# 改进的三电平NPC逆变器中点平衡模型预测控制策略研究

汪以涵，冯传欣，金涛

（福州大学 电气工程与自动化学院，福建 福州 350108）

**摘要**：针对三电平中点钳位型（NPC）逆变器工作时存在的中点电位不平衡问题，提出了一种改进的三电平NPC逆变器中点平衡模型预测控制算法（INB-MPC）。所提方法采用无权重系数的两级式电压矢量选择机制，删除了NPC逆变器中共模电压较大的空间矢量，并通过构造对中点电位无影响的虚拟冗余短矢量进行中点电压的平衡控制。相较传统低共模电压算法，所提出的算法有着更低的中点纹波与更小的计算负担。仿真结果表明，所提算法降低了中点电压纹波，同时实现了参考电流的跟踪与共模电压降低，且系统具有良好的动、静态性能。

**关键词**：三电平NPC逆变器；模型预测控制；中点电压；虚拟电压矢量；共模电压

**中图分类号**：TM464 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd25771

## Improved Neutral Point Balance Model Predictive Control Strategy for Three-level NPC Inverter

WANG Yihan，FENG Chuanxin，JIN Tao

（*College of Electrical Engineering and Automation*，*Fuzhou University*，*Fuzhou* 350108，*Fujian*，*China*）

**Abstract**：To solve the problem of neutral point voltage imbalance when the three-level neutral point clamped（NPC）inverter works，an improved neutral balance model predictive control（INB-MPC）algorithm was proposed. The proposed method used a two-stage voltage vector selection method with no weighting factors，deleted the space vector with large common-mode voltage，and constructed redundant virtual short vectors that has no effect on the neutral point to balance the neutral point voltage. Compared with the traditional low common mode voltage algorithm，the proposed algorithm has lower midpoint ripple and less computational burden. The simulation results show that the proposed algorithm reduce the neutral point voltage ripple，and can realize the tracking of reference current and the reduction of common-mode voltage，and the system has good dynamic and static performance.

**Key words**：three-level neutral point clamped（NPC）inverter；model predictive control（MPC）；neutral point voltage；virtual voltage vector；common-mode voltage（CMV）

三电平中点钳位型（neutral point clamped，NPC）逆变器在过去的十年中得到了人们的关注，并广泛地用于电动汽车电气架构与新能源发电系统，相比传统的两电平逆变器具有输出电流电压谐波含量低、耐压等级高、性价比高、d$v$/d$t$值小等优点，近年来越来越广泛地应用于各种工业生产中的中、高压场合[1-2]。三电平NPC逆变器不论是用作并网逆变器，还是用于电机控制场合，都具有广阔的应用前景。

受中点电流及电路分布参数等影响，三电平NPC逆变器存在中点电位不平衡问题，如果不进行中点电位平衡控制，会使得直流侧上、下电容电压相差较大，影响装置寿命的同时还会影响系统性能[3-4]，因此需要对中点电位加以控制。例如，在文献[5]中，提出了一种基于零序电压注入的改进载波PWM算法。与传统近三矢量空间矢量调制（nearest three vectors space vector modulation，NTV-SVM）策略相比，该算法进一步减小了中点电压纹波。由于三电平NPC逆变器在工作时产生的高共模电压会产生电磁干扰，且带电机

**基金项目**：国家自然科学基金面上项目（52377088）；中央引导地方科技发展项目（2021L3005）

**作者简介**：汪以涵（2000—），男，硕士研究生，主要研究方向为新能源发电技术，Email：220120011@fzu.edu.cn

负载时还会产生高频漏电流,影响电机与逆变器自身的使用寿命。针对这一问题,文献[6]提出了一种通过构造虚拟电压矢量与原有矢量形成冗余的方式,降低了中性点处平均电流的大小,不仅实现了中点电位平衡控制,且有效抑制了带感应电机负载时产生的共模电压,但是调制模式的开关频率和损耗较高;文献[7-8]舍弃了共模电压较大的基本电压矢量,并使用2~3个矢量合成新的虚拟小矢量及虚拟中矢量,同样可实现共模电压降低与中点电压的平衡控制,但是所合成的虚拟矢量仍对中点电压存在影响,不利于对中点电压平衡的进一步控制。

模型预测控制(model predictive control, MPC)基于已有的数学模型进行系统的过程控制,是以优化方法来求解控制问题,而有限控制集模型预测控制(finite control-set- MPC, FCS-MPC)基于数目有限的离散控制集,是一种适用于整流器、逆变器等电路拓扑的模型预测控制方式,其相较于传统的正弦脉宽调制与空间矢量脉宽调制算法有着更简单的控制思路,并且动态响应更快、需要整定的参数更少[9],因此许多学者对FCS-MPC算法展开研究。对于FCS-MPC开关频率不一致、影响DSP工作的问题,文献[10]提出了一种基于占空比优化的三电平并网逆变器MPC固定开关频率算法,相比传统的控制策略计算量更小、并网电流谐波更小。该文献采用固定输出电压矢量个数的方法,开关频率得以固定,但它需要分别计算开关周期内每个电压矢量的作用时间,使得算法变得相对复杂。针对实际应用中多电平变换器由于电压矢量过多导致计算量过大的问题,近年来提出了许多先进的FCS-MPC方法。文献[11]发现FCS-MPC算法在三相逆变器电平数较多时预测模型和代价函数在线计算量过大,提出一种快速有限控制集模型预测控制方法。该方法依据当前时刻参考电压矢量在空间中的位置,排除一些距离过远的电压矢量,使其不参与最优矢量选取的过程。文献[12]提出了两种不同的基于无差拍的MPC,通过减少候选电压矢量的无差拍结构,提高了计算效率。

本文基于有限控制集模型预测控制,在三相感性负载下(功率因数>0.5)对中点钳位型三电平逆变器进行电流跟踪控制与中点电压平衡控制,并降低共模电压。本文采用一种两级式MPC策略,每个采样周期先判断参考电压矢量的所在扇区,再根据此时直流侧上、下两个电容的电压大小进行进一步判断,结合所构造的虚拟矢量选出下一时刻的最优开关状态并作用于逆变器。所提出的方法在稳定输出电压电流的同时控制了中点电压的平衡,且所提出的中点电位平衡的控制算法更为简便。

## 1　三电平NPC逆变器数学模型

三电平NPC逆变器拓扑结构如图1所示。图中,$C_1$,$C_2$分别为直流侧上、下电容;$o$点为直流侧母线中点;$Q_{x1}$~$Q_{x4}$为$x$相的4个IGBT开关管;$D_{x1}$,$D_{x2}$为$x$相钳位二极管。

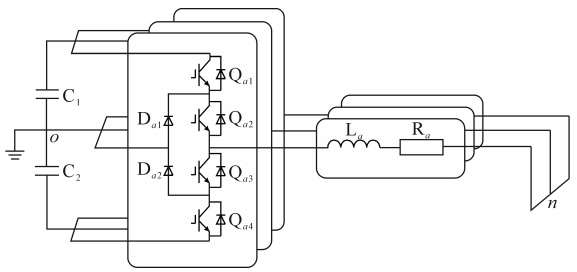


图1　三相三电平NPC逆变器电路

Fig.1　Circuit of three-phase three-level NPC inverter

若定义开关变量$S_a$,$S_b$,$S_c$代表各相桥臂的输出状态,每相输出正电平P视开关状态为1,负电平N视开关状态为-1,零电平O视开关状态为0,则各相相对于直流侧中点的电压可表示为[13]

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{dc}/2 \cdot S_a \\ V_{bo} = V_{dc}/2 \cdot S_b \\ V_{co} = V_{dc}/2 \cdot S_c \end{cases} \tag{1}$$

以$a$相为例,开关状态与输出电压关系如表1所示。

**表1　开关状态与输出电压关系(以$a$相为例)**

Tab.1　Relationship between switch state and output voltage (taking phase $a$ as an example)

| 电平 | $S_a$ | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | $Q_{a1}$ | $Q_{a2}$ | $Q_{a3}$ | $Q_{a4}$ | $V_a$ |
| P | 1 | 1 | 0 | 0 | $V_{dc}/2$ |
| O | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| N | 0 | 0 | 1 | 1 | $-V_{dc}/2$ |

由此可以得出,三相三电平逆变器一共可以输出3×3×3=27种电平状态组合,在$\alpha$-$\beta$平面上则对应了27个电压矢量。三相三电平NPC逆变器的电压矢量可以定义为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{V}(k) &= \frac{1}{3} V_{dc} \cdot (S_a + a \cdot S_b + a^2 \cdot S_c) \\ &= \frac{V_{dc}}{6} [2S_a - S_b - S_c + j\sqrt{3}\,(S_b - S_c)] \end{aligned} \tag{2}$$

式中：$a$为旋转因子；$k$为正整数，取值范围[1，27]。则在$\alpha$-$\beta$平面上，三电平中点钳位型变换器共有27组开关状态，其所对应的空间电压矢量如图2所示。

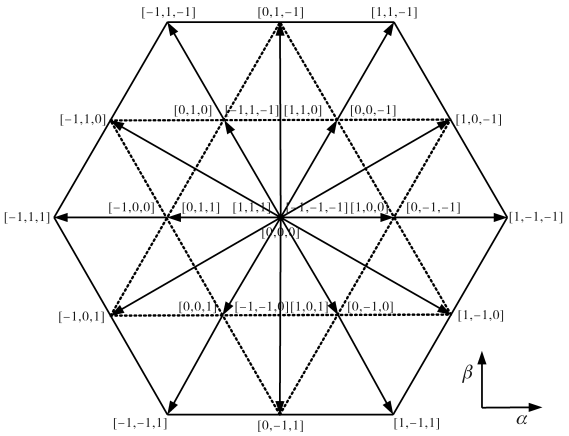


图2　三电平NPC逆变器空间电压矢量

Fig.2　Space voltage vectors of three-level NPC inverter

图2中标出了不同开关状态组合和空间矢量的对应关系。电压矢量由长至短，对应的冗余开关状态由少至多，其中长矢量和中矢量没有冗余的电压矢量，而每个短矢量存在一个冗余电压矢量，零矢量则存在两个冗余电压矢量。由此可得到NPC基本矢量分布。

根据上述NPC逆变器工作原理，设三相负载平衡，NPC逆变器系统的数学模型可通过基尔霍夫电压定律列写为[14]

$$\begin{cases} L_a\dfrac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} = V_{ao} - R_a i_a - V_{\mathrm{no}} \\ L_b\dfrac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t} = V_{bo} - R_b i_b - V_{\mathrm{no}} \\ L_c\dfrac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t} = V_{co} - R_c i_c - V_{\mathrm{no}} \end{cases} \tag{3}$$

其中

$$V_{\mathrm{no}} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \tag{4}$$

式中：$L_x$，$R_x$分别为每相的电感、电阻；$V_{\mathrm{no}}$为共模电压。

将式(3)代入式(2)可得系统输出电流与三相电压关系方程的矩阵形式：

$$\begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_b}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{L_a}{R_a} & 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{L_b}{R_b} & 0 \\ 0 & 0 & -\dfrac{L_c}{R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{2}{3}L_a^{-1} & \dfrac{1}{3} & \dfrac{1}{3} \\ \dfrac{1}{3} & \dfrac{2}{3}L_b^{-1} & \dfrac{1}{3} \\ \dfrac{1}{3} & \dfrac{1}{3} & \dfrac{2}{3}L_c^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{5}$$

假设三相负载平衡，令三相电阻值为$R$，三相电感值为$L$，为简化控制模型的设计，需要对式(5)进Clarke变换。则在两相静止$\alpha$-$\beta$坐标系下其连续域数学模型可以表示为

$$\begin{cases} V_\alpha = Ri_\alpha + L\dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t} \\ V_\beta = Ri_\beta + L\dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{6}$$

式中：$V_\alpha$，$V_\beta$，$i_\alpha$，$i_\beta$分别为$\alpha$-$\beta$坐标系下$\alpha$，$\beta$轴的输出电压和输出电流。

对输出电流$i_\alpha$，$i_\beta$使用前向欧拉法，可以得[15-16]到下式：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_\alpha}{\mathrm{d}t} = \dfrac{i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k)}{T_{\mathrm{s}}} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_\beta}{\mathrm{d}t} = \dfrac{i_\beta(k+1) - i_\beta(k)}{T_{\mathrm{s}}} \end{cases} \tag{7}$$

式中：$T_{\mathrm{s}}$为控制周期，步长取0.1 ms；$k$为第$k$个控制周期。

将式(7)代入式(6)，整理可得：

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1) = i_\alpha(k)\left(1 - \dfrac{RT_{\mathrm{s}}}{L}\right) + \dfrac{T_{\mathrm{s}}V_\alpha(k)}{L} \\ i_\beta(k+1) = i_\beta(k)\left(1 - \dfrac{RT_{\mathrm{s}}}{L}\right) + \dfrac{T_{\mathrm{s}}V_\beta(k)}{L} \end{cases} \tag{8}$$

通过式(8)，只要知道各个矢量在空间矢量图中的$\alpha$，$\beta$轴分量，在$k$时刻就可以计算任意一个空间电压矢量作用下$k$+1时刻的输出电流$i_\alpha$，$i_\beta$的预测值。对直流侧上、下电容电压$V_{\mathrm{p}}$，$V_{\mathrm{n}}$使用前向欧拉法，可得：

$$\begin{cases} V_{\mathrm{p}}(k+1) = V_{\mathrm{p}}(k) + \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{C_1}i_{\mathrm{c1}}(k) \\ V_{\mathrm{n}}(k+1) = V_{\mathrm{n}}(k) + \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{C_2}i_{\mathrm{c2}}(k) \end{cases} \tag{9}$$

式中：$i_{\mathrm{c1}}(k)$，$i_{\mathrm{c2}}(k)$分别为$k$时刻直流侧上、下电容的电流(以流入为正)。

接下来进行直流侧中点电压平衡的相关分析。定义中点电压为

$$V_o = \frac{V_{\mathrm{p}} - V_{\mathrm{n}}}{2} \tag{10}$$

由前述的三电平NPC逆变器工作原理可知，当短矢量与中矢量作用，直流侧的两个电容$C_1$，$C_2$会进行充电或放电，从而导致上、下侧电容电压的不平衡。电容的充/放电电流，即中点电流$i_o$可表示为

$$i_o = \sum_{x=a,b,c} i_x(1-|S_x|) \tag{11}$$

式中:$i_x$为$x$相的输出电流。

则由式(11)可得,当$a$,$b$,$c$三相均未输出零电平时,中点电流为0,此时电容不进行充/放电。只有$x$相为零电平时,该相的输出电流才会影响中点电压,此时由基尔霍夫电流定律,中点电流可表示为

$$i_o = i_{c1} - i_{c2} \tag{12}$$

一般情况下直流侧上、下电容值相等,则令$C_1$=$C_2$=$C$,由式(10)~式(12)可得:

$$\frac{\mathrm{d}V_o}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{2C}\sum_{x=a,b,c} i_x(1-|S_x|) \tag{13}$$

对中点电压$V_o$使用前向欧拉法可得:

$$V_o(k+1) = V_o(k) + \frac{T_s}{2C}\sum_{x=a,b,c} i_x(k)[1-|S_x(k)|] \tag{14}$$

由式(14)可得,对于中点电压平衡的控制,可以通过对开关状态的选择,使得$V_o(k+1)$尽量接近0,这样就避免了分别对上、下侧电容进行控制,减少了分析计算量。但是开关状态的选择也要满足电流跟踪这一控制目标,故需要采用合理的矢量选择策略,所提出的矢量选择策略将在第2节具体叙述。

## 2　改进的三电平NPC逆变器中点平衡模型预测算法

### 2.1　共模电压降低策略与虚拟短矢量构造

结合开关状态与输出电压关系(表1),可得三电平NPC逆变器的共模电压与直流侧电压、开关状态的关系为

$$V_{no} = \frac{V_{dc}}{6}(S_a + S_b + S_c) \tag{15}$$

根据式(15),可以得到各个空间矢量对应的共模电压大小,如表2所示。

由表2可得,存在一些电压矢量会产生绝对值大于±$V_{dc}$/6的共模电压,为抑制共模电压,需要删除这些矢量。因此,删除2个零矢量($\boldsymbol{V}_1$,$\boldsymbol{V}_2$)与6个短矢量($\boldsymbol{V}_4$,$\boldsymbol{V}_6$,$\boldsymbol{V}_8$,$\boldsymbol{V}_9$,$\boldsymbol{V}_{11}$,$\boldsymbol{V}_{13}$)。此时空间矢量由27个减少至19个,等于基本空间矢量的个数,不再存在冗余。

由于不存在冗余短矢量,难以进行中点电位的平衡控制,因此需要构造虚拟矢量形成冗余。构造3个虚拟短矢量,如下式所示:

$$\begin{cases} \boldsymbol{V}_{S3} = \dfrac{1}{2}(\boldsymbol{V}_{22} + \boldsymbol{V}_{26}) \\ \boldsymbol{V}_{S5} = \dfrac{1}{2}(\boldsymbol{V}_{22} + \boldsymbol{V}_{24}) \\ \boldsymbol{V}_{S7} = \dfrac{1}{2}(\boldsymbol{V}_{24} + \boldsymbol{V}_{26}) \end{cases} \tag{16}$$

$\boldsymbol{V}_{S3}$,$\boldsymbol{V}_{S5}$,$\boldsymbol{V}_{S7}$与现有的短矢量$\boldsymbol{V}_3$,$\boldsymbol{V}_5$,$\boldsymbol{V}_7$分别形成一对冗余。为简化计算,所构造的虚拟矢量皆由两个矢量组成。

**表2　27个电压矢量产生的共模电压**

Tab.2　CMV of 27 voltage vectors

| 矢量类型 | 矢量标号 | 共模电压 | 矢量类型 | 矢量标号 | 共模电压 |
|---|---|---|---|---|---|
| 零矢量 | $\boldsymbol{V}_0$[0,0,0] | 0 | 中矢量 | $\boldsymbol{V}_{15}$[1,0,-1] | 0 |
| | $\boldsymbol{V}_1$[1,1,1] | $V_{dc}$/2 | | $\boldsymbol{V}_{16}$[0,1,-1] | 0 |
| | $\boldsymbol{V}_2$[-1,-1,-1] | -$V_{dc}$/2 | | $\boldsymbol{V}_{17}$[-1,1,0] | 0 |
| 短矢量 | $\boldsymbol{V}_3$[1,0,0] | $V_{dc}$/6 | | $\boldsymbol{V}_{18}$[-1,0,1] | 0 |
| | $\boldsymbol{V}_4$[1,1,0] | $V_{dc}$/3 | | $\boldsymbol{V}_{19}$[0,-1,1] | 0 |
| | $\boldsymbol{V}_5$[0,1,0] | $V_{dc}$/6 | | $\boldsymbol{V}_{20}$[1,-1,0] | 0 |
| | $\boldsymbol{V}_6$[0,1,1] | $V_{dc}$/3 | 长矢量 | $\boldsymbol{V}_{21}$[1,-1,-1] | -$V_{dc}$/6 |
| | $\boldsymbol{V}_7$[0,0,1] | $V_{dc}$/6 | | $\boldsymbol{V}_{22}$[1,1,-1] | $V_{dc}$/6 |
| | $\boldsymbol{V}_8$[1,0,1] | $V_{dc}$/3 | | $\boldsymbol{V}_{23}$[-1,1,-1] | -$V_{dc}$/6 |
| | $\boldsymbol{V}_9$[0,-1,-1] | -$V_{dc}$/3 | | $\boldsymbol{V}_{24}$[-1,1,1] | $V_{dc}$/6 |
| | $\boldsymbol{V}_{10}$[0,0,-1] | -$V_{dc}$/6 | | $\boldsymbol{V}_{25}$[-1,-1,1] | -$V_{dc}$/6 |
| | $\boldsymbol{V}_{11}$[-1,0,-1] | -$V_{dc}$/3 | | $\boldsymbol{V}_{26}$[1,-1,1] | $V_{dc}$/6 |
| | $\boldsymbol{V}_{12}$[-1,0,0] | -$V_{dc}$/6 | | | |
| | $\boldsymbol{V}_{13}$[-1,-1,0] | -$V_{dc}$/3 | | | |
| | $\boldsymbol{V}_{14}$[0,-1,0] | -$V_{dc}$/6 | | | |

所构造的虚拟短矢量是由长矢量合成而来,而长矢量对中点电压无任何影响。构造这些冗余短矢量的作用在于,当通过条件发现逆变器自身的短矢量作用可能会使中点电压的波动增大时,可使用构造的冗余虚拟短矢量代替原有的短矢量使得中点电压波动不会进一步增大。以第一扇区为例,如果中点电压$V_o$与$a$相电流$i_a$的乘积小于0,可使用扇区中的矢量$\boldsymbol{V}_3$进行中点电压平衡。如果乘积大于0,那么$\boldsymbol{V}_3$会使中点电压出现更大波动,此时虽然可以直接在第二步的矢量选择中删去$\boldsymbol{V}_3$,但是这样会使得输出电流谐波增大。因此,替换成对中点电压无影响的虚拟矢量$\boldsymbol{V}_{S3}$,降低中点纹波的同时未减少第二步MPC的候选矢量个数。提出的INB-MPC算法所使用的空间矢量图如图3所示。

此外,虽然中矢量也对中点电位平衡产生影响,但是由于中矢量所产生的共模电压为0,因此为了尽量将共模电压减小,本文不设计虚拟矢量

来替代中矢量。

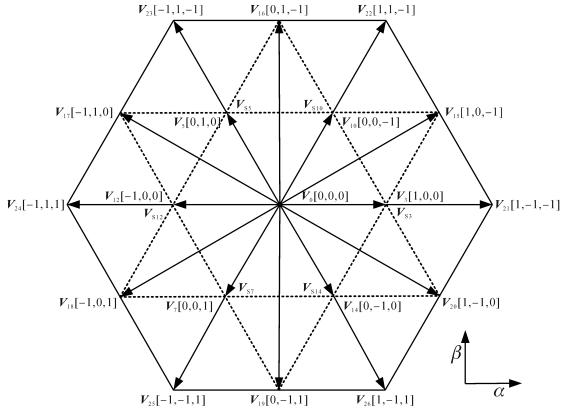


图3　所提出INB-MPC算法的空间矢量图

Fig.3　Voltage vectors diagram of the proposed INB-MPC algorithm

## 2.2　INB-MPC算法原理

FCS-MPC相比连续状态模型预测控制（continuous control set- MPC，CCS-MPC）无需调制器、运算量小，而且无需综合考虑预测时域、控制时域等[17]。本文采用FCS-MPC进行三电平NPC控制，直接利用了NPC电路的离散特性和开关状态有限的特性。

传统低共模电压FCS-MPC算法同样删去了产生较大共模电压的矢量，但是其最优矢量的搜索空间为27个，且包含一个权重系数$\lambda$[18]，最优矢量$\boldsymbol{V}_{\text{opt}}$为$\boldsymbol{V}_1$~$\boldsymbol{V}_{27}$中的1个。为了同时满足电流控制和中点电位平衡控制的目标，传统FCS-MPC代价函数$J$一般设计为[19]

$$\begin{aligned}J = &[i_{\alpha\text{ref}}(k+1) - i_{\alpha}(k+1)]^2 + \\ &[i_{\beta\text{ref}}(k+1) - i_{\beta}(k+1)]^2 + \\ &\lambda[U_o(k+1)]^2\end{aligned} \tag{17}$$

式中：$i_{\alpha\text{ref}}(k+1)$，$i_{\beta\text{ref}}(k+1)$分别为$k+1$时刻$\alpha$，$\beta$轴参考电流；$i_{\alpha}(k+1)$与$i_{\beta}(k+1)$分别为$k+1$时刻$\alpha$，$\beta$轴的预测电流；$U_o(k+1)$为$k+1$时刻的中点电压。$i_{x\text{ref}}(k+1)$通过拉格朗日外推法得到，其表达式为

$$\begin{aligned}i_{x\text{ref}}(k+1) = &3i_{x\text{ref}}(k) - 3i_{x\text{ref}}(k-1) + \\ &i_{x\text{ref}}(k-2) \quad x = \alpha,\beta\end{aligned} \tag{18}$$

通过调节$\lambda$的取值，可以实现中点电位平衡的控制。但在实际的应用中，上述权重系数的整定较为困难，通常采用试错法，该方法耗时长，且目前尚无系统的选取方法。因此，为了消除FCS-MPC算法中代价函数中的权重系数，本文提出一种两级式的INB-MPC，减少计算量的同时实现了中点电压的平衡控制。不含权重系数的代价函数$J_1$形式为

$$\begin{aligned}J_1 = &[i_{\alpha\text{ref}}(k+1) - i_{\alpha}(k+1)]^2 + \\ &[i_{\beta\text{ref}}(k+1) - i_{\beta}(k+1)]^2\end{aligned} \tag{19}$$

INB-MPC的两级式矢量选择方法主要实现形式如下：先将6个中矢量（$\boldsymbol{V}_{15}$，$\boldsymbol{V}_{16}$，$\boldsymbol{V}_{17}$，$\boldsymbol{V}_{18}$，$\boldsymbol{V}_{19}$，$\boldsymbol{V}_{20}$）作为第一级矢量选择的矢量集，并将采样到的三相电流代入代价函数$J_1$，选出代价函数值最小的中矢量，以确定参考电压矢量所在扇区。选出最优扇区后，再从扇区的候选矢量中选择最优矢量作用于逆变器。

为了在平衡中点电位的同时保证输出电流的质量，在第二级的矢量选择中，需要根据不同中点电压与相电流的方向关系选择最优矢量。表3列出了不同条件下的候选矢量。

**表3　INB-MPC算法矢量选择表**

Tab.3　Vector selection table of INB-MPC algorithm

| 第一阶段候选矢量 | 判断条件 | 第二阶段候选矢量 |
|---|---|---|
| $\boldsymbol{V}_{15}$ | $U_o \times i_a > 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_{S3}, \boldsymbol{V}_{10}, \boldsymbol{V}_{15}, \boldsymbol{V}_{21}, \boldsymbol{V}_{22}$ |
| | $U_o \times i_a < 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_3, \boldsymbol{V}_{10}, \boldsymbol{V}_{15}, \boldsymbol{V}_{21}, \boldsymbol{V}_{22}$ |
| $\boldsymbol{V}_{16}$ | $U_o \times i_b > 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_{S5}, \boldsymbol{V}_{10}, \boldsymbol{V}_{16}, \boldsymbol{V}_{22}, \boldsymbol{V}_{23}$ |
| | $U_o \times i_b < 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_5, \boldsymbol{V}_{10}, \boldsymbol{V}_{16}, \boldsymbol{V}_{22}, \boldsymbol{V}_{23}$ |
| $\boldsymbol{V}_{17}$ | $U_o \times i_b > 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_{S5}, \boldsymbol{V}_{12}, \boldsymbol{V}_{17}, \boldsymbol{V}_{23}, \boldsymbol{V}_{24}$ |
| | $U_o \times i_b < 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_5, \boldsymbol{V}_{12}, \boldsymbol{V}_{17}, \boldsymbol{V}_{23}, \boldsymbol{V}_{24}$ |
| $\boldsymbol{V}_{18}$ | $U_o \times i_c > 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_{S7}, \boldsymbol{V}_{12}, \boldsymbol{V}_{18}, \boldsymbol{V}_{24}, \boldsymbol{V}_{25}$ |
| | $U_o \times i_c < 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_7, \boldsymbol{V}_{12}, \boldsymbol{V}_{18}, \boldsymbol{V}_{24}, \boldsymbol{V}_{25}$ |
| $\boldsymbol{V}_{19}$ | $U_o \times i_c > 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_{S7}, \boldsymbol{V}_{14}, \boldsymbol{V}_{19}, \boldsymbol{V}_{25}, \boldsymbol{V}_{26}$ |
| | $U_o \times i_c < 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_7, \boldsymbol{V}_{14}, \boldsymbol{V}_{19}, \boldsymbol{V}_{25}, \boldsymbol{V}_{26}$ |
| $\boldsymbol{V}_{20}$ | $U_o \times i_a > 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_{S3}, \boldsymbol{V}_{14}, \boldsymbol{V}_{20}, \boldsymbol{V}_{21}, \boldsymbol{V}_{26}$ |
| | $U_o \times i_a < 0$ | $\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_3, \boldsymbol{V}_{14}, \boldsymbol{V}_{20}, \boldsymbol{V}_{21}, \boldsymbol{V}_{26}$ |

所提INB-MPC的控制框图如图4所示。其具体实现步骤如下：

1）采样$k$时刻的三相输出电流$i_{abc}(k)$和直流侧的中点电压$U_o(k)$；

2）将输出电流$i_{abc}(k)$进行Clarke变换，得到$\alpha$-$\beta$坐标系下的电流$i_{\alpha}(k)$，$i_{\beta}(k)$；

3）将参考电流值$i_{\alpha\text{ref}}(k)$，$i_{\beta\text{ref}}(k)$根据拉格朗日外推式（18）得到下一时刻电流参考值$i_{\alpha\text{ref}}(k+1)$，$i_{\beta\text{ref}}(k+1)$；

4）在$k$时刻将逆变器中的6个中矢量作为矢量集1，并将其中每一个备选矢量的$\boldsymbol{V}_{\alpha}(k)$与$\boldsymbol{V}_{\beta}(k)$代入离散电流预测公式（式（8））,可得到所有备选电压矢量对应的$k+1$时刻预测电流$i_{\alpha}(k+1)$，$i_{\beta}(k+1)$；

5)依次将每个矢量作用时得到的$i_\alpha(k+1)$,$i_\beta(k+1)$代入代价函数$J_1$,选取使得$J_1$函数值最小中矢量的所在扇区作为最优扇区;

6)确定扇区后,参照表3,计算中点电压$U_o$与对应相电流$i_x$的乘积,得到第二级MPC的候选矢量,作为矢量集2,然后依照步骤4)、步骤5),在矢量集2中选出使得$J_1$函数值最小的矢量作为最优矢量,作用于逆变器。

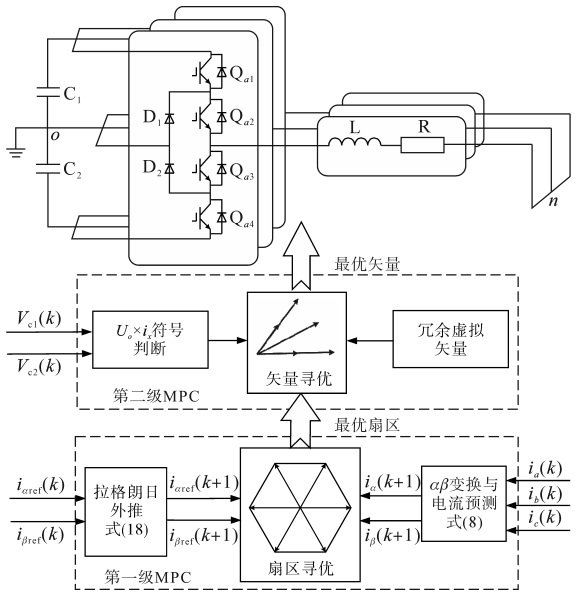


图4　INB-MPC算法控制框图

Fig.4　Control block diagram of INB-MPC algorithm

## 3　仿真与实验结果分析

为验证本文所提控制方案的合理性和可靠性,在Matlab/simulink平台上搭建逆变器主电路及控制系统,并分别对传统低共模电压FCS-MPC算法与本文所提出的INB-MPC算法进行仿真分析对比。此外,还基于小功率三电平NPC实验平台对所提出的INB-MPC算法进行实验验证。仿真与实验参数设置如表4所示。

分别对传统低共模电压FCS-MPC与所提出的INB-MPC算法进行了系统稳态仿真。图5给出了两种方法在稳态情况下输出的相电压、三相电流与共模电压的对比结果。为便于表述,将含权重系数的传统低共模电压FCS-MPC算法简称为“传统算法”。

**表4　仿真及实验参数设置**

Tab.4　Simulation and experimental parameters

| 变量 | 仿真参数 | 实验参数 |
|---|---|---|
| 直流侧电压$V_{dc}$ | 600 V | 10 V |
| 电容$C_1/C_2$ | 4 700 μF | 1 000 μF |
| 相电感$L$ | 3 mH | 3 mH |
| 相电阻$R$ | 1 Ω | 1 Ω |
| 采样频率$f_s$ | 10 kHz | 10 kHz |
| 相参考电流幅值$i_{xref}$ | 200 A | 3 A |
| 输出频率$f$ | 50 Hz | 50 Hz |

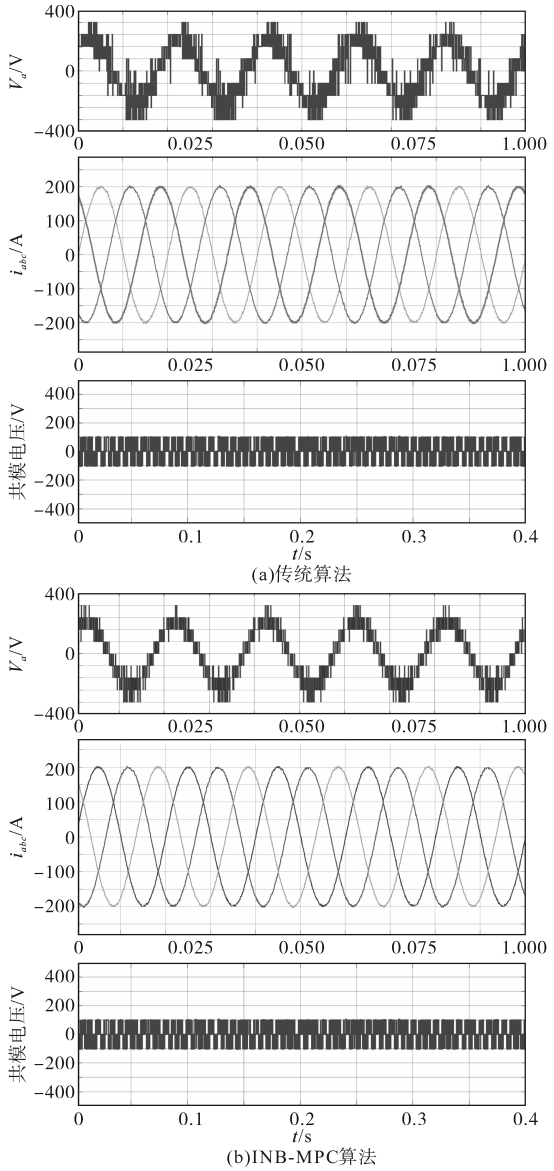


图5　稳态下的$a$相输出电压、三相电流及共模电压仿真结果

Fig.5　Simulation results of $a$-phase output voltage, three-phase current and common-mode voltage under steady state

从图5可以看出,传统算法与所提INB-MPC算法都能够较好地跟踪参考,而所提算法有着更低的谐波含量,表明所提算法的电流跟踪性能更优。两种方法的共模电压波动幅值都为±100 V,即$V_{dc}/6$,说明所提方法达到了降低共模电压的目的,且相对传统方法有着更简便的计算方式,降低了计算负担。

图6是两种方法逆变器的输出电流FFT分析结果。结果表明,所提算法有着更低的谐波含量。

这是由于传统方法中存在权重系数，而含有权重系数的MPC为了满足中点电位平衡的控制要求，会牺牲部分电流跟踪的性能。而所提的两级式INB-MPC方法去除了权重系数，代价函数$J_1$中仅包含输出电流这一个控制目标，中点电位则是通过选择已有的6个小矢量及所提出的3个虚拟矢量进行平衡。

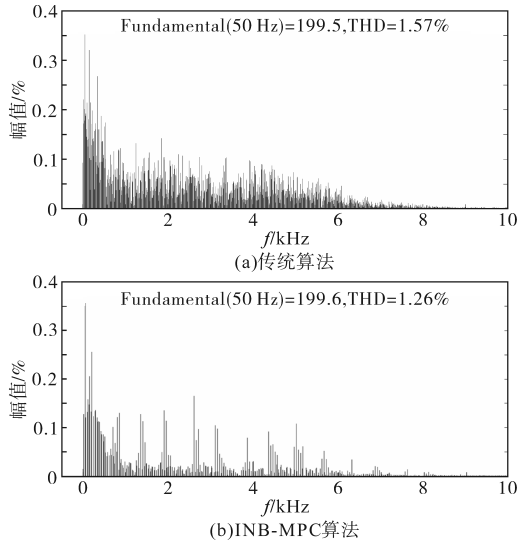


图6　输出电流的FFT分析结果

Fig.6　FFT analysis of output current

此外，还进行了两种方法中点电压波动情况的仿真，结果如图7所示。仿真结果表明，传统算法存在±20 V左右的中点电压波动，而所提INB-MPC算法的中点电压波动则维持在±10 V左右，表明所提算法有着更小的中点电压纹波。可以得出，所提出包含虚拟矢量的冗余矢量选择方法优于传统的引入权重系数的中点电压平衡方法，并有着较好的平衡性能。

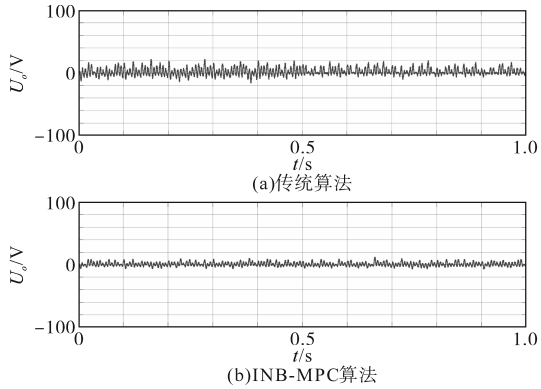


图7　稳态情况下中点电压仿真结果

Fig.7　Simulation results of neutral point voltage in steady state

为了测试所提出INB-MPC方法的动态特性，在仿真中加入了输出电流参考值的阶跃变化，让系统在仿真进行到0.1 s时突降负载，参考电流幅值从200 A降低到150 A。图8为负载变化时交流侧的电流波形以及中点电压的变化情况。从图8a可以看出，在参考电流突然变化时，电流在1/4个周期内跟踪新的参考值，这也是FCS-MPC的优势之一，即动态响应较快，具有良好的动态性能。图8b则表明了负载突然变化时中点电压仍可保持在0 V附近，波动约为±10 V，且未出现中点电压失控的情况。

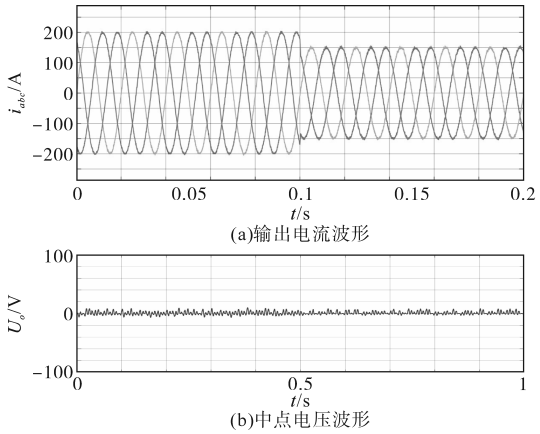


图8　所提INB-MPC的动态性能仿真结果

Fig.8　Dynamic performance simulation results of INB-MPC

所搭建的小功率三电平NPC实验平台主体部分如图9所示，其中数字信号处理芯片为TMS320F28335。

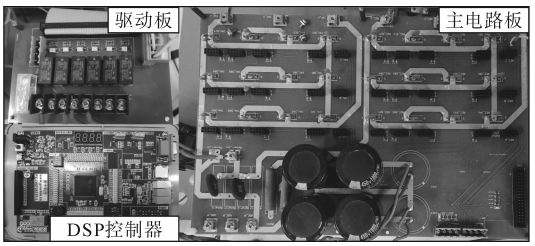


图9　所搭建的实验平台

Fig.9　Experimental platform

所得出的实验结果如图10、图11所示。由图10可以得出，当参考电流为3 A时，输出电流是较高质量的正弦波形，且共模电压限制在了$\pm V_{dc}/6$左右，即1.67 V左右，证明了所提控制策略有较好的电流跟踪性能。图11的实验结果则表明了上侧与下侧电容的波动幅值皆小于1 V，证明了中点电位平衡策略的有效性。

综上，仿真与实验结果表明，本文提出的两级式INB-MPC算法减小了共模电压及中点电压纹波，有助于减小分布式可再生能源发电系统中的NPC逆变器中点电压波动。由动态仿真结果可以得出，所提出的方法具有良好的动态性能。仿真与实验结果验证了理论的正确性。

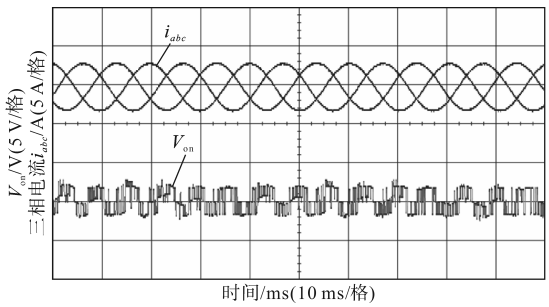


图10　三相电流及共模电压实验结果

Fig.10　Experimental results of 3-phase current and common-mode voltage

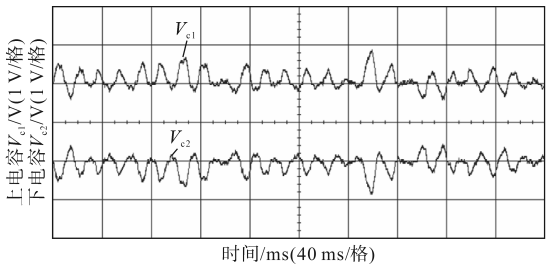


图11　上、下侧电容电压波动实验结果

Fig.11　Experimental results of upper and lower capacitors′voltage

## 4　结论

本文提出了一种两级式INB-MPC算法,消除了代价函数中的权重系数,解决了实际应用中权重系数较难整定的问题,并平衡了中点电位,降低了共模电压。仿真与实验结果表明,三相系统的共模电压峰值降低至$\pm V_{dc}/6$,直流侧中点电压得到平衡,且系统动、静态性能良好。在将来的研究工作中,可以进一步研究考虑死区的FCS-MPC控制策略。

### 参考文献

[1] 陈仲,许亚明,那显龙. 基于中点电流的三电平NPC逆变器电容电压均衡控制分析[J]. 中国电机工程学报,2016,36(9):5308-5317.
CHEN Zhong, XU Yaming, NA Xianlong. Analysis of a new voltage balance method for three-level NPC inverters based on neutral-point current[J]. Proceedings of the CSEE,2016,36(9):5308-5317.

[2] 宋明轩,冯源,张甜,等. 三电平逆变器实时开关特性在线检测方法研究[J]. 电气传动,2022,52(21):26-30.
SONG Mingxuan,FENG Yuan,ZHANG Tian,et al. Research on online test method for real time switching characteristics of three-level inverter system[J]. Electric Drive,2022,52(21):26-30.

[3] 朱敏龙,宋慧庆,李宇航,等. NPC型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制,2023,51(10):110-122.
ZHU Minlong, SONG Huiqing, LI Yuhang, et al. Visualized three-vector model-free predictive control strategy for an NPC three-level inverter[J]. Power System Protection and Control, 2023,51(10):110-122.

[4] CHAVALI R V, DEY A, DAS B. A hysteresis current controller PWM scheme applied to three-level NPC inverter for distributed generation interface[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1486-1495.

[5] CHEN F, QIAO W, WANG H, et al. A simple zero-sequence voltage injection method for carrier-based pulsewidth modulation of the three-level NPC inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4687-4699.

[6] 汤旻安,许希元,王茜茜,等. 基于SAADR-PI的NPC三电平容错光伏并网逆变器FCS-MPC策略[J]. 高电压技术,2020,46(10):3541-3551.
TANG Minan, XU Xiyuan, WANG Qianqian, et al. FCS-MPC strategy for NPC three-level fault-tolerant PV grid-connected inverters based on SAADR-PI control[J]. High Voltage Engineering,2020,46(10):3541-3551.

[7] 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.

[8] 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):7614-7626.
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):7614-7626.

[9] 任兆文,宋书中,黄景涛,等. 单相三电平并网逆变器多状态模型预测控制研究[J]. 电力系统保护与控制,2021,49(16):19-28.
REN Zhaowen, SONG Shuzhong, HUANG Jingtao, et al. Research on multi-state model predictive control for a single-phase three-level grid-tied inverter[J]. Power System Protection and Control,2021,49(16):19-28.

[10] 巫思源,姚钢,周荔丹,等. 三电平并网逆变器的占空比优化MPC定频算法[J]. 电力电子技术,2021,55(8):111-115.
WU Siyuan, YAO Gang, ZHOU Lidan, et al. MPC fixed frequency algorithm for duty cycle optimization of three-level grid-connected inverter[J]. Power Electronics, 2021, 55(8): 111-115.

[11] 杨勇,樊明迪,谢门喜,等. 三电平三相逆变器快速有限控制集模型预测控制方法[J]. 电机与控制学报,2016,20(8):83-91.
YANG Yong,FAN Mingdi,XIE Menxi,et al. Fast finite control set model predictive control method for three-level three-phase inverters[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(8): 83-

91.

[12] 薛诚，宋文胜，武雪松，等. 无差拍优化五相永磁同步电机有限集模型预测转矩控制算法[J]. 中国电机工程学报，2017，37(23)：7014-7023，7093.
XUE Cheng，SONG Wensheng，WU Xuesong，et al. Finite-control-set model predictive torque control algorithm with deadbeat optimization for five-phase permanent-magnet synchronous machines drives[J]. Proceedings of the CSEE，2017，37(23)：7014-7023，7093.

[13] 胡存刚，胡军，张云雷，等. 三电平ANPC变换器SVPWM优化控制方法[J]. 电机与控制学报，2016，20(6)：32-41.
HU Cungang，HU Jun，ZHANG Yunlei，et al. Optimization control for three-level active neutral-point-clamped converter using SVPWM[J]. Electric Machines and Control，2016，20(6)：32-41.

[14] 王梦谦，李华，毕京斌，等. 一种改进的多电平逆变器SVPWM调制方法研究[J]. 电气传动，2022，52(5)：28-33，46.
WANG Mengqian，LI Hua，BI Jingbin，et al. Research on an improved SVPWM modulation method of multilevel inverter[J]. Electric Drive，2022，52(5)：28-33，46.

[15] 何凤有，王从刚，曹晓冬，等. 感应电机准无差拍模型预测电流控制策略[J]. 电机与控制学报，2013，17(9)：57-62，72.
HE Fengyou，WANG Conggang，CAO Xiaodong，et al. Quasi-deadbeat model predictive current control strategy for induction motor drives[J]. Electric Machines and Control，2013，17(9)：57-62，72.

[16] 李佳耀，宋文胜，刘碧，等. 低转矩脉动和共模电压的永磁同步电机模型预测脉冲序列控制[J]. 中国电机工程学报，2022，42(11)：4189-4199.
LI Jiayao，SONG Wensheng，LIU Bi，et al. Model predictive pulse pattern control of permanent magnet synchronous motor with low torque ripple and common mode voltage[J]. Proceedings of the CSEE，2022，42(11)：4189-4199.

[17] 杨捷，顾冬冬，孙明浩，等. 三相光伏并网逆变器多目标优化模型预测控制[J]. 电力系统保护与控制，2016，44(15)：112-119.
YANG Jie，GU Dongdong，SUN Minghao. Multi-objective optimization model-predictive control of PV grid-connected inverters[J]. Power System Protection and Control，2016，44(15)：112-119.

[18] XING Xiangyang，CHEN Hua. A fast-processing predictive control strategy for common-mode voltage reduction in parallel three-level inverters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics，2021，9(1)：316-326.

[19] 柳志飞，杜贵平，杜发达. 有限集模型预测控制在电力电子系统中的研究现状和发展趋势[J]. 电工技术学报，2017，32(22)：58-69.
LIU Zhifei，DU Guiping，DU Fada. Research status and development trend of finite control set model predictive control in power electronics[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2017，32(22)：58-69.

收稿日期：2024-03-31
修改稿日期：2024-07-18

（上接第51页）

29-39.
YANG Guoqing，WANG Wenkun，WANG Deyi，et al. Dynamic prediction of ultra-short-term wind power based on BP-AHP wind turbine condition assessment[J]. Large Electric Machine and Hydraulic Turbine，2024(1)：29-39.

[12] 王永利，李颐雯，王欢，等. 基于改进BP神经网络的河北省碳排放预测[J]. 生态经济，2024，40(6)：30-37.
WANG Yongli，LI Yiwen，WANG Huan，et al. Carbon emission prediction of Hebei Province based on improved BP neural network[J]. Ecological Economy，2024，40(6)：30-37.

[13] 吴明兴，谷昊霖，别佩，等. 基于萤火虫算法改进BP神经网络的电力用能行为预测方法[J]. 沈阳工业大学学报，2023，45(3)：241-246.
WU Mingxing，GU Haolin，BIE Pei，et al. Improved BP neural network based on firefly algorithm forpredicting electricity energy consumption behaviour[J]. Journal of Shenyang University of Technology，2023，45(3)：241-246.

[14] 汪炎，高昕，方亮. 布谷鸟算法优化BP网络的电力负荷预测[J]. 哈尔滨商业大学学报(自然科学版)，2022，38(6)：686-691.
WANG Yan，GAO Xin，FANG Liang. Power load forecasting based on BP network optimized by cuckoo search algorithm[J]. Journal of Harbin University of Commerce：Natural Sciences Edition，2022，38(6)：686-691.

[15] 左宏基，陈宏军，徐峰亮，等. 基于BP神经网络建模的并联型有源电力滤波器谐波综合治理控制算法[J]. 电力电容器与无功补偿，2022，43(1)：50-56.
ZUO Hongji，CHEN Hongjun，XU Fengliang，et al. Integrated control algorithm on harmonics of shunt active power filter based on BP neural network modeling[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation，2022，43(1)：50-56.

收稿日期：2024-11-05
修改稿日期：2024-12-10