

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.201332

# 单相三电平并网逆变器多状态模型预测控制研究

任兆文<sup>1</sup>, 宋书中<sup>1</sup>, 黄景涛<sup>1</sup>, 何国锋<sup>1,2</sup>

(1. 河南科技大学电气工程学院, 河南 洛阳 471023; 2. 河南城建学院电气与控制工程学院, 河南 平顶山 467036)

**摘要:** 单相三电平逆变系统中, 传统有限控制集模型预测控制在较低的采样频率下无法保证输出电能质量。针对这一问题, 提出一种多状态虚拟矢量模型预测控制方法。在单个控制周期内, 输出多个开关状态, 以提高并网电流的电能质量。建立了逆变器预测模型, 根据预测矢量初步筛选一组开关状态, 每个开关状态的作用时间由所设计的电流代价函数确定。为有效平衡直流母线电压, 设计均压代价函数, 进一步调整开关状态, 得到最终输出到逆变器的开关状态序列。搭建仿真系统并进行了仿真分析, 结果验证了所提控制策略的有效性, 并网电能质量得到有效提高, 直流母线电压波动小。

**关键词:** 单相三电平逆变器; 有限控制集模型预测控制; 采样频率; 多状态虚拟矢量

## Research on multi-state model predictive control for a single-phase three-level grid-tied inverter

REN Zhaowen<sup>1</sup>, SONG Shuzhong<sup>1</sup>, HUANG Jingtao<sup>1</sup>, HE Guofeng<sup>1,2</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China;  
2. College of Electrical and Control Engineering, Henan University of Urban Construction, Pingdingshan 467036, China)

**Abstract:** In a single-phase three-level inverter system, the classic finite control set model predictive control cannot guarantee the output power quality at a lower sampling frequency. To solve this problem, a multi-state virtual-vector model predictive control method is proposed. In a single control period, multiple switch states are output to improve the power quality of the grid current. The inverter predictive model is established, and a set of switch states are initially selected according to the predicted vector, and the work time of each state is determined by the designed current cost function. To effectively balance the voltage of the DC bus, a voltage balancing cost function is designed, and the switch state is further adjusted to obtain the final switch state sequence output to the inverter. A simulation is built and the analysis is carried out. The results verify the effectiveness of the proposed control strategy, the grid-connected power quality is effectively improved, and the voltage fluctuation of the DC bus is small.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. U1504617 and No. 61803145) and the Project of Henan Science and Technology Department (No. 192102210231).

**Key words:** single-phase three-level inverter; finite control set model predictive control; sampling frequency; multi-state virtual vector

## 0 引言

可再生能源发电受到越来越多的关注, 而分布式发电是利用可再生能源的有效方式之一<sup>[1-3]</sup>。并网逆变器(Grid-Connected Inverter, GCI)作为分布式发电系统与电网的接口, 它的性能成为提高电力系统

稳定性, 保证发电系统安全、可靠运行的关键。

随着数字处理器的高速发展, 更多先进的数字控制技术在电力电子领域被使用, 其中模型预测控制获得越来越多的关注。针对电力电子变换器而提出的有限控制集模型预测控制(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)具有良好的适应性和灵活性, 针对不同变换器拓扑, 如单相两电平<sup>[4]</sup>、三相两电平<sup>[5]</sup>和三相三电平<sup>[6]</sup>变换器均体现出良好的控制效果。FCS-MPC 也适用于 V2G<sup>[7-8]</sup>、微

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(U1504617, 61803145); 河南省科技厅项目资助(192102210231)

电网<sup>[9-14]</sup>、柔性直流输电<sup>[15]</sup>等非传统电网工况。结合预测控制可综合多个目标进行优化的特点，FCS-MPC 可以灵活设计控制目标，无需针对控制目标增加额外回路，文献[16]针对 LCL 滤波器谐振问题，在代价函数中加入谐振阻尼优化项，实现多状态变量反馈的有源阻尼控制策略。

FCS-MPC 在每个采样周期内只输出一个最优开关状态作用在 GCI 上，需要很高的采样频率，由于没有 PWM 调制模块，GCI 输出谐波不固定，不利于滤波器设计<sup>[17]</sup>。当采样频率很高时，输出谐波较为集中且主要分布在高频范围，滤波器能够很好地将其滤除，因此 GCI 输出的入网电流具有较高的电能质量。但是，高采样频率往往要求系统具有高性能的采样电路和控制电路，提高了系统成本。在常用的采样频率范围(10~50 kHz)内，FCS-MPC 控制 GCI 输出谐波会移动至低频段，滤波器无法完全滤除谐波。因此较低采样频率的 FCS-MPC 常在电流谐波含量要求不高的场合，如电机控制<sup>[18-21]</sup>和带负载运行<sup>[22]</sup>。为了达到并网要求，在设计 LCL 滤波器时往往需要较大的桥臂电感，文献[23-24]所设计的滤波电感值分别为 40 mH、25 mH，过大的电感会造成系统动态性能差，硬件上会造成滤波器设计困难，成本增大。目前，已有学者针对该问题提出了一些解决方法，文献[25]针对三相两电平变换器提出一种两矢量输出的预测控制策略，并设计方法优化每个矢量的持续时间；文献[26]针对三相嵌套中性点箝位变换器，利用李雅普诺夫原理提出矢量扇区选择方法，并通过优化占空比控制策略确定组成扇区的每个矢量的持续时间；文献[27]分别为非对称级联 H 桥并网换流器中的每个单元设计了独立的模型预测控制策略，每个控制器分别产生独立的开关状态和占空比，使得系统可以在较低的采样频率下输出符合要求的入网电流。文献[28]针对固态变压器，在一个控制周期中选择两个非零矢量和一个零矢量作为控制量输出，根据占空比优化函数确定开关状态序列以及各状态的作用时间，使固态变压器在低采样频率条件下满足工作要求。

本文针对单相 NPC 型并网逆变器，提出一种多状态虚拟矢量模型预测控制(Multi-state Virtual-vector Model Predictive Control, MV-MPC)，在一个控制周期内可以输出多个开关状态，并根据每个状态的电流代价函数计算出相应的持续时间；同时，针对开关状态输出不对称等因素造成的直流母线中点电压偏移问题，设计电压代价函数与电流代价函数共同决定输出开关状态，在不影响入网电流输出的情况下保持中点电压小范围内波动。

## 1 并网逆变器虚拟矢量模型

单相 NPC 型三电平逆变器拓扑如图 1 所示。其中分布式发电系统前级发电单元可等效为直流源  $U_{dc}$ ； $C_1$ 、 $C_2$  为直流母线电容，二者电压分别为  $u_p$  和  $u_n$ ，电流分别为  $i_{C1}$  和  $i_{C2}$ ； $i_p$  为直流侧正向电流， $i_n$  为直流母线中点电流； $D_{a1}$ — $D_{b2}$  为钳位二极管， $S_{a1}$ — $S_{b4}$  为开关管 IGBT； $L_1$ 、 $L_2$  分别为 LCL 滤波器桥臂侧和电网侧滤波电感， $C_f$  为滤波电容， $u_{ab}$  为逆变器桥臂电压， $i_L$  为桥臂侧电流， $u_f$  为滤波电压， $i_g$  为入网电流， $u_g$  为电网电压。

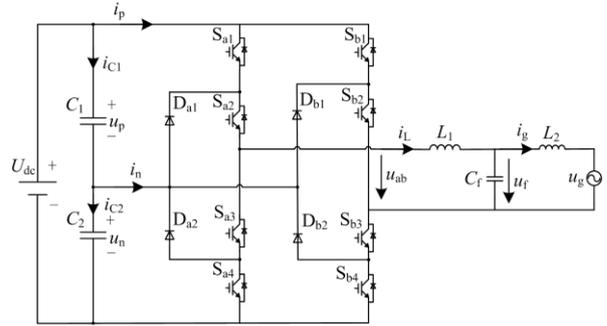


图 1 单相三电平并网逆变器拓扑结构

Fig. 1 Topology of single phase three-level GCI

根据图 1 可以选择状态变量  $\mathbf{x} = (i_L, i_g, u_f)^T$ ，并取  $\mathbf{u} = (u_{ab}, u_g)^T$ 。

为了更好地实现单相 GCI 功率解耦控制，使用二阶广义积分(Second Order Generalized Integrator, SOGI)建立  $x$  的正交虚拟矢量，其传递函数为

$$\begin{cases} D(s) = \frac{k_d \omega s}{s^2 + k_c \omega s + \omega^2} \\ H(s) = \frac{k_d \omega^2}{s^2 + k_d \omega s + \omega^2} \end{cases} \quad (1)$$

式中： $k_d$  为阻尼系数； $\omega$  为电网电压角频率。通过式(1)建立  $x$  和  $u_g$  的虚拟矢量  $x_{\alpha\beta}$  和  $u_{g\alpha\beta}$  分别为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{\alpha\beta} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{x} \cdot D(s) \\ -\mathbf{x} \cdot H(s) \end{pmatrix} \\ \mathbf{u}_{g\alpha\beta} = \begin{pmatrix} u_{g\alpha} \\ u_{g\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_g \cdot D(s) \\ -u_g \cdot H(s) \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

定义开关函数

$$S_1 = \begin{cases} 1 & S_{a1} \text{导通}, S_{a3} \text{关断} \\ 0 & S_{a1} \text{关断}, S_{a3} \text{导通} \end{cases},$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & S_{a2} \text{导通}, S_{a4} \text{关断} \\ 0 & S_{a2} \text{关断}, S_{a4} \text{导通} \end{cases},$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & S_{b1} \text{ 导通, } S_{b3} \text{ 关断} \\ 0 & S_{b1} \text{ 关断, } S_{b3} \text{ 导通} \end{cases},$$

$$S_4 = \begin{cases} 1 & S_{b2} \text{ 导通, } S_{b4} \text{ 关断} \\ 0 & S_{b2} \text{ 关断, } S_{b4} \text{ 导通} \end{cases}.$$

则根据定义的开关函数可以得到 9 个不同的虚拟矢量电压  $u_i$ , 电压矢量图及对应开关状态如图 2 所示。

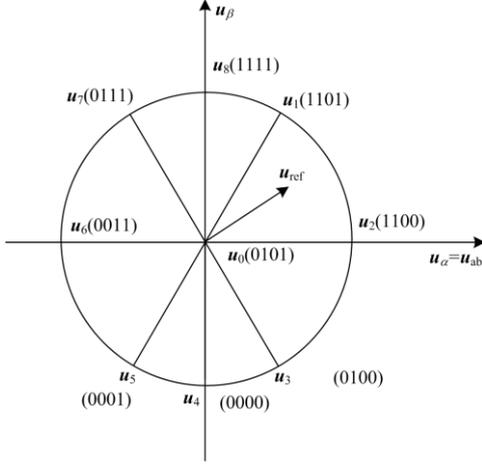


图 2 虚拟电压矢量以及开关状态

Fig. 2 Virtual voltage vector and the corresponding switch state

图 2 中,  $u_0 = (0 \ 0)^T$ ,  $u_1 = (U_{dc}/2 \ \sqrt{3}U_{dc}/2)^T$ ,  $u_2 = (U_{dc} \ 0)^T$ ,  $u_3 = (U_{dc}/2 \ -\sqrt{3}U_{dc}/2)^T$ ,  $u_4 = (0 \ -U_{dc})^T$ ,  $u_5 = (-U_{dc}/2 \ -\sqrt{3}U_{dc}/2)^T$ ,  $u_6 = (-U_{dc} \ 0)^T$ ,  $u_7 = (-U_{dc}/2 \ \sqrt{3}U_{dc}/2)^T$ ,  $u_8 = (0 \ -U_{dc})^T$ 。则  $u$  的矢量形式  $u_{\alpha\beta}$  可表示为  $u_{\alpha\beta} = (u_i \ u_{g\alpha\beta})^T$ 。则可建立 GCI 的状态空间模型如式(3)所示。

$$\begin{cases} \dot{x}_{\alpha\beta} = Ax_{\alpha\beta} + Bu_{\alpha\beta} \\ y = x_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{式中: } A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & 0 & 1/L_g \\ 1/C_f & -1/C_f & 0 \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & -1/L_g \\ 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

理想的 LCL 滤波器是一个三阶系统且没有阻尼元件, 存在一个谐振尖峰影响 GCI 稳定性。外加无源阻尼电阻虽然可抑制滤波器谐振, 但是会引入额外的损耗, 降低系统效率, 因此本文使用滤波电容电流反馈有源阻尼策略, 控制框图如图 3 所示。

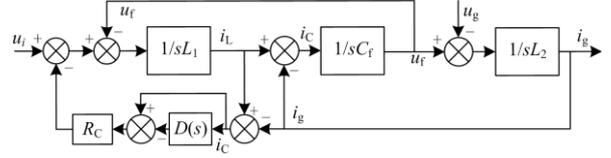


图 3 有源阻尼控制框图

Fig. 3 Diagram of active damping control

该策略利用  $i_L$  和  $i_g$  反馈计算出滤波电容电流  $i_c$ , 并通过  $D(s)$  分离出高频分量, 经过一个比例环节  $R_C$  得到电压补偿量, 在  $u_i$  中减去该补偿量实现有源阻尼控制。根据框图等效变换, 该方法可等效为在滤波电容支路并联虚拟阻抗<sup>[29-31]</sup>, 等效电路如图 4 所示, 其中虚拟阻抗  $Z_{eq} = L_1/R_C C_f$ 。

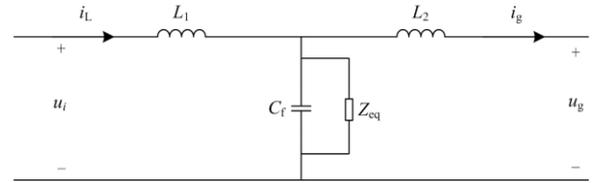


图 4 有源阻尼控制等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of active damping control

为了减少传感器使用, 降低系统硬件成本, GCI 直流侧电流  $i_p$ 、 $i_n$  可以由  $i_L$  以及开关状态得出。

$$\begin{cases} i_p = (S_1 S_2 - S_3 S_4) \cdot i_L \\ i_n = [(S_1 - S_2) - (S_3 - S_4)] \cdot i_L \end{cases} \quad (4)$$

当电压矢量  $u_0$ 、 $u_2$ 、 $u_4$ 、 $u_6$ 、 $u_8$  作用在 GCI 上时, 输出电压  $u_{ab}$  为直流电源电压或者零电压, 将上述电压矢量对应的开关状态代入式(4)可得出  $i_n=0$ 。此时可假设电容  $C_1$  和  $C_2$  并未参与放电, 能量全部由直流电源提供; 当电压矢量  $u_1$ 、 $u_3$ 、 $u_5$ 、 $u_7$  作用在 GCI 上时, 对应的开关状态代入式(4)中可得,  $i_p=i_L$ ,  $i_n=-i_L$  或  $i_p=-i_L$ ,  $i_n=i_L$ 。此时 GCI 能量由  $C_1$  或  $C_2$  提供。电容放电时的动态方程为

$$\begin{cases} \frac{du_p}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{c1} \\ \frac{du_n}{dt} = \frac{1}{C_2} i_{c2} \end{cases} \quad (5)$$

根据图 1 可得如下关系:

$$\begin{cases} i_{c1} = -i_p \\ i_{c2} = i_{c1} - i_n = -i_p - i_n \end{cases} \quad (6)$$

直流母线中点电压  $u_z = u_p - u_n$ 。根据式(5)、式(6)进一步得到  $u_z$  的动态方程, 如式(7)。

$$\frac{du_z}{dt} = \frac{d(u_p - u_n)}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{c1} - \frac{1}{C_2} i_{c2} = \frac{C_1 - C_2}{C_1 C_2} i_p + \frac{1}{C_2} i_n \quad (7)$$

根据式(4)和式(7)可知, GCI 工作在不同开关状态会对  $u_z$  造成影响, 理想情况下  $u_z$  会在 0 点附近周期性地波动, 但是当 GCI 工作开关状态不对称时,  $u_z$  会偏移而不再等于 0, 进而造成 GCI 不能输出正确的电平, 影响逆变器正常输出电流, 因此设计控制器时要考虑直流母线电压平衡问题。

## 2 多状态模型预测控制策略

FCS-MPC 通常以逆变器全部开关状态及其对应的输出电压或电压矢量作为控制集, 系统数学模型离散化后作为预测模型。在每个控制周期内, 控制器遍历控制集中所有状态, 根据预测模型计算出 GCI 下一时刻输出的预测值, 再利用代价函数求得每个预测值的代价函数值, 最后选择代价函数值最小的预测值所对应的开关状态作为控制器输出作用在 GCI 上。

### 2.1 单开关状态模型预测控制策略

设采样周期为  $T_s$ , 将式(3)采用前向欧拉公式离散化后得到 FCS-MPC 中的预测模型。

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{\alpha\beta}(k+1) = \mathbf{A}_D \mathbf{x}_{\alpha\beta}(k) + \mathbf{B}_D \mathbf{u}_{\alpha\beta}(k) \\ \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{x}_{\alpha\beta}(k+1) \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\mathbf{A}_D = e^{A T_s}$ ;  $\mathbf{B}_D = \int_0^{T_s} e^{A\tau} \mathbf{B} d\tau$ ;  $T_s$  为采样周期, 同时也是控制周期。经过 Park 变换至同步旋转( $d$ - $q$ )坐标系下得到状态变量在  $d$ - $q$  坐标系下的预测值  $y_{dq}(k+1)$ , 变换公式为

$$\begin{pmatrix} \mathbf{i}_{Ldq} \\ \mathbf{i}_{gdq} \\ \mathbf{u}_{fdq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{T}_r & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{T}_r & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{T}_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{L\alpha\beta}(k+1) \\ \mathbf{i}_{g\alpha\beta}(k+1) \\ \mathbf{u}_{f\alpha\beta}(k+1) \end{pmatrix} \quad (9)$$

式中,  $\mathbf{T}_r = \begin{pmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{pmatrix}$ 。GCI 输出电流的参考值可通过有功功率和无功功率的参考值计算得到。

$$\mathbf{i}_{gdq}^* = 2 \begin{pmatrix} u_{gd} & u_{gq} \\ u_{gq} & -u_{gd} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} P^* \\ Q^* \end{pmatrix} \quad (10)$$

式中,  $u_{gd}$  和  $u_{gq}$  分别为  $u_g$  的  $d$  轴和  $q$  轴分量, 由  $u_{g\alpha\beta}$  经过 Park 变换得到。GCI 需要补偿 LCL 滤波器发出的无功功率  $Q_C$  为

$$Q_C = \frac{1}{2} \omega C_f (u_{fq}^2 - u_{fd}^2) \quad (11)$$

理想状态下, LCL 滤波器不发出或消耗有功功率, 有功功率补偿值为 0。则 GCI 侧输出功率参考值为

$$\begin{pmatrix} P_L^* \\ Q_L^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P^* \\ Q^* \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 0 \\ Q_C \end{pmatrix} \quad (12)$$

同理, 桥臂侧电流参考值为

$$\mathbf{i}_{Ldq}^* = 2 \begin{pmatrix} u_{gd} & u_{gq} \\ u_{gq} & -u_{gd} \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} P_L^* \\ Q_L^* \end{pmatrix} \quad (13)$$

以并网逆变器的桥臂输出电流和入网电流作为控制目标构造电流代价函数。

$$g_c = \lambda_1 (i_{gd} - i_{gd}^*)^2 + \lambda_2 (i_{gq} - i_{gq}^*)^2 + \lambda_3 (i_{Ld} - i_{Ld}^*)^2 + \lambda_4 (i_{Lq} - i_{Lq}^*)^2 \quad (14)$$

式中,  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 、 $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$  为权重因子, 可以根据不同控制要求设置不同的值。若以入网电流为主要控制目标, 设定  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  大于  $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$ ; 若以桥臂侧电流为主要控制目标, 设定  $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$  大于  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 。GCI 最主要的任务是向电网注入可靠稳定的电流, 因此 FCS-MPC 以入网电流为主要控制目标。整定权重因子时先将次要控制目标对应的因子  $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$  置为 0, 调试  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  直至 GCI 工作在最佳状态;  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  整定完毕后再使用同样方法调试 GCI 继续整定  $\lambda_3$ 、 $\lambda_4$ , 最后再根据输出结果对权重因子整体进行微调。通常情况下权重因子的取值为 [0,1]。权重因子确定后, 仍可根据实际工况和 GCI 输出效果进行定期调整, 不断改善 FCS-MPC 控制效果。

当  $u_1$ 、 $u_3$ 、 $u_5$ 、 $u_7$  作用时电容  $C_1$  或  $C_2$  放电, 此时直流母线中点电压  $u_z$  会出现偏移。若一个基波周期内, 上述电压矢量作用时间对称, 则  $u_z$  会在平衡点附近波动, 不会产生较大偏移, 但是 FCS-MPC 每个控制周期内的控制律不同, 且相互没有联系, 因此电压矢量的作用时间不能完全对称, 加上外部未知扰动的影响,  $u_z$  会逐渐偏离平衡点影响 GCI 正常工作, 因此需要构建直流母线电压预测模型和相应的代价函数, 用来平衡直流母线中点电压。采用前向欧拉公式将式(5)离散化可得

$$\begin{pmatrix} u_p(k+1) \\ u_n(k+1) \end{pmatrix} = T_s \begin{pmatrix} \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_p(k) \\ u_n(k) \end{pmatrix} \quad (15)$$

直流母线电压平衡代价函数为

$$g_d = (u_p(k+1) - u_n(k+1))^2 = u_z^2(k+1) \quad (16)$$

将  $g_c$  和  $g_d$  直接相加可得 FCS-MPC 总代价函数  $g$ 。

$$g = g_c + g_d \quad (17)$$

最后控制器输出开关状态为

$$S(k+1) = \arg \min(g) \quad (18)$$

### 2.2 多开关状态输出策略

FCS-MPC 每个采样周期内只输出一个最优开

关状态作用在 GCI 上。在采样频率较高的场合, 具有较高的灵活性, 在逆变系统出现输出误差时及时调整开关状态, 使得逆变器输出电流  $i$  准确跟踪参考值  $i^*$ ; 但是当采样频率不够高时, 单一的开关状态会使逆变器出现较大的跟踪误差, 且控制器不能及时调整, 如图 5 所示。

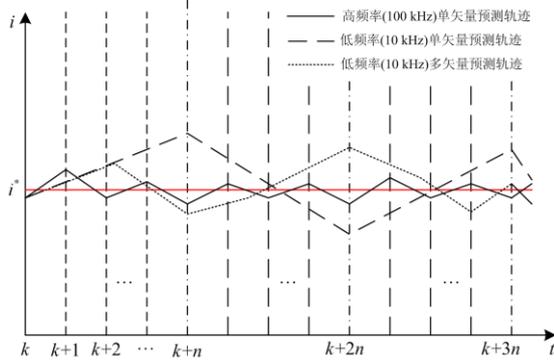


图 5 输出电流预测轨迹

Fig. 5 Diagram of the predicted current trajectory

由于 FCS-MPC 每个控制周期并不总会改变开关状态, 所以 GCI 等效开关频率也会变低, 入网电流中低次谐波含量增高, 增大 LCL 滤波器设计难度。若在一个采样周期内控制器能够输出多个开关状态, 便可以使控制器的动态性能逼近高采样频率的情况, 调节逆变器输出, 减小系统跟踪误差。本文在 FCS-MPC 的基础上对控制器寻优方式进行改进, 提出一种可以在一个控制周期内输出多个开关状态的 MV-MPC 策略。

根据式(8)可得  $u_f$  的预测值均由当前时刻的采样值得到, 因此 MV-MPC 可以首先计算出  $u_f$  的预测值  $u_{f\alpha\beta}(k+1)$ , 并判断下一时刻 GCI 输出电压矢量所在的扇区。以图 2 为例, 则下一时刻 GCI 输出电压矢量为  $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_0$ ; 将这三个电压矢量代入式(8)中计算电流预测值, 再分别代入  $g_c$  中得到相应的代价函数值  $g_{c1}$ 、 $g_{c2}$ 、 $g_{c0}$ 。根据这三个代价函数值得得每个矢量的持续时间。

$$\begin{cases} t_1 = \frac{1/g_{c1}}{1/g_{c1} + 1/g_{c2} + 1/g_{c0}} T_s \\ t_2 = \frac{1/g_{c2}}{1/g_{c1} + 1/g_{c2} + 1/g_{c0}} T_s \\ t_0 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (19)$$

由于单相 NPC 逆变器中零矢量只有  $u_0$  (0101) 一个, 为了保证每次只有一对互补的开关管动作, 采用五段式输出。仍以图 2 所示扇区为例, 开关状态输出顺序为从  $u_0$  开始, 经过  $t_0/2$  后输出  $u_1$ , 再经

过  $t_1/2$  后输出  $u_2$ , 持续  $t_2$  后输出  $u_1$ , 再持续  $t_1/2$  后输出  $u_0$  直至  $T_s$ ; 开关状态输出过程如图 6 所示。

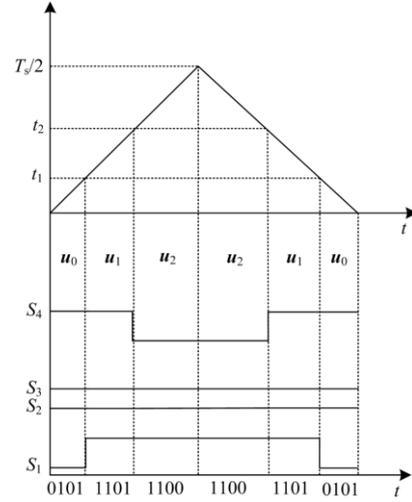
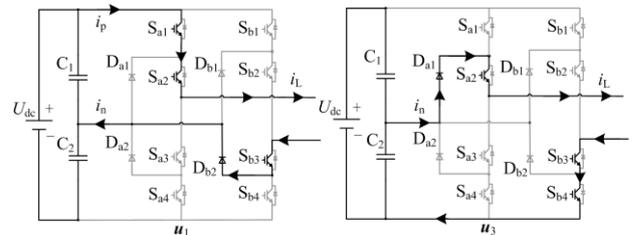


图 6 矢量输出时序

Fig. 6 Diagram of the output vector sequences

值得注意的是, 每个扇区均包含  $u_1$ 、 $u_3$ 、 $u_5$ 、 $u_7$  中的一个, 记上述矢量为从矢量, 而  $u_2$ 、 $u_4$ 、 $u_6$ 、 $u_8$  为主矢量; 并且在从矢量中  $u_1$ 、 $u_3$  互为共轭矢量, 即二者  $\alpha$  轴分量相等,  $\beta$  轴分量互为相反数; 同理  $u_5$ 、 $u_7$  也互为共轭矢量。由于一个基波周期内从矢量作用时间不能保证相同, 仍需使用代价函数  $g_d$  平衡  $u_z$ , 但此时控制周期变长, 从矢量连续输出时间也相应变长,  $u_z$  的波动幅值必然增加, 因此单纯计算  $g_d$  最小值会使  $g_d$  和  $g_c$  得出的结果相互冲突, 甚至导致控制器无法输出正确的开关状态。但是结合五段式矢量输出方法, 可以利用从矢量的共轭矢量替换其输出。仍以图 2 所示扇区为例,  $u_1$  为从矢量,  $u_3$  为其共轭矢量;  $u_1$ 、 $u_3$  作用时 GCI 工作状态如图 7 所示。

图 7 GCI 工作状态( $u_1$ ,  $u_3$ )Fig. 7 Status of the GCI with  $u_1$  and  $u_3$  respectively

由图 7 可知, 当交流侧电流方向相同时,  $u_1$  作用下  $C_1$  放电,  $u_3$  作用下  $C_2$  放电; 对  $u_z$  而言,  $u_1$ 、 $u_3$  作用时桥臂电压相同但是  $i_n$  方向相反, 因此在五

段式输出中, 将第二个  $u_1$  作用时间替换为  $u_3$ , 可在一个控制周期内将  $u_z$  的偏移抵消。

但是使用  $u_3$  时相当于输出另一个扇区的电压矢量, 这会降低交流侧有功功率和无功功率控制的准确性, 所以, 需要改变对  $g_d$  的优化目标。由于一个控制周期中只有一个电压矢量会引起  $u_z$  偏移, 此时  $g_d$  的目标不再是寻找令  $u_z$  偏移最小的矢量而是做出替换指令, 为便于设定替换判断条件, 将  $g_d$  进行归一化得到  $g_{dn}$ , 并定义替换函数  $sign$ 。

$$g_{dn} = \frac{4(u_p(k+1) - u_n(k+1))^2}{U_{dc}^2} \quad (20)$$

$$sign = \begin{cases} 1 & g_{dn} \geq \delta \\ 0 & g_{dn} < \delta \end{cases} \quad (21)$$

式(21)中,  $\delta$  为误差阈值。已知每个扇区的主矢量不会引起  $u_z$  偏移, 因此只需将每个扇区的从矢量代入  $g_{dn}$  进行优化即可, 若  $g_{dn}$  小于  $\delta$ , 则替换标志  $sign$  赋值为 0, 若  $g_{dn}$  大于或等于  $\delta$ , 则替换标志  $sign$  赋值为 1。当  $sign$  为 1 时, MV-MPC 会在从矢量输出第二段的时间段内用共轭矢量将其替换, 当  $sign$  为 0 时控制器正常输出不进行替换。

通常情况下认为直流母线电容  $C_1=C_2=C$ , 但是, 在实际工况中, 直流母线电容会因老化、损坏等出现参数摄动的情况, 此时  $C_1 \neq C_2$ ,  $u_p(k+1)$  和  $u_n(k+1)$  会与实际值产生偏差, 严重时会导致控制器判断失准。例如, 当  $C_2$  由于器件老化而减小时, 根据式(15),  $u_n(k+1)$  就会大于实际值; 若上个控制周期中  $u_p(k) > u_n(k)$  且  $g_{dn}$  处于  $\delta$  附近, 则当前控制周期内  $g_{dn}$  的结果会因为  $u_n(k+1)$  失真而小于实际值, 造成控制器误判, 不进行共轭矢量替换, 造成  $u_z$  进一步偏移。

结合式(4)和式(7)可得, 当  $u_1$ 、 $u_7$  作用时  $u_z$  的导数为  $\dot{u}_z = \frac{1}{C_1} i_n$ ; 当  $u_3$ 、 $u_5$  作用时  $u_z$  的导数为

$\dot{u}_z = \frac{1}{C_2} i_n$ 。虽然  $\dot{u}_z$  的具体数值与  $C_1$  和  $C_2$  有关, 但是, 实际中  $C_1$ 、 $C_2$  一直为正, 则  $\dot{u}_z$  的正负只与  $i_n$  有关。利用  $\dot{u}_z$  的特点, 在 MV-MPC 中加入修正项, 当  $g_{dn} > \frac{\delta}{2}$  时对  $u_z$  的平方进行求导, 即  $\xi = \frac{du_z^2}{dt} = 2u_z \dot{u}_z$ , 写为离散形式为

$$\xi(k) = \frac{2u_z(k) \cdot i_n(k)}{C} \quad (22)$$

随后对  $\xi(k)$  进行判断, 若  $\xi(k) > 0$ , 代表着  $u_z$  有继续偏离平衡点的趋势, 则直接将  $sign$  置 1; 若

$\xi(k) \leq 0$ , 代表着  $u_z$  没有偏离平衡点的趋势, 因此  $sign$  的值由  $g_{dn}$  决定。MV-MPC 控制框图如图 8 所示。

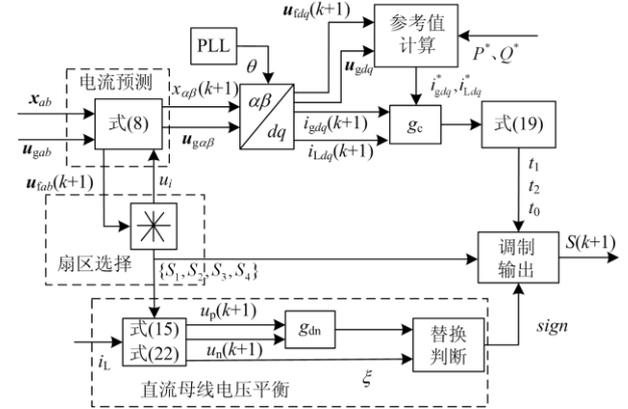


图 8 MV-MPC 控制框图

Fig. 8 Control diagram of MV-MPC

在一个控制周期内, 控制器首先预测滤波电容电压并进行扇区判断; 其次将组成该扇区的全部电压矢量  $u_i$  代入式(8), 以及相对应的开关函数  $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$  代入式(15)和式(19), 预测出下一时刻电流预测值以及直流母线电压预测值, 再计算出相应代价函数  $g_c$  和  $g_{dn}$ ; 然后  $g_c$  用于计算各电压矢量的持续时间,  $g_{dn}$  用于判断是否需要使用共轭矢量替换; 最后通过五段式输出开关状态  $S(k+1)$ 。

### 3 仿真分析

在 Matlab/Simulink 平台搭建单相 NPC 并网逆变器仿真模型模拟实际系统: 代价函数  $g_c$  中  $\lambda_1=1$ ,  $\lambda_2=1$ ,  $\lambda_3=0.8$ ,  $\lambda_4=0.8$ , 直流母线中点电压偏移要求小于 10%, 为了留有裕量,  $g_{dn}$  中  $\delta=0.05$ ; 其余仿真参数见表 1。

表 1 系统仿真参数

Table 1 Parameters of the simulation

参数	符号	数值
直流侧电容	$C_1, C_2/\mu\text{F}$	1200
直流母线电压	$U_{dc}/\text{V}$	400
采样时间	$T_s/\mu\text{s}$	50
桥臂侧滤波电感	$L_f/\text{mH}$	7
滤波电容	$C_f/\mu\text{F}$	50
网侧滤波电感	$L_g/\text{mH}$	0.8

#### 3.1 稳态仿真

设定仿真时间为 1 s, 电网电压 220 V, 逆变器工作在单位功率因数下,  $P^* = 3 \text{ kW}$ ,  $Q^* = 0 \text{ var}$ 。MV-MPC 控制策略交流电流输出如图 9 所示, 利用快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)得到

入网电流的谐波分布情况, 结果如图 10 所示。

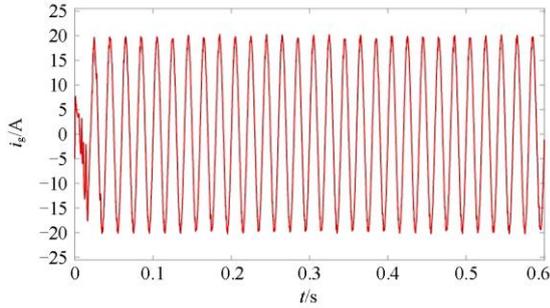


图 9 MV-MPC 策略入网电流仿真结果

Fig. 9 Simulation results of current with MV-MPC strategy

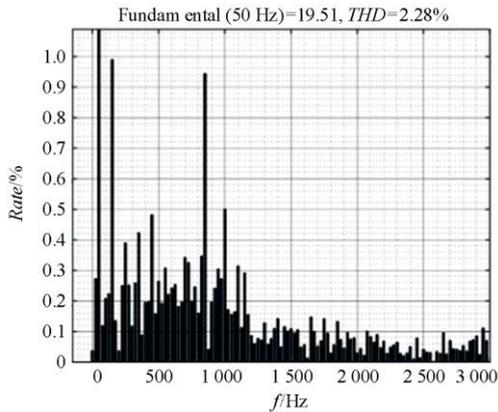


图 10 入网电流谐波分布情况

Fig. 10 Distribution of harmonics in grid current

根据图 9 可得, 系统经历第一个周期的暂态过程后可稳定输出并网电流。图 10 表明, 入网电流基波幅值为 19.51 A, 总谐波畸变率(Total Harmonic Distortion, THD)为 2.28%; 由于 MV-MPC 没有实际的 PWM 调制模块, 入网电流谐波较为分散, 而根据图 10 可得, 在 MV-MPC 控制算法下逆变器开关频率在一定程度上集中在 850 Hz 附近, 且各次谐波均达到并网标准。值得注意的是, 电流输出中三次谐波含量较高, 这是由于 MV-MPC 基于 SVPWM 调制原理。根据 SVPWM 与三次谐波注入 SPWM 的内在联系可知, MV-MPC 输出也会带有三次谐波, 且被控对象为单相并网逆变器, 因此三次谐波无法被抵消。

当桥臂侧电感  $L_1$  不同时, FCS-MPC 和 MV-MPC 控制下的输出电流 THD 呈现出不同的变化趋势, 如图 11 所示。由图 11 可得当  $L_1$  由 3 mH 逐渐增大至 25 mH 时, 两种控制策略下入网电流 THD 均减小, 但是 FCS-MPC 只有在电感值大于 10 mH 时入网电流的电能质量才能满足并网要求,

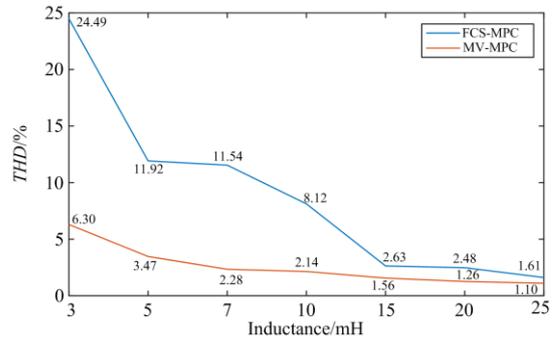


图 11 不同桥臂电感下电流 THD

Fig. 11 Current THD with different bridge inductance

并且随着电感值减小, 入网电流 THD 大幅提升。因此, 在低采样频率的情况下, FCS-MPC 必须使用较大的滤波电感才能并网工作。随着电感值的增加, 电感的体积、重量以及成本均会增加, 给 LCL 滤波器制造带来困难。与之相比, MV-MPC 可以在达到并网要求的条件下使用较小的桥臂电感, 在  $L_1$  为 5 mH 时便达到了并网标准。因此 MV-MPC 可有效降低系统成本及体积, 提高系统动态性能。与此同时, 在相同电感值的情况下, MV-MPC 的控制效果均好于 FCS-MPC 的控制效果, THD 下降 50%~75%。综上所述, 与 FCS-MPC 相比, MV-MPC 具有更好的稳态控制效果。图 12 为入网电流  $i_g$  和电网电压  $u_g$  波形。

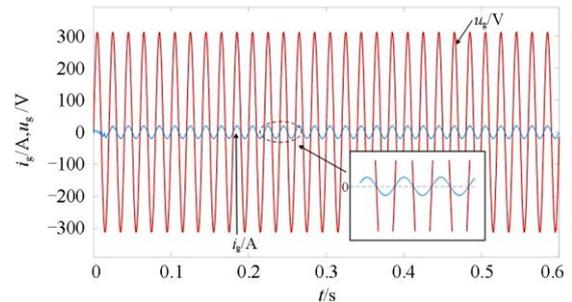


图 12 入网电流和电网电压波形

Fig. 12 Waveforms of grid current and grid voltage

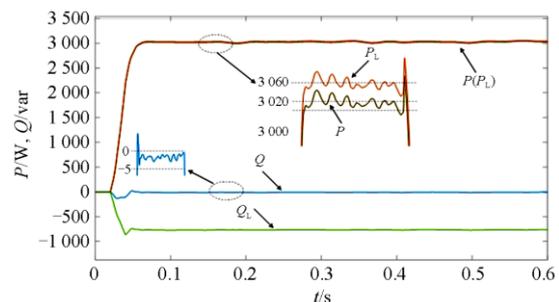


图 13 MV-MPC 策略功率仿真结果

Fig. 13 Simulation results of power with MV-MPC strategy

由图 12 可得  $i_g$  与  $u_g$  之间相位差为 0，即在 MV-MPC 控制下  $i_g$  可以很好地追踪电压。图 13 则更直观表现出 MV-MPC 可以较好地控制 GCI 跟踪功率参考值，系统的桥臂侧有功功率  $P_L$  和入网有功功率  $P$  在误差范围内均为 3 kW；同时 GCI 也可以吸收滤波电容发出的无功功率，使得入网无功功率为 0 var，保证 GCI 工作在单位功率因数状态。

### 3.2 功率波动仿真

仿真开始时有有功功率参考值  $P^*$  为 2 kW，0.2 s 时提升至 3 kW，其余仿真条件不变；无功功率参考值  $Q^*$  开始时为 0 var，0.4 s 时提升至 1 000 var，仿真结果如图 14 所示。

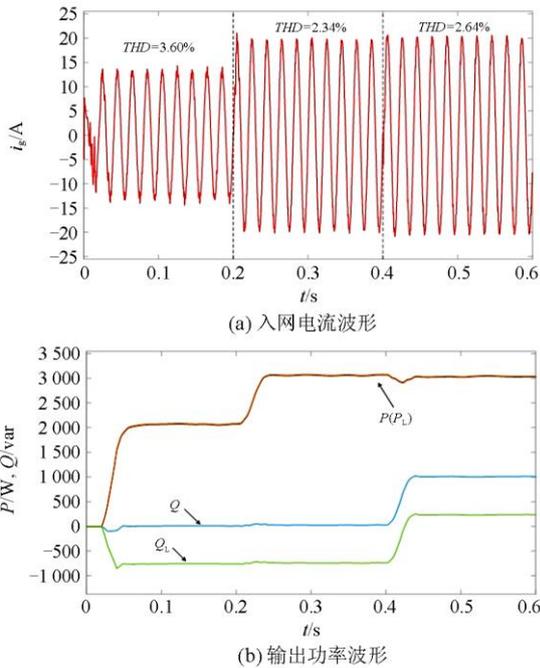


图 14 功率波动仿真结果

Fig. 14 Simulation results with power fluctuation

由图 14 得，GCI 首先跟踪参考值输出 2 kW 有功功率；0.2 s 后输出功率快速提升至 3 kW，调节过程短暂，期间无功功率并未出现明显波动；0.4 s 后 GCI 也开始输出无功功率，从 0 var 提升至 1 000 var，在这个过程中有功功率出现小幅下降并迅速回归至 3 kW；在整个功率波动过程中，入网电流的 THD 虽有波动但是均满足并网要求。由此可得当参考值发生突变时，MV-MPC 可以控制 GCI 快速跟踪参考值输出，具有较好的动态特性，同时 GCI 也可以灵活地在可变功率因数条件下并网工作。

### 3.3 直流母线中点电压平衡

仿真开始时  $g_{dn}$  中  $\delta$  设为大于 1 的数，如 1.5，即不进行直流母线均压控制；0.2 s 时  $\delta$  设为 0.05，

在控制器中启动均压控制策略，输出功率仍保持 3 kW 和 0 var 不变；为了模拟直流母线电容参数摄动，0.4 s 时将母线电容  $C_2$  由 1 200  $\mu F$  减小至 600  $\mu F$ 。仿真结果如图 15 所示。

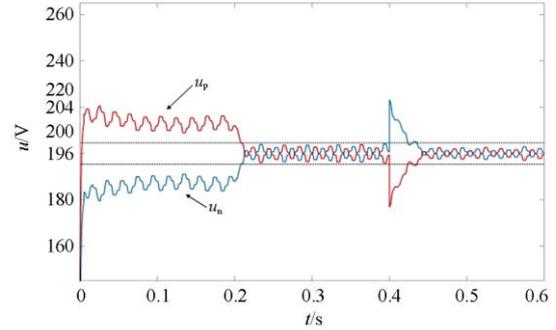


图 15 直流母线平衡仿真结果

Fig. 15 Simulation results of DC bus voltage balancing

由图 15 可以得出，当没有投入均压策略时，直流母线电压  $u_p$  和  $u_n$  逐渐偏离电压中点，此时  $u_z$  约为 40 V；当 0.2 s 均压策略开始工作后， $u_p$  和  $u_n$  迅速调整至 200 V 并小幅波动，波动范围不超过  $\pm 4$  V， $u_z$  也小于 8 V，减小幅度超过 80%；0.4 s 时，由于电容参数突变， $u_n$  突增至约 220 V， $u_p$  则突降至 180 V，但经过一个短暂的调整后二者均回归到电压中点。由此可得，MV-MPC 中的均压策略可以很好地平衡直流母线中点电压，并且在母线电容出现参数摄动时仍能很好地保持均压效果，具有一定的鲁棒性。

## 4 结论

本文针对 FCS-MPC 要求采样频率高，实际控制器难以满足高采样率的问题，提出一种针对低采样频率的多状态虚拟矢量模型预测控制策略。该策略基于二阶广义积分构建的虚拟矢量控制集并划分扇区，通过滤波电容电压选定每个周期并网逆变器输出的电压矢量，并计算每个矢量的持续时间；设计均压策略，根据直流母线中点电压偏移程度调整开关状态输出。进而根据理论分析搭建了仿真模型，仿真结果表明：在相同采样频率下，所提策略可以令单相 NPC 并网逆变器输出满足并网条件的电流，而无需使用较大电感值的滤波电感，降低 LCL 滤波器设计难度以及系统成本，不同桥臂电感条件下输出电能质量均优于 FCS-MPC；可以实现单相 NPC 逆变器在可变功率因数下灵活运行，同时在直流母线参数不变以及直流母线参数摄动条件下均能有效平衡直流母线电压。为预测控制策略在较低采样频

率条件下控制逆变器稳定运行提供理论指导。

## 参考文献

- [1] 李江, 张永利, 刘强, 等. 分布式光储微电网系统并网控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(23): 90-97.  
LI Jiang, ZHANG Yongli, LIU Qiang, et al. Research on grid-connected control strategy of distributed PV-storage microgrid system[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(23): 90-97.
- [2] 路军, 王志国, 杨庆, 等. 基于区块链的光伏微电网交易的博弈模型研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(11): 80-86.  
LU Jun, WANG Zhiguo, YANG Qing, et al. Research on game model of photovoltaic micro-grid transaction based on block chain[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(11): 80-86.
- [3] 张健磊, 高湛军, 孙旭日, 等. 基于 NSGA-II 算法的有源配电网故障定位方法研究[J]. 电测与仪表, 2020, 57(9): 33-39.  
ZHANG Jianlei, GAO Zhanjun, SUN Xuri, et al. Research on fault location method for active distribution network based on NSGA-II algorithm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(9): 33-39.
- [4] 金楠, 窦智峰, 李琰琰, 等. 电压源并网变换器有限控制集预测电流控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(9): 123-130.  
JIN Nan, DOU Zhifeng, LI Yanyan, et al. Finite control sets predictive current control of voltage source grid-connected converter[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(9): 123-130.
- [5] LIU J, CHENG S, LIU Y, et al. FCS-MPC for a single-phase two-stage grid-connected PV inverter[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(4): 915-922.
- [6] 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.
- [7] SOON A, TAN T, ISHAK D, et al. Predictive control of plug-in electric vehicle chargers with photovoltaic integration[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2018, 6(6): 1264-1276.
- [8] 高瑞, 孙中伟. 自愈组密钥分配在电动汽车通过 VANET 参与 V2G 中的应用[J]. 电测与仪表, 2020, 57(8): 85-91.  
GAO Rui, SUN Zhongwei. Self-healing group key distribution applied to electric vehicles participating in V2G through VANET[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(8): 85-91.
- [9] TOMISLAV D. Dynamic stabilization of DC microgrids with predictive control of point-of-load converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10872-10884.
- [10] AZAB M. Performance of model predictive control approach for single-phase distributed energy grid integration with PQ control[J]. IET Energy Systems Integration, 2019, 1(2): 121-132.
- [11] DRAGIČEVIĆ T. Model predictive control of power converters for robust and fast operation of AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6304-6317.
- [12] 李静雅, 易庚, 胡汉梅, 等. 基于改进鸡群算法的微电网协同优化运行研究[J]. 高压电器, 2019, 55(7): 203-210.  
LI Jingya, YI Geng, HU Hanmei, et al. Cooperative optimal operation of micro-grid based on improved CSO[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(7): 203-210.
- [13] 郑伟, 胡长斌, 丁丽, 等. 基于多智能体系统微电网分布式控制研究[J]. 高压电器, 2019, 55(3): 177-184.  
ZHENG Wei, HU Changbin, DING Li, et al. Research on distributed control of microgrid based on multi-agent system[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(3): 177-184.
- [14] 王源, 南海鹏, 关欣. 风水储微电网优化调度策略研究[J]. 高压电器, 2020, 56(5): 216-222.  
WANG Yuan, NAN Haipeng, GUAN Xin. Optimal scheduling strategy of wind-hydro-storage micro-grid[J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(5): 216-222.
- [15] 韩民晓, 翟冬玲, 唐晓骏. 连接低惯量系统的柔性直流输电模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 198-206.  
HAN Minxiao, ZHAI Dongling, TANG Xiaojun. Model predictive control of voltage source converter-HVDC connected to low inertia system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 198-206.
- [16] FALKOWSKI P, SIKORSKI A. Finite control set model predictive control for grid-connected AC-DC converters with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(4): 2844-2852.
- [17] 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.
- [18] ZHOU Z, XIA C, SHI T, et al. Model predictive direct duty-cycle control for PMSM drive systems with variable control-set[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2976-2987.
- [19] ZHAO W, TAO T, ZHU J, et al. A novel finite-control-set model predictive current control for five-phase PM motor with continued modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 7261-7270.
- [20] ZHANG Y, BAI Y, YANG H. A universal multiple-vector-based model predictive control of induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6957-6969.
- [21] 史婷娜, 张维, 肖萌, 等. 基于矢量作用时间的永磁同步电机预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 1-10.  
SHI Tingna, ZHANG Wei, XIAO Meng, et al. Predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on operating time of vector[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(19): 1-10.
- [22] 游云峰, 李媛, 肖先勇, 等. 单相级联准 Z 源逆变器有限集模型预测控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(1): 1-8.  
YOU Yunfeng, LI Yuan, XIAO Xianyong, et al. Finite control set-model predictive control of single-phase quasi-Z-source cascaded multilevel inverter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(1): 1-8.
- [23] 李琰琰, 潘超, 曹宏, 等. 组合开关状态的 NPC 三电平模型预测不平衡治理策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(12): 97-106.  
LI Yanyan, PAN Chao, CAO Hong, et al. Combined switching state of model predictive control for unbalance regulation strategy for three-level NPC inverter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(12): 97-106.
- [24] 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, et al. Multi-objective optimization model-predictive control of PV grid-connected inverters[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(15): 112-119.
- [25] ZHANG Y, PENG Y, YANG H. Performance improvement of two-vectors-based model predictive control of PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 6016-6030.
- [26] LIU X, WANG D, PENG Z. A computationally efficient FCS-MPC method without weighting factors for NNPCS with optimal duty cycle control[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(5): 2503-2514.
- [27] MANOHARAN M S, AHMED A, PARK J. An improved model predictive controller for 27-level asymmetric cascaded inverter applicable in high power PV grid-connected systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 4395-4405.
- [28] 张明锐, 宋柏慧, 王佳莹, 等. 基于模型预测控制的固态变压器控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(1): 129-137.  
ZHANG Mingrui, SONG Baihui, WANG Jiaying, et al. Control strategy for solid state transformer based on model predictive control[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(1): 129-137.
- [29] 程国栋, 吴玮, 夏晶晶, 等. 三相 LCL 并网逆变器改进模型预测控制策略[J]. 电力电子技术, 2019, 53(7): 14-17.  
CHENG Guodong, WU Wei, XIA Jingjing, et al. Improved model predictive control strategy based on three-phase LCL grid-connected inverter[J]. Power Electronics, 2019, 53(7): 14-17.
- [30] HE Y, WANG X, RUAN X, et al. Capacitor-current proportional-integral positive feedback active damping for LCL-type grid-connected inverter to achieve high robustness against grid impedance variation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12423-12436.
- [31] WANG J, XING Y, ZHANG L. High pass filter based virtual impedance control for LCL-filtered inverters under weak grid[J]. Journal of Power Electronics, 2018, 18(6): 1780-1790.

收稿日期: 2020-11-03; 修回日期: 2021-03-12

作者简介:

任兆文(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术; E-mail: jacobren47@qq.com

宋书中(1961—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电能变换与控制系统;

黄景涛(1977—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为智能控制。E-mail: jthuang\_haust@163.com

(编辑 许威)