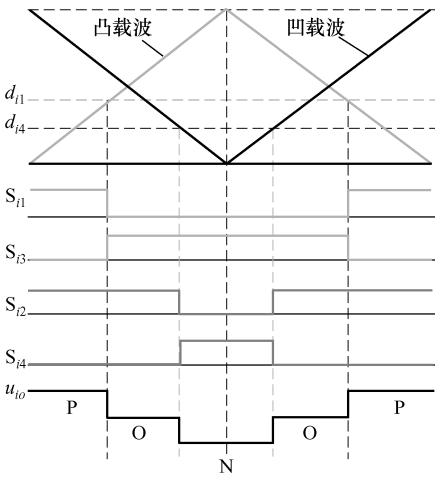


图 5 最大相、中间相和最小相的占空比

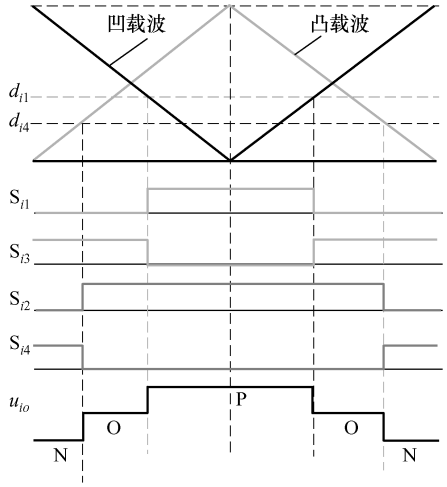
Fig. 5 Duty-cycles in maximum, intermediate and minimum phases

换器的共模电压特性。为了提高电流质量，采用双边对称的开关模式，且使用 2 个相位相反的载波，如图 6(a)所示。d_{i1} 与凸载波进行比较得到的 PWM 波，决定 S_{i1} 和 S_{i3} 的开通关断；d_{i4} 与凹载波比较得到的 PWM 波，决定 S_{i2} 和 S_{i4} 的开通关断；u_{io} 输出状态以“P-O-N-O-P”趋势变化。

将上述代数调制框架下得到的占空比与载波进行比较，可以得到期望的开关序列。若三相均采用图 6(a)所示的开关序列，则可得到最终的开关组合序列及对应的共模电压情况如图 7 所示。可见当三相均采用相同的载波时，在调制周期内会出现开关状态组合 PPO 和 ONN，使得产生的共模电压幅值高达直流侧电压的 1/3，因此导致的共模电流会损害相关电气设备。



(a) 原始开关序列安排



(b) 反向开关序列安排

图 6 开关序列安排示意

Fig. 6 Schematic of arrangement for switching sequences

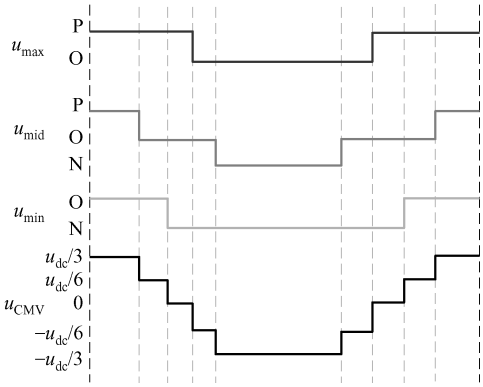


图 7 开关序列及其共模电压示意

Fig. 7 Schematic of switching sequence and corresponding CMV

根据表 1 可知，通过选择低共模电压对应的开关序列组合可以将共模电压降低至直流侧电压的 1/6 甚至是 0。为实现降低共模电压的目标，可以在开关序列分配上进行改进。如图 6(b)所示，通过改变中间相的开关序列，使这一相的开关序列与其他两相取反，即 d_{ip} 与凹载波进行比较，d_{in} 与凸载波进行比较，则该相输出状态从“P-O-N-O-P”趋势转变为“N-O-P-O-N”趋势。最大相和最小相仍按原来的“P-O-N-O-P”趋势变化，故可以生成 1 种新的三相开关组合序列。

在新的三相开关序列组合下，需分析对应的共模电压是否得到抑制，t_{xp}、t_{xn} 和 t_{xo} 为各相 P 状态、N 状态和 O 状态对应的导通时间，此时与 d_{xp}、d_{xn} 和 d_{xo} 等效。分析各相各输出状态之间的重叠区域

和非重叠区域以确定三相开关状态组合：①对于 t_{maxy} 和 t_{midy}(y=p, o, n)，$t_{maxo}<t_{mido}+t_{midp}$，但 t_{maxo} 与 t_{midp} 的大小关系不确定；②对于 t_{maxy} 和 t_{miny}，$t_{maxo}<t_{minn}$；③对于 t_{midy} 和 t_{miny}，$t_{midp}<t_{minn}$，但 $1-t_{midn}$ 与 t_{minn} 的大小关系不确定。

实现过程中为了避免上下开关管直通，会在管子的开通关断时间内加入死区，死区的加入会改变各相 P/O/N 状态的导通时间，进而影响开关状态的组合情况，因此需分析死区注入是否会导致共模电压超出控制范围。加入死区后的 P/O/N 状态导通时间如图 8 所示。

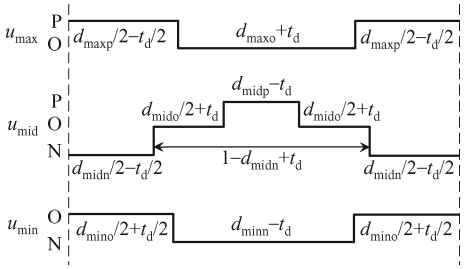


图 8　加入死区后的三相输出状态

Fig. 8 Three-phase output state with deadtime

由图 8 可见，在各相原来的 P、O、N 输出状态的导通时间中均分配或让渡了一定的死区时间，此时 t_{xp}、t_{xn}、t_{xo} 是 d_{xp}、d_{xn}、d_{xo} 和对应死区时间的组合。同理，对各相各输出状态间的重叠区域和非重叠区域进行比较分析以确定三相开关状态组合：①对于 t_{maxy} 和 t_{midy}，$t_{maxo}<t_{mido}+t_{midp}$，但 t_{maxo} 与 t_{midp} 的大小关系不确定；②对于 t_{maxy} 和 t_{miny}，因死区时间通常很小，不超过开关周期的 1%，故 $t_{maxo}<t_{minn}$；③对于 t_{midy} 和 t_{miny}，$t_{midp}<t_{minn}$，但 $1-t_{midn}$ 与 t_{minn} 的大小关系不确定。

基于以上分析，可见代数调制框架下死区注入前后的开关状态组合情况一致。在最大相和中间相、中间相和最小相的各输出状态的导通时间中各有 1 种大小关系不确定的组合，通过排列组合可以得到 4 种可能出现的三相开关状态组合。这 4 种组合情况及对应的共模电压如图 9 所示，由图可见，在所提调制策略下，表 1 中第 3 组和第 4 组高共模电压对应的开关状态组合均被避免，产生的每种开关状态组合对应的共模电压均在直流侧电压的 1/6 范围内。这一分析说明所提基于代数调制的策略能有效地对共模电压进行抑制，且死区的注入并不会导致额外的共模电压尖峰。

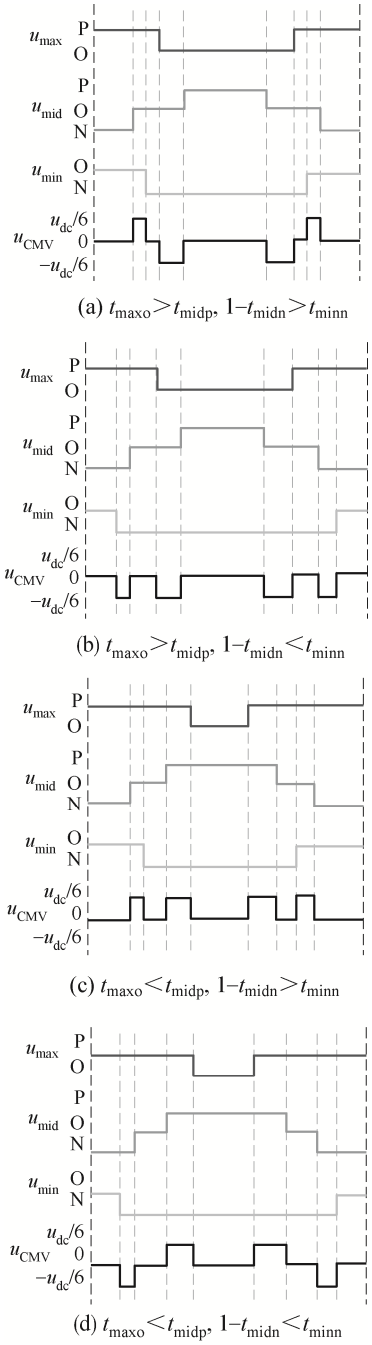


图 9　三相开关状态组合及对应的共模电压

Fig. 9 Combination of three-phase switching states and corresponding CMV

综上，所提调制策略的流程如图 10 所示。首先基于变换器的数学模型，得到初始调制矩阵；然后基于中点电压平衡约束，对调制自由度进行设

计；再根据占空比约束，选择合适的偏置矩阵；进而将偏置矩阵叠加至初始调制矩阵得到最终的占空比矩阵；最后将得到的占空比与 2 个三角载波信号进行比较，生成三电平变换器开关管的 PWM 驱动信号。所提代数调制策略易于理解，构成占空比的物理量电容电压 u_1、u_2 和三相电流 i_a、i_b、i_c 直接来自变换器的采样系统，调制信号 u_{an}^*、u_{bn}^* 和 u_{cn}^* 来自控制系统对采样量 u_{an}、u_{bn} 和 u_{cn} 的处理和输出，实现简单，且计算负担较小。

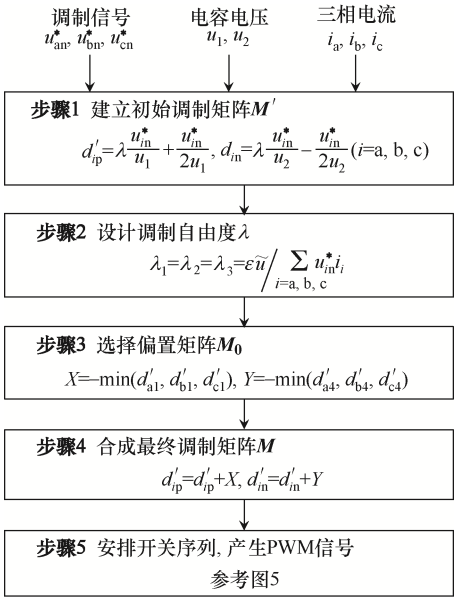


图 10 所提调制策略的流程

Fig. 10 Flow chart of the proposed modulation strategy

3 实验验证

为验证本文所提基于代数调制的共模电压抑制策略的有效性，在图 11 所示的 NPC 三电平实验平台上进行了验证。控制板采用 DSP TMS320F 28335 和 FPGA EP2C8T144C8N 为核心控制芯片；DSP 主要负责对电机的控制，并对采样信号进行运算处理，得到代数调制占空比信号并发送至 FPGA；FPGA 分配开关序列，将占空比信号调制处理后转化为 PWM 信号传送至驱动板，驱动开关器件动作。IGBT 模块 FS3L25R12W2H3_B11(英飞凌)用于构建 NPC 三电平主电路，并选择感应电机负载作为控制对象，同轴永磁同步电机连接 40 Ω 电阻模拟负载，主要参数见表 3。

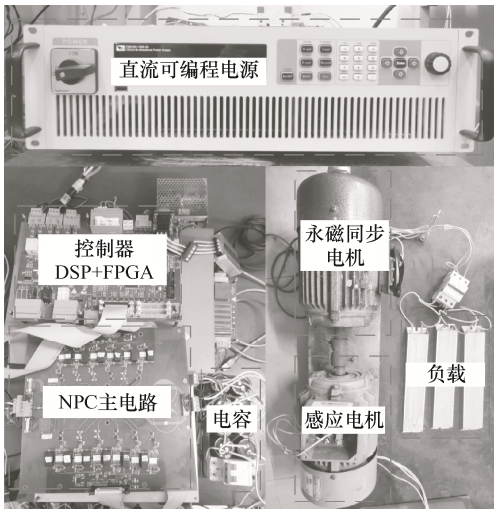


图 11 NPC 三电平变换器实验平台

Fig. 11 Experimental platform for NPC three-level converter

表 3 实验参数配置

Tab. 3 Configuration of experimental parameters

参数	数值
直流侧电压 u_{dc}/V	350
直流侧电容 C_1、C_2/μF	560
输出频率 f/Hz	50
极对数 N_p	2
定子电阻 R_s/Ω	6.4
转子电阻 R_r/Ω	4.8
励磁电感 L_{sr}/mH	0.5
定子电感 L_s/mH	0.575
转子电感 L_r/mH	0.575

图 12(a)和(b)给出了极端调制比和额定情况下三电平变换器直流侧 2 个分立电容电压 u_1 和 u_2 线电压 u_{ab}、相电流 i_a 的实验波形，此时直流侧电压的设定值分别为 280 V 和 350 V，对应调制比 m 分别为 0.96 和 0.77。由图 12 可见，变换器工作进入稳态时，2 个电容的电压分别稳定在 140 V 和 175 V，说明所提调制策略可以有效控制不同调制比范围下的中点电压平衡，且相电流 i_a 为正弦。图 12(c)和(d)对 2 种调制比下的 i_a 进行了快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)分析，可得 THD 分别为 3.10%和 1.71%，输出电能质量良好。

图 13(a)和(b)分别为原始代数调制策略[19]和本

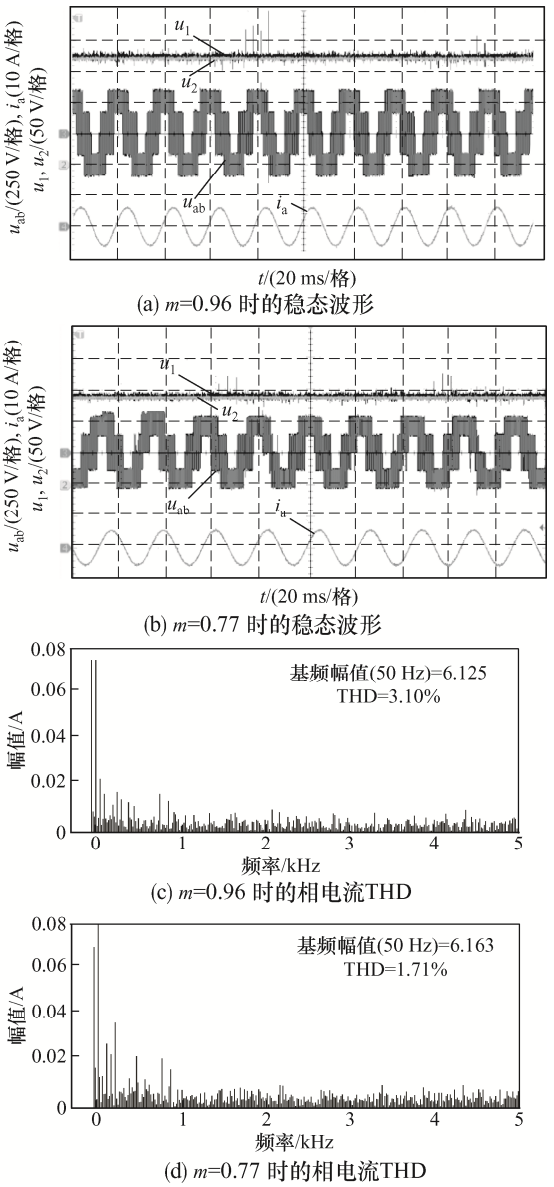


图 12　不同调制比下的中点电压、相电流及其谐波分析

Fig. 12 NPV, phase current and corresponding harmonic analysis at different modulation ratios

文所提基于代数调制的共模电压抑制策略下的三电平变换器共模电压实验波形。由图 13 可见，原始调制策略下的共模电压幅值在 120 V 左右，为直流侧电压的 1/3；应用所提调制策略后，共模电压幅值在 60 V 左右，为直流侧电压的 1/6，表明所提策略能有效降低共模电压。同时，为比较 2 种策略的谐波性能，对 2 个共模电压进行了 FFT 分析，如图13(c)所示。低频分量中，抑制共模电压的效果较为显著，因在三相正弦调制信号中，中间相更替周期为 $T/6$(f=50 Hz)，即三相之间开关序列的分

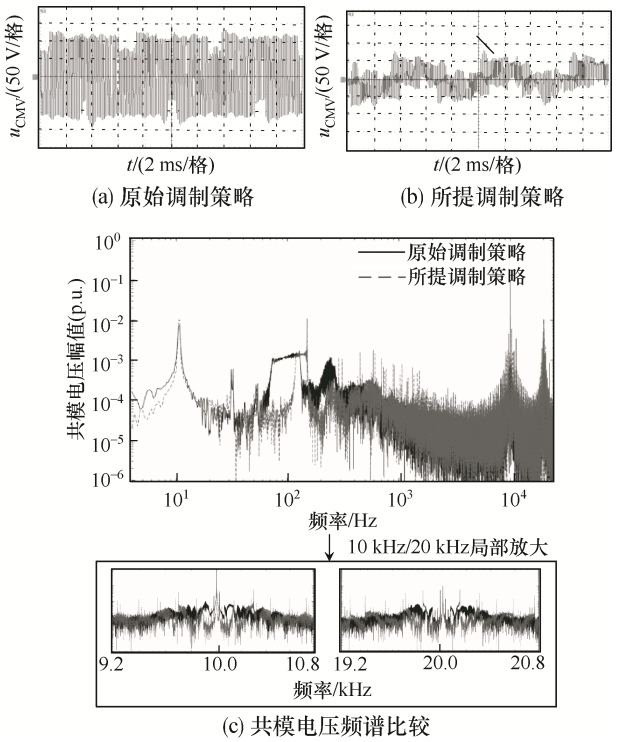


图 13　原始调制策略和所提调制策略下的共模电压分析

Fig. 13 CMV analysis under original and proposed modulation strategies

配方式每隔 $T/6$ 就会重新组合 1 次，进而造成该周期内共模电压的变化。同时，中间相开关序列的反向发生在每个开关周期 T_s(f_s=10 kHz)内，故而在高频分量中，共模电压主要集中在开关频率附近，从细节图中可以看出，所提调制策略能对 CMV 进行有效抑制，从而减轻电磁干扰带来的不良影响。

验证原始代数调制策略和所提共模电压抑制策略时，分别采集了各自调制比从 0.3 变化至 0.8 过程中的共模电压数据，并导入到 MATLAB 中进行分析、比较和处理，不同调制比下的共模电压最大值和有效值实验数据如图 14 所示。由图 14 可见，

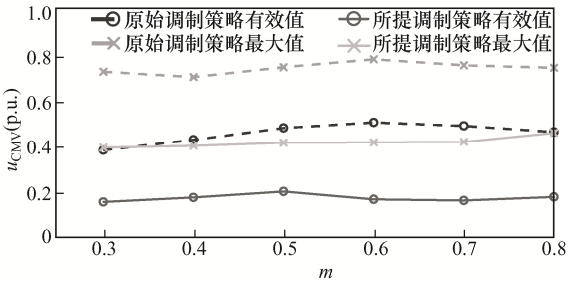


图 14　不同调制比下的共模电压比较

Fig. 14 Comparison of CMV at different modulation ratios

因避免使用高共模电压对应的开关状态组合，应用所提调制策略的共模电压在任意调制范围内均低于仅使用原始调制策略时的共模电压。

基于 DSP TMS320F28335 控制平台，对所提基于代数调制的方案和其他调制方案(包括 NTV[16]、NTV2[19]和 DM-CBM[21])的计算时间进行测量对比，所得测量结果见表 4。由表 4 可知，基于代数调制的方案所需的执行时间最短，证明了该方法在计算量方面的优势。产生这一优势的根本原因在于基于代数调制的控制方案在实施过程中无需额外的 NPV 控制器、三角函数运算和输入电压扇区判断。

表 4 所提方法与其他调制方案的执行时间对比

Tab. 4 Comparison of execution time between proposed method and other modulation schemes

方法	执行时间/μs
NTV[16]	26.07
NTV2[19]	27.41
DM-CBM[21]	34.46
所提方法	13.43

4 结语

针对 NPC 三电平变换器电机系统的共模电压问题，本文提出了 1 种基于代数调制的共模电压抑制策略，能够在保证中点电压良好平衡特性的前提下，将共模电压抑制在直流侧电压的 1/6 范围内。该策略在通用的代数调制框架下调整调制自由度和偏置量实现中点电压自平衡，改变中间相的开关序列获得低共模电压对应的开关状态组合以降低共模电压。所提调制策略无需额外的控制器，计算简单，因此低成本数字处理器即可满足计算要求，降低了成本。实验结果表明：在全调制比范围内，所提调制策略均可实现中点电压良好的平衡效果和较低的电流 THD，并可有效地抑制共模电压幅值；高频分量和低频分量上的共模电压幅值均能有效降低，特别是工作频率及其倍数附近的分量。本文所提策略兼顾中点电压平衡和共模电压抑制，但抑制初衷仅聚焦于幅值的降低，且在共模电压高频分量上的抑制效果并不十分显著，后续可进一步探究代数调制框架下频率层面的共模电压抑制策略。

参考文献：

[1] 朱宏, 李永东, 王奎, 等. 多电平变换器 PWM 控制技术研究现状综述及最新进展[J]. 电源学报, 2021, 19(4): 45-54.
Zhu Hong, Li Yongdong, Wang Kui, et al. Overview of PWM control technology for multi-level converters and its recent progress [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(4): 45-54. (in Chinese)

[2] 严成, 徐德鸿. T 型三电平光伏逆变器适应低电压穿越的调制策略探讨[J]. 电源学报, 2016, 14(1): 1-9.
Yan Cheng, Xu Dehong. Modulation scheme for low voltage ride through of T-type three-level PV inverter [J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(1): 1-9. (in Chinese)

[3] 董志强, 王琛琛, 周明磊, 等. 基于 SHEPWM 的三电平三相逆变器中点电位主动平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1147-1158.
Dong Zhiqiang, Wang Chenchen, Zhou Minglei, et al. Active neutral-point voltage balance control strategy for three-level three-phase inverter under SHEPWM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1147-1158. (in Chinese)

[4] 孙全增, 张志锋. 双三相永磁同步电机低共模电压模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3708-3722.
Sun Quanzeng, Zhang Zhifeng. Low common-mode voltage model predictive current control for dual three-phase permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3708-3722. (in Chinese)

[5] 马保慧, 李宁, 田博文, 等. 三电平 NPC 变换器电流纹波与 EMI 优化调制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 60-68.
Ma Baohui, Li Ning, Tian Bowen, et al. Optimized modulation strategy for current ripple and EMI of three-level NPC converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6):60-68. (in Chinese)

[6] 叶少茜, 张希, 朱翀. 兼顾共模电压抑制与中性点电压平衡的 T 型三电平逆变器 DPWM 策略[J]. 电源学报,

2024, 22(5): 133-142.
Ye Shaoqian, Zhang Xi, Zhu Chong. DPWM strategy for T-type three-level inverter considering common-mode voltage reduction and neutral-point voltage balance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5):133-142. (in Chinese)

[7] Chen Henglin, Wang Tao. Estimation of common-mode current coupled to the communication cable in a motor drive system [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018, 60(6): 1777-1785.

[8] Du Sixing, Wu Bin, Zargari N R. Common-mode voltage elimination for variable-speed motor drive based on flying-capacitor modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 5621-5628.

[9] 高锋阳, 杨凯文, 宋志翔, 等. 非隔离型光伏并网逆变器漏电流抑制控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 51-60.
Gao Fengyang, Yang Kaiwen, Song Zhixiang, et al. Control strategy for leakage current suppression in non-isolated grid-connected photovoltaic inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 51-60. (in Chinese)

[10] 肖华锋, 王晓标, 张兴, 等. 非隔离光伏并网逆变技术的现状与展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(4): 1038-1054, 1397.
Xiao Huafeng, Wang Xiaobiao, Zhang Xing, et al. State-of-the-art and future trend of transformerless photovoltaic grid-connected inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(4): 1038-1054, 1397. (in Chinese)

[11] 王宝诚, 郭小强, 杨勇, 等. 三电平四桥臂光伏逆变器漏电流抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(14): 4194-4201, 4325.
Wang Baocheng, Guo Xiaoqiang, Yang Yong, et al. Research on leakage current suppression for three-level four-leg PV inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(14): 4194-4201, 4325. (in Chinese)

[12] 宋声远, 唐圣学, 姚芳. 基于中性点电容的三相光伏逆变器漏电流抑制[J]. 电源学报, 2022, 20(1): 83-90.
Song Shengyuan, Tang Shengxue, Yao Fang. Leakage current suppression of three-phase photovoltaic inverter based on neutral-point capacitance [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(1): 83-90. (in Chinese)

[13] Bendre A, Krstic S, Vander Meer J, et al. Comparative evaluation of modulation algorithms for neutral-point-clamped converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(2): 634-643.

[14] Kai Li, Zhao Jiancheng, Wu Wenjie, et al. Performance analysis of zero common-mode voltage pulse-width modulation techniques for three-level neutral point clamped inverters [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(14): 2654-2664.

[15] Zhang Haoran, Von Jouanne A, Dai Shaoan, et al. Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(6): 1645-1653.

[16] Qin Changwei, Zhang Chenghui, Chen Alian, et al. A space vector modulation scheme of the quasi-Z-source three-level T-type inverter for common-mode voltage reduction [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 8340-8350.

[17] 邱继浪, 何英杰, 焦乾明, 等. 非隔离型三电平逆变器漏电流抑制与中点电位平衡控制[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(17): 161-170.
Qiu Jilang, He Yingjie, Jiao Qianming, et al. Leakage current suppression and balance control of neutral point potential for three-level transformerless inverter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(17): 161-170. (in Chinese)

[18] Wang Jinping, Zhai Fei, Wang Jianing, et al. A novel discontinuous modulation strategy with reduced common-mode voltage and removed DC offset on neutral-point voltage for neutral-point-clamped three-level converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7637-7649.

[19] 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.

[20] 陈嘉楠, 蒋栋, 孙伟, 等. 一种抑制奇数多电平变换器共模噪声的通用调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4695-4706.

Chen Jianan, Jiang Dong, Sun Wei, et al. A general modulation strategy for suppressing common-mode noise of odds multilevel converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(13): 4695-4706. (in Chinese)

[21] Tsai M J, Chen H C, Tsai M R, et al. Evaluation of carrier-based modulation techniques with common-mode voltage reduction for neutral point clamped converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3268-3275.

[22] 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.

[23] Xiong Wenjing, Zhu Xin, Lin Jianheng, et al. An algebraic modulation strategy for 3L-NPC converters with inherent neutral-point voltage balance capability [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 7533-7539.

[24] Meyer C D. Matrix Analysis and Applied Linear Algebra: Chapter 2-Rectangular Systems and Echelon Forms [M]. vol. 71. Philadelphia, PA, USA: SIAM, 2000.



熊文静

作者简介：

熊文静(1991—)，女，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：电力电子变换器的调制与控制策略，非正常工况下电压型逆变器的控制策略。E-mail：csu.xiong@163.com。

朱欣(1998—)，女，硕士研究生。研究方向：电力电子变换器的调制与控制策略。E-mail：csu_zhuxin0422@163.com。

林建亨(1994—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，讲师。研究方向：电力电子变换器的建模与控制。E-mail：ljhljh@csu.edu.com。

粟梅(1967—)，女，博士，教授。研究方向：电力电子系统及控制。E-mail：sumeicsu@csu.edu.cn。

李鼎文(1988—)，男，本科，工程师。研究方向：控制部件系统设计与试验。E-mail：dingwen_li@sina.com。

张明(1986—)，男，本科，高级工程师。研究方向：控制器设计与试验。E-mail：ibaylor@163.com。

(责任编辑：耿越)