DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.36 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

高调制深度下三电平 NPC 逆变器中点电位快速均衡控制

杨 清[1]，黄景涛[1](中国电源学会高级会员)，关海平[2]，
蒋广旭[1]，刘 帅[1]
(1.河南科技大学电气工程学院，洛阳 471023；2.通辽电投发电有限责任公司，通辽 028001)

摘要：针对常规虚拟空间矢量脉宽调制 VSVPWM(virtual space vector pulse-width modulation)在高调制深度下，母线中点电位存在不可控区域问题，提出 1 种可在整个线性调制区实现中点电位快速均衡的优化型 VSVPWM 算法。基于 VSVPWM 母线中点电位均衡原理重构虚拟中矢量，为保证重构后虚拟中矢量的均压性能，同时提高算法对系统参数摄动的适应性，设计用于中点电压闭环控制的模糊推理确定重构因子对 VSVPWM 进行优化。即使在直流母线电容不对称情况下，优化型 VSVPWM 仍可实现线性调制区全范围的快速均压控制。进一步在 60°坐标系内对算法简化，参考电压矢量子区域的判断条件、伏秒平衡方程组从 30 个减少至 5 个。实验结果表明，该控制策略具有良好性能，均压调节时间显著降低，直流母线中点电位稳态偏差可控制在 1.14%内，相较于传统 VSVPWM，并网电流总谐波含量更低。

关键词：三电平 NPC 逆变器；中点电位均衡；虚拟中矢量；重构因子；模糊推理

Fast Neutral-point Potential Balancing Control of Three-level NPC Inverter Under High Modulation Depth

YANG Qing[1], HUANG Jingtao[1], *Senior Member*, *CPSS*, GUAN Haiping[2], JIANG Guangxu[1], LIU Shuai[1]
(1. College of Electrical Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China; 2. Tongliao SPIC Power Generation Co., Ltd., Tongliao 028001, China)

Abstract: To solve the problem of uncontrollable area of bus neutral-point potential under high modulation depth of conventional virtual space vector pulse-width modulation (VSVPWM), an optimized VSVPWM algorithm was proposed to realize the rapid balance of neutral-point potential in the whole linear modulation area. A virtual medium vector was reconstructed based on the principle of VSVPWM bus neutral-point potential balancing. To ensure the voltage equalization performance of the reconstructed virtual medium vector while improving the adaptability of the algorithm with respect to the perturbation of system parameters, the fuzzy reasoning for the closed-loop control of neutral-point potential was designed to determine the reconstruction factor for optimizing the VSVPWM. Even in the case of asymmetric DC bus capacitance, the optimized VSVPWM can realize rapid voltage equalization control in the full range of the linear modulation region. The algorithm was further simplified in a 60° coordinate system, so that the number of subsector judgment conditions of reference voltage vector and volt-second equilibrium equations can be reduced from 30 to 5. Experimental results show that the proposed control strategy has good performance, the voltage equalization regulation time is significantly reduced, and the steady-state deviation of DC bus neutral-point potential can be controlled within 1.14%. In addition, the total harmonic distortion of grid-connected current is lower compared with that under the conventional VSVPWM.

Keywords: Three-level NPC inverter; neutral-point potential balancing; virtual medium vector; reconstruction factor; fuzzy reasoning

收稿日期：2022-11-08；**修回日期**：2023-02-08；**录用日期**：2023-03-16；**网络首发日期**：2023-05-26
基金项目：国家自然科学基金资助项目(U1504617)；教育部产学合作协同育人项目(202101222007)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant U1504617; Industry-university Cooperative Education Program of the Ministry of Education under the grant 202101222007

中点箝位 NPC(neutral-point clamped)型三电平并网逆变器由于在体积、制造成本、控制方式等多个方面都存在一定优势，因此在工业中应用较为普遍[1-2]。NPC 型三电平并网逆变器由于其自身结构存在中点电位不平衡的问题，中点电位偏移影响并网的电能质量，导致功率器件的开关应力增加，其波动过大也会导致直流侧电容的使用寿命显著降低[3-5]。

实现母线中点电位均衡控制有基于改进拓扑结构的硬件实现方法和基于软件控制实现方法。在硬件上进行拓扑改进往往需要增加额外电路[6-7]，相较于软件控制实现，增加了并网逆变器的体积和成本。软件实现中点电位控制一般分为 3 类：改进的模型预测控制[8-9]、注入零序电压的载波调制法[10-11]、改进的空间矢量调制法[12-14]。改进的模型预测控制，一般通过开关状态所对应的中点电位控制情况，在代价函数中引入中点电位控制项，遍历寻优后获得既能保证电能质量又能兼顾中点电位控制的开关状态，但代价函数中的权重选择较难，且开关状态不固定给后续滤波带来一定难度。注入零序电压的载波调制法往往需要分析不同功率因数下的零序电压注入量，注入的零序电压有时会影响最大线性调制范围。改进空间矢量调制法一般不用考虑功率因数的影响，在每个控制周期内对冗余小矢量的作用时间进行分配，实现中点电位均衡控制。常规空间矢量调制及虚拟空间矢量调制在直流侧电容不对称时，中点电位的均衡作用减弱，并且随着调制深度的增加，均压性能下降，同时空间矢量调制中参考电压矢量的扇区判断及分解合成计算需要运用大量的三角函数计算，计算量较大[15-17]。

综上，本文提出 1 种高调制深度下三电平 NPC 逆变器中点电位快速均衡控制策略。首先，通过模糊推理规则对虚拟矢量进行重构，提高算法对模型参数变化的适应性。重构的虚拟矢量能够实现整个线性调制区内的中点电位控制，模糊控制优良的动态响应特性提高了中点电位均衡的快速性，优化后的 VSVPWM 克服了随着调制深度增加，冗余矢量使用减小带来的中点电位控制性能下降的问题。然后，在 60° 坐标系内，利用空间矢量的旋转对称性对子区域判断条件、伏秒平衡方程进行归纳，进而简化算法，并调整空间矢量分区以保证重构后虚拟矢量选择的准确性。最后，使用常规 VSVPWM、小矢量均压的 VSVPWM 与优化后的 VSVPWM 在直流侧电容不对称情况下，针对高调制深度进行中点电位均衡性能比较，验证了本文所提算法的正确性与有效性。

1　直流母线中点电位均衡原理分析

1.1　VSVPWM 原理

NPC 型三电平并网逆变器拓扑及虚拟空间矢量分布如图 1 所示。图中：V_{dc} 为直流侧电压；O 为直流侧中点；i_{la}、i_{lb}、i_{lc} 为逆变器的三相输出电流；u_p 为直流侧电容 C_1 上的电压；u_n 为直流侧电容 C_2 上的电压。如图所示，零矢量及大矢量作用时，网侧电流没有在直流母线电容中点形成环路，不会对中点电位造成影响。在空间矢量脉宽调制过程中，使用中矢量和小矢量会对中点电位造成影响。VSVPWM 基于以上思路，选择合适的基本电压矢量进行组合，保证在 1 个控制周期内，组合出的虚拟矢量作用时，流入直流母线中点的电流平均值为 0，以保证母线中点电位平衡。以扇区 I 为例，虚拟零矢量 V_{Z0} 选取 OOO；2 个虚拟大矢量 V_{ZL1}、V_{ZL2} 选取为 PNN、PPN；虚拟小矢量 V_{ZS1} 合成规则为(POO+ONN)/2，结合矢量对应的拓扑简化图，通过控制 2 种冗余矢量作用时间相同，在 1 个控制周期内，使得流入母线中点电位的电流平均值为 0，不对中点电位造成影响，其余虚拟小矢量同理；虚拟中矢量 V_{ZM1} 的合成规则为(PON+PPO+ONN)/3，3 种空间电压矢量的作用时间相同，由于其为三相三线制结构，因此流入母线中点电位的电流为 $i_{la}+i_{lb}+i_{lc}=0$。综上，常规 VSVPWM 通过控制每个调制周期内流入流出母线中点电位电流的平均值为 0 来实现对中点电位的控制。

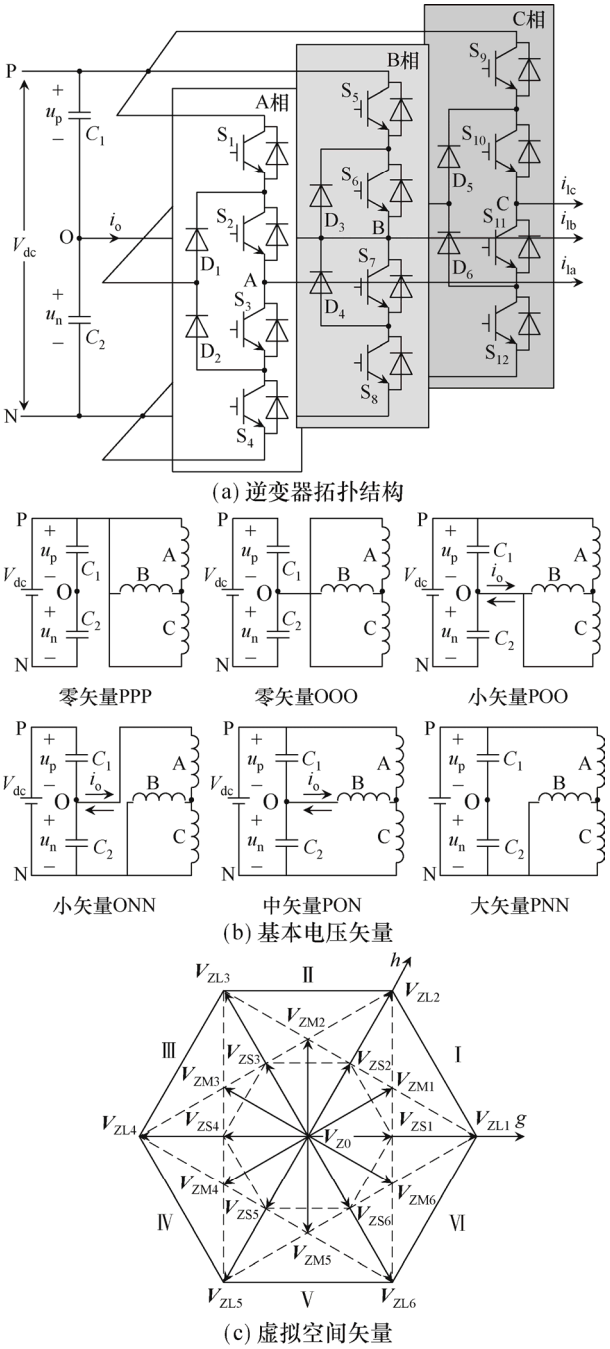


图 1 NPC 型三电平并网逆变器拓扑及虚拟空间矢量分布

Fig. 1 Topology of NPC three-level grid-connected inverter, and distribution of virtual space vectors

1.2 VSVPWM 在不同调制深度下中点电位平衡情况

在小矢量、中矢量作用时，中点电流 i_o 为相电流，点位波动情况可表示为

$$\Delta u=\frac{1}{2}(u_p-u_n)=\frac{1}{2C}\int i_o\mathrm{d}t=\frac{\Delta Q_o}{2C} \tag{1}$$

式中：C 为母线电容；i_o 为流出中点的电流；ΔQ_o 为中点电荷变化量。并网电流越大中点电位波动越严重。对并网电路使用基尔霍夫定律可得逆变器输出电流方程，采用前向欧拉法对逆变器输出电流方程离散化，可得不同矢量作用时逆变器输出电流变化情况为

$$i_l(k+1)=i_l(k)+\frac{T_{uo}}{L_l}\left[u_o(k)-u_C(k)\right] \tag{2}$$

式中：$i_l(k)$为 k 时刻逆变器输出电流；$i_l(k+1)$为 $k+1$ 时刻逆变器输出电流；u_o 为逆变器输出电压，该值由此时作用的空间矢量决定；u_C 为滤波电容两端电压；T_{uo} 为该矢量的作用时间；L_l 为滤波电感。在 1 个控制周期内，采用 5、7 或 9 段式输出次序时，冗余矢量次序一般不相邻，常规 VSVPWM 在每个控制周期都存在中点电位控制的微小偏差，偏差累积进一步使得中点电位不平衡。综上，应对不同调制深度情况下 VSVPWM 的中点电位均衡控制效果进行分析研究，根据图 2 中虚拟矢量分布情况，将调制深度分为 3 种情况进行分析。

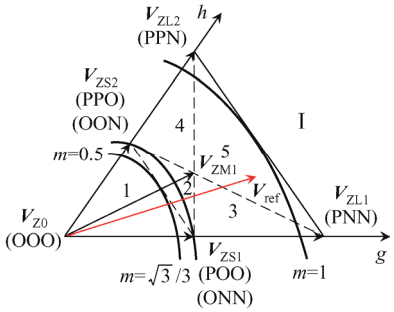


图 2 60°坐标系下第Ⅰ扇区矢量

Fig. 2 Vectors of Sector Ⅰ in 60° coordinate system

当调制深度 m 在区间[0, 0.5]内时，参考电压矢量 $\boldsymbol{V}_{ref}$在任一扇区都是由 2 个虚拟小矢量和 1 个零矢量合成，有研究表明通过配置冗余矢量的作用时间可在单个调制周期内实现完全平衡[12-14]。当调制深度 m 在区间[0.5, $\sqrt{3}/3$]内，且参考电压矢量由 2 个虚拟小矢量和 1 个零矢量合成时，可在单个调制周期内实现完全平衡；而当参考电压矢量由 2 个虚拟小矢量和 1 个虚拟中矢量合成时，以图 2 为例，每个控制周期虚拟中矢量的作用时间为

$$T_{ZM1}=3T_s\{m\cdot[2\sin(\theta+\pi/3)-1]\} \tag{3}$$

式中：T_s 为调制周期；θ 为参考电压矢量与第Ⅰ扇

区基准轴之间的角度。由于$i_{la}+i_{lb}+i_{lc}=0$，虚拟中矢量作用时无法对中点电位偏差进行控制。在该扇区内 θ 的取值范围为[0, π/3]，则式(3)中的$[2\sin(\theta+\pi/3)-1]$恒大于 0，所以随着调制深度 m 的增加 T_{ZM1} 也增大，中点电位的可控时间就越少。当调制深度 m 在区间[$\sqrt{3}/3$, 1]内时，参考电压矢量可以运行在第Ⅰ扇区的 2、3、4、5 子区域内，2 区域内的虚拟中矢量作用时间如式(3)；3、4 区域内参考电压矢量合成规则相同，根据伏秒平衡方程可得虚拟中矢量的作用时间 T_{ZM1} 与虚拟小矢量 $\boldsymbol{V}_{ZS1}$、$\boldsymbol{V}_{ZS2}$ 的作用时间 T_{ZS1}、T_{ZS2} 分别为

$$\begin{cases} T_{ZM1}=3T_s m\sin\theta & n=3 \\ T_{ZS1}=T_s(2-\sqrt{3}m\cos\theta-3m\sin\theta) & n=3 \\ T_{ZM1}=3T_s m\sin(\pi/3-\theta) & n=4 \\ T_{ZS2}=T_s(2-2\sqrt{3}m\cos\theta) & n=4 \end{cases} \tag{4}$$

式中，n 为子区域编号。由式(4)可知，在 3、4 子区域内，随着调制深度 m 的增加，中点电位的可控时间减少。当参考电压矢量运行在子区域 5 时，参考电压矢量由虚拟中矢量及 2 个虚拟大矢量合成，1 个调制周期内，虚拟中矢量的作用时间为

$$T_{ZM1}=3T_s[1-m\sin(\theta+\pi/3)] \tag{5}$$

由此可知，在区域 5 内随着调制深度 m 的增加，虚拟中矢量作用时间减少，但在该区域内没有使用虚拟小矢量，使用冗余矢量主动均压的方法受到限制，导致参考电压矢量在区域 5 内运行时，无法对中点电位进行均压控制。

由上述分析可得，常规 VSVPWM 在区域 1 内可实现中点电位均衡控制；区域 2、3、4 内随着调制深度 m 增加，对中点电位的控制能力下降；区域 5 内，母线中点电位呈现不可控状态。为实现在高调制深度下始终能够对中点电位进行有效控制，需要对虚拟矢量进行重新构造。

2　基于模糊推理的均压控制策略

2.1　虚拟空间矢量的重新构造

本文在使用虚拟小矢量主动均压的基础上，对虚拟中矢量进行重构，保证整个扇区内都可以进行电位均衡控制。以扇区Ⅰ为例，重构关系为

$$\boldsymbol{V}_{ZM1}=\frac{1+\upsilon}{3}\boldsymbol{V}_{PPO}+\frac{1+\tau}{3}\boldsymbol{V}_{ONN}+\frac{1}{3}\boldsymbol{V}_{PON} \tag{6}$$

式中，τ、υ 为中矢量重构因子，其取值范围为[−1, 1]。由重构式(6)结合 1.1 节空间电压矢量对应拓扑可知，在子区域 5 内，每个调制周期重构后的虚拟中矢量使得中点电荷变化量为

$$\Delta Q_o=\frac{1+\upsilon}{3}T_{ZM1}i_{lc}+\frac{1+\tau}{3}T_{ZM1}i_{la}+\frac{1}{3}T_{ZM1}i_{lb} \tag{7}$$

将式(7)代入式(1)可得

$$\Delta u=\frac{\frac{1+\upsilon}{3}T_{ZM1}i_{lc}+\frac{1+\tau}{3}T_{ZM1}i_{la}+\frac{1}{3}T_{ZM1}i_{lb}}{2C}=\frac{T_{ZM1}(\upsilon i_{lc}+\tau i_{la})+T_{ZM1}(i_{la}+i_{lb}+i_{lc})}{6C} \tag{8}$$

由 $i_{la}+i_{lb}+i_{lc}=0$，提取出式(8)中的母线中点电位可控部分，即

$$\Delta u=\frac{T_{ZM1}(\upsilon i_{lc}+\tau i_{la})}{6C} \tag{9}$$

由式(9)结合 1.2 节可知，当中点电位存在偏差时，通过调节 τ、υ 的值，可实现全线性调制区内的母线中点电位控制。实际中，直流母线电容因制造工艺、运行老化等可能导致母线电容实际值和标称值存在偏差，导致式(1)不再适用，其次电网三相不是标准对称，公共耦合点后负载及逆变器切入切出时线路阻抗变化导致三相并网不对称情况，使用式(7)、式(9)准确计算 τ、υ 较为困难。为此，通过设计 1 个模糊推理控制器来确定 τ、υ，减弱对系统实际参数的依赖，使用模糊推理根据中点电位偏差大小，实时对 τ、υ 进行调整，满足中点电位均衡控制的动态及稳态性能要求。

重构因子的选择决定了均压效果的强弱，本文设计二维模糊控制器，选择母线中点电位电压差和该电压差的变化率作为模糊均压控制器输入，根据中点电位实时偏差，基于模糊推理对 τ、υ 进行调整，整个闭环控制如图 3 所示。图中：e 为母线中点电位设定值与实际中点电位值的偏差；c_e 为 e 的变化率；$e_{(pu)}$ 为量化后的中点电位的电压差；$c_{e(pu)}$

为量化后的中点电位的电压差变化率；E 为模糊化后中点电位偏差所对应的语言变量；C_E 为模糊化后中点电位的电压差变化率所对应的语言变量；Y 为经过模糊规则判断后输出的重构因子对应的语言变值；τ'、υ' 为 Y 解模糊后的重构因子具体输出值；τ、υ 为经过逆变器输出电流修正后的重构因子。

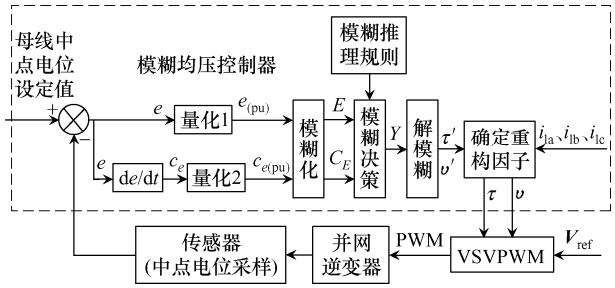


图 3 模糊均压控制框图

Fig. 3 Block diagram of fuzzy voltage equalization control

模糊均压过程如下：首先通过量化因子将中点电位偏差及偏差的变化率转化到一定的论域中，便于后续模糊规则的设定，这里设置模糊控制器中模糊变量的论域为[−10，10]；然后将 $e_{(\mathrm{pu})}$、$c_{e(\mathrm{pu})}$与 E、C_E模糊子集中的语言值通过隶属度函数对应起来，设置模糊控制器输入输出的模糊子集为{负大，负中，负小，零，正小，正中，正大}，记为{NB，NM，NS，ZO，PS，PN，PB}；结合直流母线中点电位偏差不同情况下的控制要求，确定虚拟中矢量重构因子的模糊推理规则。由式(9)可知，中点电位偏差越大，则重构因子应反方向调整幅度也越大，为避免过度调节，还需考虑中点电位偏差的变化趋势。综上，建立模糊推理规则见表 1。

表 1 重构因子选取模糊规则

Tab. 1 Fuzzy rules for reconstruction factor selection

Y		C_E						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
E	NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
	NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
	NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
	ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
	PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
	PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
	PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

推理语言采用“If A and B then C”的语言格式，根据表 1 的规则，使用 Mamdani 推理方法得到模糊变量，采用高度法将模糊推理得到的模糊变量转化为精确量 τ'、υ'，2 个重构因子都是作用在正小矢量上的分配，可以共用 1 个模糊推理系统，重构因子的输出空间曲面如图 4 所示。

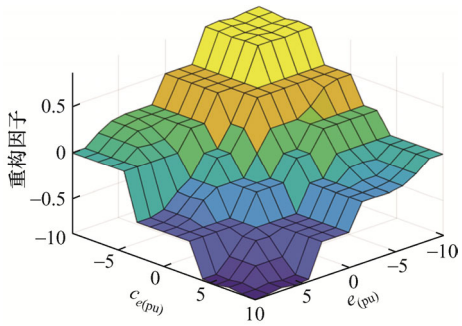


图 4 重构因子的输出空间曲面

Fig. 4 Output space surface of reconstruction factor

由图 1 可知，正小矢量对应的拓扑结构可能有 2 种母线中点电流的流向，所以需要对逆变器输出电流进行采样确定电流流向，进而对模糊重构因子的输出值进行修正，修正方式为

$$\begin{cases}\tau = k_\tau \tau' \\ \upsilon = k_\upsilon \upsilon'\end{cases} \tag{10}$$

式中，k_τ、k_υ 为符号修正系数。规定中点电流流出母线中点的方向为正，则 k_τ、k_υ 的取值规则见表 2。

表 2 符号修正系数规则

Tab. 2 Rules for sign correction coefficients

扇区	电流方向	符号修正系数
Ⅰ、Ⅵ	$i_{\mathrm{la}}>0$	$k_\tau=1$
Ⅰ、Ⅵ	$i_{\mathrm{la}}<0$	$k_\tau=-1$
Ⅱ、Ⅲ	$i_{\mathrm{lb}}>0$	$k_\tau=1$
Ⅱ、Ⅲ	$i_{\mathrm{lb}}<0$	$k_\tau=-1$
Ⅳ、Ⅴ	$i_{\mathrm{lc}}>0$	$k_\tau=1$
Ⅳ、Ⅴ	$i_{\mathrm{lc}}<0$	$k_\tau=-1$
Ⅰ、Ⅱ	$i_{\mathrm{lc}}>0$	$k_\upsilon=1$
Ⅰ、Ⅱ	$i_{\mathrm{lc}}<0$	$k_\upsilon=-1$
Ⅲ、Ⅳ	$i_{\mathrm{la}}>0$	$k_\upsilon=1$
Ⅲ、Ⅳ	$i_{\mathrm{la}}<0$	$k_\upsilon=-1$
Ⅴ、Ⅵ	$i_{\mathrm{lb}}>0$	$k_\upsilon=1$
Ⅴ、Ⅵ	$i_{\mathrm{lb}}<0$	$k_\upsilon=-1$

基于上述模糊推理确定的虚拟中矢量重构因子可实现中点电位均压闭环控制。同理，通过分析虚拟小矢量的均压原理，根据以上设计规则确定虚

拟小矢量的均压因子，分配冗余矢量的作用时间，可提高均压速度。

2.2 虚拟空间矢量区域划分及电压矢量输出次序选择

为简化子区域判断条件，把空间矢量图在直角(α-β)坐标下进行归一化处理，根据空间矢量的旋转对称性，通过旋转变换可把参考电压矢量所在扇区旋转到扇区Ⅰ内进行计算，参考电压矢量子区域判断条件与伏秒平衡，方程组个数从 30 个降到 5 个，实现对算法整体简化，使设计出的算法整体复杂度较小，可在现有主流数字信号处理器 DSP(digital signal processing)上实时运行。

旋转变换表达式为

$$\begin{bmatrix} V_g^* \\ V_h^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}^{N-1} \begin{bmatrix} 1 & -1/\sqrt{3} \\ 0 & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \end{bmatrix} \tag{11}$$

式中：V_g^*、V_h^*为 $\boldsymbol{V}_{\text{ref}}$归一化后转换到Ⅰ扇区内的 g、h 轴分量；N 为 $\boldsymbol{V}_{\text{ref}}$所在大扇区序号；$V_\alpha^*$、$V_\beta^*$为 $\boldsymbol{V}_{\text{ref}}$归一化后的 α 轴、β 轴分量。重构后的虚拟矢量分布可能发生改变，如果不进行子区域划分修正，在合成参考电压矢量时会出现基本电压矢量作用时间为负的错误输出情况，重构后 $\boldsymbol{V}_{\text{ref}}$在整个空间矢量图内子区域 n 的判断条件为

$$\begin{cases} V_g^* + V_h^* \leqslant 1 & n=1 \\ 1 < V_g^* + V_h^* & n=1 \\ 0 < (\upsilon-1)V_g^* + (2+\tau)(1-V_h^*) & n=2 \\ 0 > (2+\upsilon)(V_g^*-1) - (\tau-1)V_h^* & n=2 \\ 0 < (2+\upsilon)(V_g^*-1) - (\tau-1)V_h^* & n=3 \\ 0 > (2+\upsilon)(V_g^*-2) - (\tau-4)V_h^* & n=3 \\ 0 > (\upsilon-1)V_g^* + (2+\tau)(1-V_h^*) & n=4 \\ 0 < (\upsilon-4)V_g^* + (2+\tau)(2-V_h^*) & n=4 \\ 0 < (2+\upsilon)(V_g^*-2) - (\tau-4)V_h^* & n=5 \\ 0 > (\upsilon-4)V_g^* + (2+\tau)(2-V_h^*) & n=5 \end{cases} \tag{12}$$

最后选择共模电压较小的输出次序，同时遵守相邻次序切换、仅改变一相开关状态的原则，开关状态尽可能避免从 P 到 N、从 N 到 P 等直接跳跃式切换。本文选择九段式矢量输出次序，以扇区Ⅰ为例，矢量输出次序见表 3。

表 3　矢量输出次序(扇区 I)

Tab. 3 Vector output sequence (Sector I)

子区域 n	矢量输出次序				
1	PPO	POO	OOO	OON	ONN
	OON	OOO	POO	PPO	
2	PPO	POO	PON	OON	ONN
	OON	PON	POO	PPO	
3	PPO	POO	PON	PNN	ONN
	PNN	PON	POO	PPO	
4	PPO	PPN	PON	OON	ONN
	OON	PON	PPN	PPO	
5	PPO	PPN	PON	PNN	ONN
	PNN	PON	PPN	PPO	

3　实验验证

为验证本文所提优化型 VSVPWM 策略的有效性和可行性，在三电平并网逆变器实验平台开展实验。逆变器后级 LCL 滤波器通过自耦变压器及隔离变压器与电网相连，自耦变压器变比为 380∶150，直流侧电压为 350 V，主电路主要参数见表 4。实验系统如图 5 所示，借助 RCP 原型控制器实现对逆变器的实时控制，检验本文均压控制算法的实际控制效果。

表 4　主电路及并网控制主要参数

Tab. 4 Key parameters of main circuit and grid-connected control

参数	数值
直流母线电压 V_{dc}/V	350
直流侧电容 C_1/μF	680
直流侧电容 C_2/μF	880
桥臂侧滤波电感 L_C/mH	2.4
滤波电容 C/μF	10
网侧滤波电感 L_{g}/mH	0.6
采样频率 f/kHz	15

设置初始中点电位均衡，直流侧电容不对称的情况下，在不同并网电流给定下(i_{ref}=5、15 A)，使用常规虚拟空间矢量和优化型虚拟空间矢量的中点电位均衡效果、逆变器线电压输出，并网电流及其总谐波失真 THD(total harmonic distortion)实验结果如图 6 和图 7 所示。由图 6 可知，在初始中点

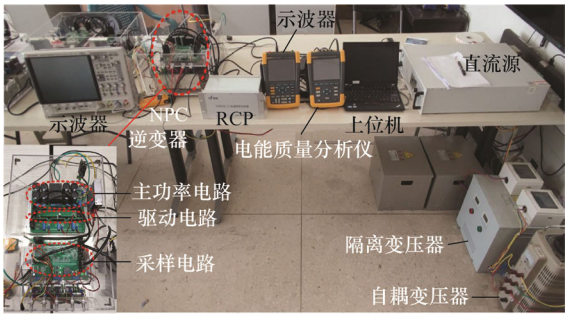


图 5 NPC 型三电平逆变器实验系统

Fig. 5 Experimental system of NPC three-level inverter

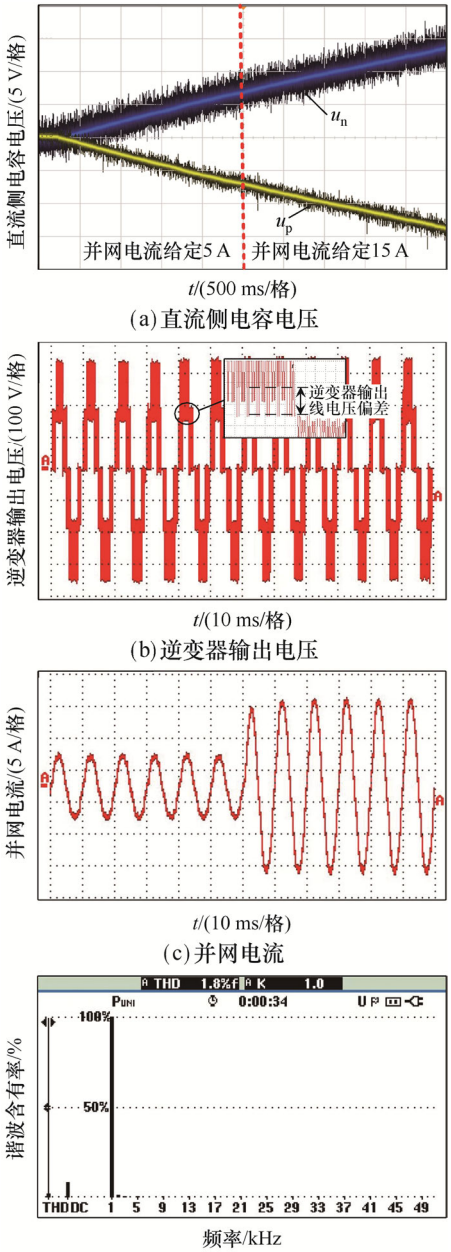


图 6 常规 VSVPWM 控制效果

Fig. 6 Control performance with conventional VSVPWM

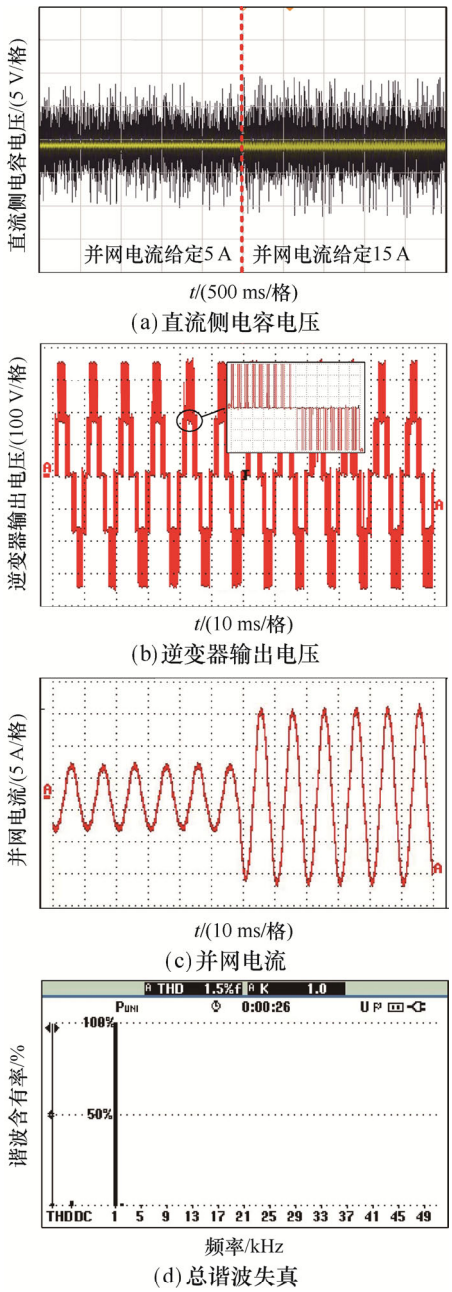


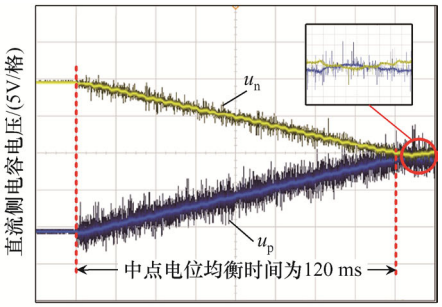
图 7 优化型 VSVPWM 控制效果

Fig. 7 Control performance with optimized VSVPWM

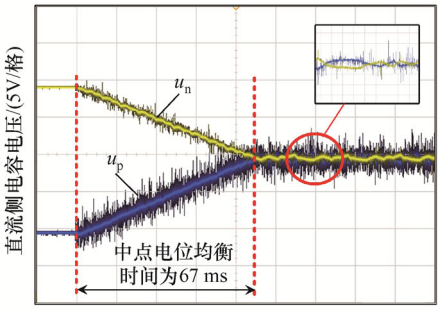
电位平衡时，由于母线电容不对称、死区等原因，采用常规 VSVPWM 对直流母线的中点电位控制效果较差，母线中点电位偏差随逆变器运行时间增大，逆变器输出线电压偏差变大。图 7 显示优化型 VSVPWM 能够实现母线电容电压的均衡控制，保证逆变器输出较为标准的五电平阶梯波。常规 VSVPWM 及优化型 VSVPWM 的并网电流虽然都呈现较为良好的正弦波，但对 2 种控制下的并网电流做 THD 分析可知，优化型 VSVPWM 的并网电能质量

更好，总谐波含量由 1.8%降至 1.5%，降低了 0.3%。

为进一步验证优化型 VSVPWM 在高调制深度下的均压快速性，设置调制深度为 0.8，初始中点电位不均衡，模拟实际母线电容给定时直流侧电容不对称的情况。由于常规 VSVPWM 的设计目的为保证中点电流平均值为 0，以保证中点电位平衡，所以无法应对直流侧电容不对称的情况，故不对常规 VSVPWM 进行中点电位均衡的动态特性比较，分别对使用虚拟小矢量中点电位均衡的 VSVPWM 及优化型 VSVPWM 策略的动态、稳态均压特性进行实验验证，实验结果如图 8 所示。由图 8(a)可知，使用小矢量均压的 VSVPWM 同 1.2 节中调制深度较高时的情况一样，在子区域 5 内，均压速度受到虚拟中矢量的影响，母线中点电位平衡时间约为 120 ms。由图 8(b)可知，使用优化型 VSVPWM，中点电位均衡时间约为 67 ms，使用模糊控制器确定重构后的虚拟中矢量在整个线性调制区都具备中点电位均衡能力，使用基于模糊推理的虚拟空间矢量具备更快的动态特性，相较于小矢量



(a) 小矢量均压VSVPWM



(b) 优化型VSVPWM

图 8　中点电位控制实验波形(m=0.8)

Fig. 8 Experimental waveforms under neutral-point potential control(m=0.8)

均压 VSVPWM，直流母线中点均衡时间缩短了 53 ms。两者的稳态特性相近，中点电位偏差都可控制在 2 V 以内，稳态偏差约为 1.14%，稳态中点电位偏差符合逆变器运行要求，结果验证了优化型 VSVPWM 在高调制深度、直流侧电容不对称情况下母线中点电位均衡控制的快速性、有效性。

4　结论

针对 NPC 三电平并网逆变器在高调制度、直流侧电容不对称情况下的中点电位均衡问题，提出 1 种高调制深度下的中点电位快速均衡 VSVPWM 算法。首先在含有冗余小矢量均压的 VSVPWM 基础上，通过分析母线电容电压均衡原理，设计模糊推理规则，对虚拟中矢量进行重构，所得到的虚拟中矢量具备良好的中点电位均衡能力，可实现整个线性调制区内的中点电位均衡控制，并在 60° 坐标系内对算法进行简化，修改重构后的扇区分区，保证选取矢量的准确性。最后通过实验验证了算法的有效性，得出主要结论如下。

(1)基于中点电位闭环控制，设计重构因子模糊控制器，使用模糊推理规则一定程度上避免了均压控制系统对实际电路参数的依赖，并利用模糊逻辑特性提高了均压动态性能，重构后的虚拟中矢量具备较强的中点电位均衡能力。

(2)在 60° 坐标系内，利用旋转对称性把其余扇区的计算逻辑规划到扇区 Ⅰ，参考电压矢量子区域判断条件与矢量合成规则从 30 个降为 5 个，大大简化了矢量调制过程中的多次扇区及区域判断。

(3)使用虚拟小矢量与重构的虚拟中矢量同时对中点电位进行控制，提高了电位均衡的动态性能，实现整个线性调制区内的母线电容电压快速均衡，通过实验验证了该算法的有效性。

参考文献：

[1] Akagi H. Multilevel converters: Fundamental circuits and systems [J]. Proceedings of the IEEE, 2017, 105(11): 2048-2065.

[2] Jayakumar V, Chokkalingam B, Munda J L. A compre-

hensive review on space vector modulation techniques for neutral point clamped multi-level inverters [J]. IEEE Access, 2021, 9: 112104-112144.

[3] 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.

[4] Lü Jianguo, Wang Jidong, Hu Wenbin, et al. Research on the neutral-point voltage balance for NPC three-level inverters under non-ideal grid conditions [J]. Energies, 2018, 11(6): 1331.

[5] Jin Nan, Dai Dongren, Xie Huan, et al. Virtual vector-based FCS-MPC for NPC three-level grid-tied inverter without weighting factor of neutral-point voltage balancing [J]. IEEE Access, 2022, 10: 72806-72814.

[6] Lara J, Masisi L, Hernandez C, et al. Novel single-phase grid-tied NPC five-level converter with an inherent DC-link voltage balancing strategy for power quality improvement [J]. Energies, 2021, 14(9): 2644.

[7] Gawande S P, Ramteke M R. Three-level NPC inverter based new DSTATCOM topologies and their performance evaluation for load compensation [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2014, 61: 576-584.

[8] Yuan Qingqing, Li An, Qian Jinyue, et al. DC-link capacitor voltage control for the NPC three-level inverter with a newly MPC-based virtual vector modulation [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(5): 1093-1102.

[9] Bekhoucha N, Kermadi M, Mesbahi N, et al. Performance investigation of deadbeat predictive controllers for three-level neutral point clamped inverter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(1): 1165-1177.

[10] Yan Qingzeng, Xiao Langtao, Chen Haoming, et al. An analytical discontinuous space-vector PWM for three-level inverters with unbalanced DC-link voltages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 7718-7728.

[11] 耿后来, 高宁, 吴卫民. 三电平逆变器中点电位偏移机理分析与平衡方法研究[J]. 电源学报, 2024, 22(S1): 50-58.
Geng Houlai, Gao Ning, Wu Weimin. Theoretical analysis and control strategy of neutral point voltage balance for three-level grid-tied inverter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(S1): 50-58. (in Chinese)

[12] Jiang Weidong, Wang Lei, Wang Jinping, et al. A carrier-based virtual space vector modulation with active neutral-point voltage control for a neutral-point-clamped three-level inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 8687-8696.

[13] Xiang Chaoqun, Shu Cheng, Han Ding, et al. Improved virtual space vector modulation for three-level neutral-point-clamped converter with feedback of neutral-point voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5452-5464.

[14] Gui Shiweng, Lin Zhenjun, Huang Shenghua. A varied VSVM strategy for balancing the neutral-point voltage of DC-link capacitors in three-level NPC converters [J]. Energies, 2015, 8(3): 2032-2047.

[15] 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.

[16] Yuan Qingqing, Qian Jinyue, Li An. A simplified common-mode voltage suppression and neutral-point potential control for the NPC three-level inverter [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2019, 14(6): 2389-2398.

[17] Zhang Haitao, Meng Yongqing, Ning Lianhui, et al. Fast and simple space vector modulation method for multilevel converters [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(1): 14-22.



杨清

作者简介：

杨清(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：并网逆变器控制与脉宽调制技术。E-mail：2692628154@qq.com。

黄景涛(1977—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：研究方向为新能源发电与电力电子技术。E-mail：jthuang_haust@163.com。

关海平(1978—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：低碳能源。E-mail：tldtfdghp@126.com。

蒋广旭(1998—)，男，硕士。研究方向：电力电子传动。E-mail：993471660@qq.com。

刘帅(1999—)，男，硕士。研究方向：电力电子传动。E-mail：lssjklove@163.com。

(责任编辑：郭凯凯)