

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.241444

# 并网变换器电流传感器故障模型预测容错控制策略

金楠, 刘家熙, 李海龙, 郭磊磊

(郑州轻工业大学, 河南 郑州 450002)

**摘要:** 针对并网变换器交流电流传感器故障以及在模型预测容错控制中电流重构存在不可测区域和并网电流总谐波畸变较高等问题, 提出了一种基于直流母线电流重构的模型预测容错控制策略。首先, 根据并网变换器系统结构建立电流预测模型。其次, 推导不同电压矢量下直流母线电流与相电流的关系, 分析了三相电流的重构原理, 阐明模型预测控制在并网电流采样过程中存在的不可测区域。然后, 考虑电压矢量作用时间与最小采样时间的关系, 设计了能消除不可测区域的虚拟电压矢量集, 提出了一种并网变换器故障容错模型预测控制策略。从虚拟矢量中选择最优矢量实现电流传感器故障模型预测容错控制, 降低了并网电流总谐波畸变。最后, 实验验证了所提出控制策略的有效性。

**关键词:** 并网变换器; 电流传感器故障; 模型预测控制; 电流重构; 虚拟矢量

## Model prediction fault-tolerant control strategy for grid-connected converters with current sensor faults

JIN Nan, LIU Jiayi, LI Hailong, GUO Leilei

(Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China)

**Abstract:** To address the issues of AC current sensor faults in grid-connected converters and unobservable regions in model predictive fault-tolerant control and high total harmonic distortion (THD) in the grid current, a model prediction fault-tolerant control strategy based on DC bus current reconstruction is proposed. First, according to the system structure of the grid-connected converter, the current prediction model is established. Then, the relationship between DC bus current and phase current under different voltage vectors is derived. The reconstruction principle of the three-phase current is analyzed, and the unobservable region of model predictive control during grid current sampling is clarified. Considering the relationship between the voltage vector action time and the minimum sampling time, virtual voltage vector set which can eliminate the unobservable region is designed and the fault-tolerant model predictive control strategy for grid-connected converters is proposed. The optimal vector is selected from the virtual vector set to achieve AC current sensor fault-tolerant model predictive control and reduce the total harmonic distortion of the grid current. Finally, experimental results verify the effectiveness of the proposed control strategy.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. U2004166).

**Key words:** grid-connected converter; current sensor fault; model predictive control; current reconstruction; virtual vector

## 0 引言

电力电子变换器在电机驱动、可再生能源、高压直流输电系统、电动汽车等领域发挥着越来越重要的作用<sup>[1-3]</sup>。电压源并网变换器中, 通常需要至少两个交流电流传感器以获得三相交流电流信号。其中交流电流传感器运行环境复杂, 故障后将无法准

确测量交流电流, 进而影响变换器的正常工作<sup>[4-5]</sup>。

当交流电流传感器发生故障时, 由直流母线电流传感器重构三相电流并参与控制, 可降低成本, 同时减小传感器间的硬件差异。在利用直流母线电流重构的过程中存在电压矢量作用时间过短产生电流不可测区域的问题, 导致无法得到准确的母线电流信息, 如何消除不可测区域成为直流母线电流重构的关键问题之一<sup>[6-9]</sup>。文献[10]针对三相变换器的应用, 提出一种利用直流电流传感器补偿电流失调的电流重构技术。文献[11]为了降低成本实现传感

**基金项目:** 国家自然科学基金项目资助(U2004166); 河南省高校科技创新团队支持计划项目资助(22IRTSTHN017)

器容错, 采用三态脉宽调制技术, 通过相电流重构减少不可测区域面积和共模电压。文献[12]提出了一种混合开关模式, 在可测区域采用常规空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)方法, 在不可观测区域中则采用将偏移矢量和零矢量替换为互补有源矢量的方法。文献[13-14]提出了基于最小电压注入的电流重构方法, 通过计算注入电压得到可测量相电流的电压矢量与补偿电压矢量, 并用于合成参考电压矢量, 通过改变矢量合成过程缩小了不可测区域。文献[15-16]提出了基于耦合多个直流电流传感器的直流电流重构方法, 通过该传感器实现了电流量采样, 减小了不可测区域的面积。然而, 以上方法均只能缩小而不能完全消除不可测区域, 且文献中基于耦合多个直流电流传感器的方法在结构上比较复杂, 具有较高的实施难度。

并网电流总谐波畸变(total harmonic distortion, THD)会对电网和其他设备造成影响, 影响电能的传输效率和质量<sup>[17]</sup>。为减小模型预测控制策略产生的电流谐波, 文献[18]通过多步递进优化增加虚拟矢量, 同时为降低计算负担设计了扇区判断搜索方案, 有效减少了电流输出纹波, 文献[19]将谐波抑制THD加入代价函数, 抑制了电流谐波, 提升了电流质量。文献[20]提出了一种三矢量的模型预测控制策略, 减小了谐波含量, 提高了控制精度。文献[21]通过线性解空间重构法使模型预测控制在更精细的解子空间中选最优虚拟矢量, 提高了电能质量。为减小三电平并网变换器的开关损耗, 文献[22]提出一种多目标优化模型预测控制算法, 减少了滚动优化次数, 实现了不平衡损耗的最小化。为实现并网变换器的无电压传感器控制, 文献[23]提出一种基于两级最优矢量搜索的模型预测控制, 减小了直流偏置的影响, 降低了电网电流纹波。

为解决并网变换器电流传感器故障容错控制中电流采样存在不可测区域和并网电流 THD 较大的问题, 提出了一种基于母线电流重构三相电流的模型预测容错控制策略。该策略构建了并网变换器预测模型, 推导了不同矢量作用下直流母线电流的数学模型, 通过分析不可测区域的形成机理, 设计虚拟矢量以重构不可测区域三相电流, 降低了谐波电流 THD, 实现并网变换器电流传感器故障容错控制。

### 1 并网变换器建模

在三相三线制并网变换器系统中, 并网变换器三相输出电流之和为 0。为节省空间和降低成本, 通常在其交流侧安装两个电流传感器, 通过计算得

到剩余的相电流。如图 1 所示, 并网变换器系统装有两个交流电流传感器和一个直流电流传感器。其中两个交流电流传感器分别安装在 A 相和 B 相上, 直接测量 A 相电流  $i_a$  和 B 相电流  $i_b$ , C 相电流  $i_c$  则为  $i_a$  与  $i_b$  之和的相反数。直流电流传感器安装在直流电源正极与三相上桥臂开关管的连接点之间, 测量直流电流并实现过电流检测, 防止并网变换器桥臂在直通状况下产生过电流, 进而引发直流侧电源和开关管故障。其中:  $U_{dc}$  为直流电压;  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  为三相电网电压;  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为三相输出电流;  $i_{dc}$  为直流母线电流;  $L$  为滤波电感;  $R$  为寄生电阻;  $S_{c1}$  和  $S_{c2}$  分别为 C 相上、下桥臂的开关管;  $n$  表示电网电压的中性点。

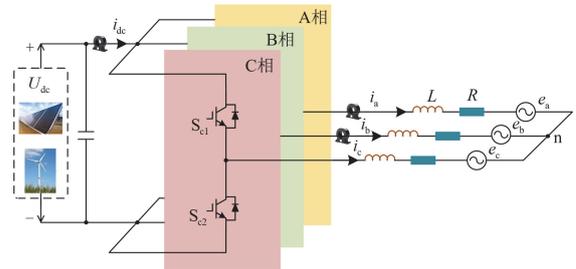


图 1 并网变换器系统结构

Fig. 1 Grid-connected converter system structure

并网变换器每一相中有 2 个开关管, 对应两种不同的开关状态和相电压等级, 其表达式为

$$u_i = \begin{cases} U_{dc}, & (S_{i1} \text{ 开通}, S_{i2} \text{ 关断}) \\ 0, & (S_{i1} \text{ 关断}, S_{i2} \text{ 开通}) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_i$  为相电压;  $S_{i1}$  为上桥臂开关管;  $S_{i2}$  为下桥臂开关管,  $i = a, b, c$ 。

定义直流电压  $U_{dc}$  对应的开关状态为 1, 低电压 0 对应的开关状态为 0。以一相桥臂为例, 图 2 给出了两种开关状态下电流的流通过径。其中蓝色和红色线条表示电流的方向。

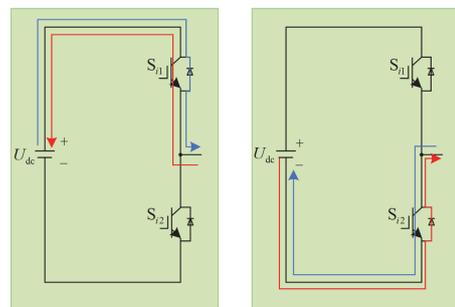


图 2 并网变换器输出电流的流通过径

Fig. 2 Flow path of the output current of the grid-connected converter

由于并网变换器每一相有 1 和 0 两种开关状态, 三相共有  $2^3 = 8$  种开关状态, 对应 8 个电压矢量。经过 Clark 变换, 可得并网变换器三相输出电压的  $\alpha\beta$  分量为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中:  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  分别为三相输出电压的  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴分量;  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  分别为 A 相、B 相、C 相电压。

根据式(1)和式(2), 可得 8 个电压矢量的  $\alpha\beta$  分量如表 1 所示。以  $\alpha$  轴为横轴、 $\beta$  轴为纵轴, 可得并网变换器电压矢量如图 3 所示。

表 1 并网变换器电压矢量的  $\alpha\beta$  分量

Table 1 Voltage vector  $\alpha\beta$  component of the grid-connected converter

电压矢量	$u_\alpha$	$u_\beta$
$\vec{V}_0(0,0,0)$	0	0
$\vec{V}_1(1,0,0)$	$2U_{dc}/3$	0
$\vec{V}_2(1,1,0)$	$U_{dc}/3$	$\sqrt{3}U_{dc}/3$
$\vec{V}_3(0,1,0)$	$-U_{dc}/3$	$\sqrt{3}U_{dc}/3$
$\vec{V}_4(0,1,1)$	$-2U_{dc}/3$	0
$\vec{V}_5(0,0,1)$	$-U_{dc}/3$	$-\sqrt{3}U_{dc}/3$
$\vec{V}_6(1,0,1)$	$U_{dc}/3$	$-\sqrt{3}U_{dc}/3$
$\vec{V}_7(1,1,1)$	0	0

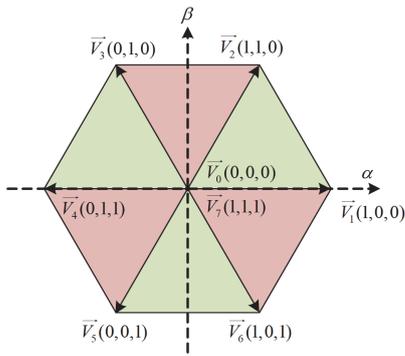


图 3 并网变换器输出电压矢量

Fig. 3 Grid-connected converter output voltage vector

## 2 电流传感器故障下并网变换器电流重构

并网变换器交流电流传感器发生故障后, 无法准确采集三相电流信号, 影响并网变换器控制策略效果。为解决此问题, 可通过电流重构方法计算得到三相电流信号并参与并网变换器控制。

图 4 以开关状态(1,1,1)为例, 给出了直流电流

$i_{dc}$  与三相电流的流电路径, 其中黑色实线为  $i_{dc}$  与其 3 个分量  $S_a i_a$ 、 $S_b i_b$ 、 $S_c i_c$  的通路。由图 2 和图 4 可知, 开关状态为 1 时电流流经直流电流传感器, 开关状态为 0 时电流不流经直流电流传感器。因此, 可列直流电流  $i_{dc}$  与并网变换器相电流的关系式为

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (3)$$

式中:  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  分别为 A 相、B 相、C 相的开关状态。

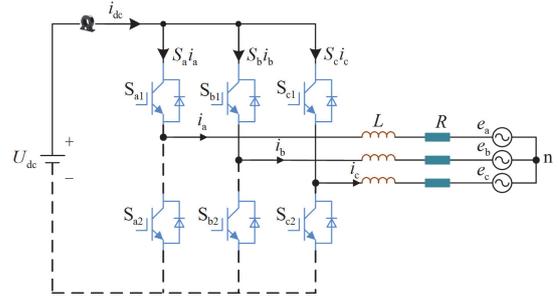


图 4 开关状态(1,1,1)下直流侧电流与三相并网电流的流电路径

Fig. 4 Flow path of DC current and three-phase grid-connected current with the switching state (1,1,1)

根据式(3), 每个开关状态下的直流电流  $i_{dc}$  均对应一相电流或多相电流之和。在三相三线制并网变换器系统中, 可给出不同开关状态下直流电流  $i_{dc}$  所对应的可测量相电流, 见表 2。

表 2 不同开关状态下  $i_{dc}$  所对应的可测量相电流

Table 2 Measurable phases current corresponding to  $i_{dc}$

in different switching states			
可测量相	$i_{dc}$ 测量值	开关状态	矢量类型
A 相	$i_a$	(1,0,0)	非零矢量
	$-i_a$	(0,1,1)	
B 相	$i_b$	(0,1,0)	
	$-i_b$	(1,0,1)	
C 相	$i_c$	(0,0,1)	
	$-i_c$	(1,1,0)	
无	0	(0,0,0)	零矢量
		(1,1,1)	

三相电流的重构公式及其重构条件如式(4)所示。

$$\begin{cases} i_a = \frac{i_{dc} - S_b i_b - S_c i_c}{S_a}, S_a \neq 0 \\ i_b = \frac{i_{dc} - S_a i_a - S_c i_c}{S_b}, S_b \neq 0 \\ i_c = \frac{i_{dc} - S_a i_a - S_b i_b}{S_c}, S_c \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

当并网变换器输出非零矢量  $\vec{V}_1(1,0,0)$ 、 $\vec{V}_2(1,1,0)$ 、 $\vec{V}_3(0,1,0)$ 、 $\vec{V}_4(0,1,1)$ 、 $\vec{V}_5(0,0,1)$ 、 $\vec{V}_6(1,0,1)$  时, 直流电流传感器所测电流  $i_{dc}$  均等于某一相电流或其相反数; 当输出零矢量  $\vec{V}_0(0,0,0)$ 、 $\vec{V}_7(1,1,1)$  时,  $i_{dc}$  等于 0, 与三相输出电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  无关。因此, 当并网变换器输出非零矢量时, 根据测得的直流电流  $i_{dc}$  与可测量相的关系重构该矢量可测量相的电流。

$$i_{reca} = \begin{cases} \frac{i_{dc} - (S_b - S_c)i_{recb}}{S_a - S_c}, & S_a \neq S_c \\ \text{无法重构}, & S_a = S_c \end{cases} \quad (5)$$

$$i_{recb} = \begin{cases} \frac{i_{dc} - (S_a - S_c)i_{reca}}{S_b - S_c}, & S_b \neq S_c \\ \text{无法重构}, & S_b = S_c \end{cases} \quad (6)$$

$$i_{recc} = -i_{reca} - i_{recb} \quad (7)$$

式中:  $i_{reca}$ 、 $i_{recb}$ 、 $i_{recc}$  分别为并网变换器 A 相、B 相、C 相重构电流。

根据三相重构电流公式可知, 并网变换器 A 相电流传感器发生故障后, 会出现以下情况:

1) 若输出电压矢量的  $S_a \neq S_c$ , 可根据式(5)重构 A 相电流, 根据式(7)重构 C 相电流;

2) 若输出电压矢量的  $S_a = S_c$ , 则不可重构 A 相电流和 C 相电流。

同理, 并网变换器 B 相电流传感器发生故障后的电流重构与此相类似。

当单个交流电流传感器发生故障后, 由于故障相电流无法被准确测量, 选用可测量故障相电流电压矢量的开关状态重构故障相电流, 并以重构值代替测量值参与控制, 实现故障容错运行。

### 3 并网变换器电流重构不可测区域分析

当并网变换器的交流电流传感器全部发生故障后, 可使用基于虚拟矢量的控制策略, 选用两个可测量不同相电流的电压矢量合成虚拟矢量, 重构三相输出电流并使用重构值代替测量值参与控制。然而, 基于虚拟矢量的常规电流重构方法可能会在某些时刻存在电压矢量持续时间过短的情况。一旦电压矢量持续时间小于直流电流传感器的最小采样时间  $T_{min}$ , 直流电流传感器将无法输出准确的直流电流值, 导致电流重构失败。这些持续时间过短的电压矢量在空间矢量图中对应的区域即为不可测区域。

由表 2 和图 3 可知, 在并网变换器的每个  $60^\circ$  扇区内总存在两个可测量相电流的电压矢量, 且其

相电流不相同。因此以第一扇区为例, 分析其内部不可测区域的具体范围, 其他扇区情况则与之相似。第一扇区的子矢量为  $\vec{V}_0(0,0,0)$ 、 $\vec{V}_7(1,1,1)$ 、 $\vec{V}_1(1,0,0)$ 、 $\vec{V}_2(1,1,0)$ , 其中仅非零矢量  $\vec{V}_1$  和  $\vec{V}_2$  能重构相电流。因此, 并网变换器的不可测区域在第一扇区内有两种情况: 1) 电压矢量  $\vec{V}_1$  持续时间小于  $T_{min}$ ; 2) 电压矢量  $\vec{V}_2$  持续时间小于  $T_{min}$ 。以上两种情况下, 第一扇区的不可测区域如图 5 所示。

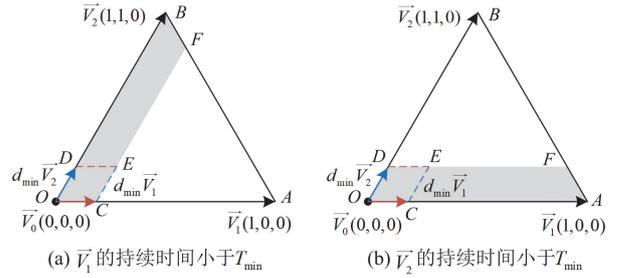


图 5 第一扇区内的不可测区域

Fig. 5 Unmeasurable area within the first sector

在图 5(a)中, 灰色区域表示因电压矢量  $\vec{V}_1$  持续时间不足所造成的不可测区域,  $d_{min}$  为子矢量对应于直流电流传感器最小采样时间  $T_{min}$  的最小占空比。在平行四边形  $ODEC$  区域内, 电压矢量  $\vec{V}_1$ 、 $\vec{V}_2$  的占空比均小于  $d_{min}$ 。在梯形  $DEFB$  区域内, 只有电压矢量  $\vec{V}_1$  的占空比小于  $d_{min}$ , 并且输出矢量位于  $EF$  上时  $\vec{V}_2$  的占空比等于  $d_{min}$ 。

在图 5(b)中, 灰色区域表示因电压矢量  $\vec{V}_2$  持续时间不足所造成的不可测区域。与图 5(a)相同, 电压矢量  $\vec{V}_1$ 、 $\vec{V}_2$  的占空比在平行四边形  $ODEC$  区域内均小于  $d_{min}$ 。而在梯形  $EFAC$  区域内, 只有电压矢量  $\vec{V}_2$  的占空比小于  $d_{min}$ , 并且输出矢量位于线段  $EF$  上时  $\vec{V}_2$  占空比等于  $d_{min}$ 。

其他扇区的不可测区域与第一扇区相似, 可推广得到并网变换器的不可测区域, 如图 6 所示。图 6 中给出了不可测区域的形状, 其中每个扇区内不可测区域的宽度  $L$  还需确定。以 SVPWM 为例, 其第一扇区内开关顺序依次为  $\vec{V}_0(0,0,0)$ 、 $\vec{V}_1(1,0,0)$ 、 $\vec{V}_2(1,1,0)$ 、 $\vec{V}_7(1,1,1)$ 、 $\vec{V}_2(1,1,0)$ 、 $\vec{V}_1(1,0,0)$ 、 $\vec{V}_0(0,0,0)$ 。电压矢量  $\vec{V}_1$ 、 $\vec{V}_2$  的总持续时间被分为相等的两段, 而直流电流传感器在其中的一段采集直流电流信号。因此, 单电压矢量的最小占空比  $d_{min}$  在每个周期内对应二倍的直流电流传感器最小采样时间。

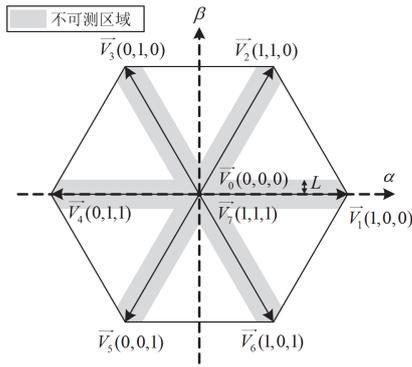


图6 并网变换器采样电流的不可测区域

Fig. 6 Sampling current's unmeasurable region of grid-connected converter

定义直流电流传感器所需的最小采样时间为  $T_{\min}$ , 则单电压矢量的最小占空比  $d_{\min}$  和每个扇区内不可测区域宽度  $L$  的推导过程如下。

$$\begin{cases} T_{\min} = t_{\text{dead}} + t_{\text{set}} + t_{\text{AD}} \\ d_{\min} = \frac{2T_{\min}}{T_s} \end{cases} \quad (8)$$

$$L = d_{\min} |\bar{V}_2| \sin(\pi/3) = d_{\min} \times \frac{2U_{\text{dc}}}{3} \times \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{dc}}}{3} d_{\min} \quad (9)$$

式中:  $t_{\text{dead}}$  为防止变换器桥臂直通所需的死区时间;  $t_{\text{set}}$  为传感器测量电流所需的时间;  $t_{\text{AD}}$  为传感器数模转换所需时间;  $T_s$  为采样周期;  $|\bar{V}_2|$  表示电压矢量  $\bar{V}_2$  的模值。

在单矢量或基于虚拟矢量的模型预测控制中, 经三角载波与调制波的比较, 使得有效电压矢量以  $T_s$  或  $T_s/2$  作用并进行周期变化, 而单电压矢量的最小占空比  $d_{\min}$  需要小于 1。

如图 7 所示, 当  $\bar{V}_1$ 、 $\bar{V}_2$  的占空比都为 0.5 时, 通过矢量合成法得到虚拟电压矢量  $\bar{V}_{v1}$ , 虚拟电压矢量  $\bar{V}_{v1}$  输出电压的  $\alpha\beta$  分量表示为

$$\begin{cases} u_{V_{v1}\alpha} = \frac{u_{v1\alpha}}{2} + \frac{u_{v2\alpha}}{2} = \frac{U_{\text{dc}}}{2} \\ u_{V_{v1}\beta} = \frac{u_{v1\beta}}{2} + \frac{u_{v2\beta}}{2} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{dc}}}{6} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $u_{V_{v1}\alpha}$ 、 $u_{V_{v1}\beta}$  分别为虚拟电压矢量  $\bar{V}_{v1}$  输出的  $\alpha$ 、 $\beta$  电压分量;  $u_{v1\alpha}$ 、 $u_{v2\alpha}$  分别为电压矢量  $\bar{V}_1$ 、 $\bar{V}_2$  输出的  $\alpha$  电压分量;  $u_{v1\beta}$ 、 $u_{v2\beta}$  分别为电压矢量  $\bar{V}_1$ 、 $\bar{V}_2$  输出的  $\beta$  电压分量。同理, 可得到其他虚拟

矢量输出电压的  $\alpha\beta$  分量。

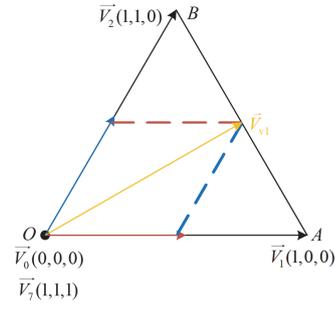
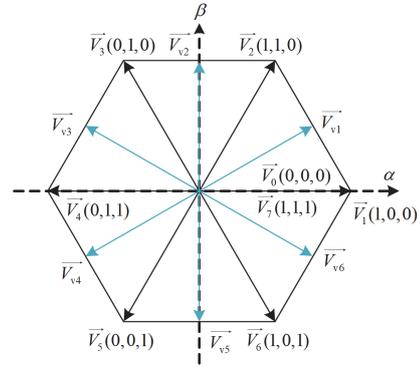
图7 虚拟电压矢量  $\bar{V}_{v1}$ Fig. 7 Virtual voltage vector  $\bar{V}_{v1}$ 

图 8 给出了所设计的虚拟矢量的空间矢量图, 其中黑色矢量为单矢量, 6 个蓝色矢量为虚拟矢量。

图8 故障容错模型预测控制的虚拟矢量  $\bar{V}_{v1} - \bar{V}_{v1}$ Fig. 8 Virtual vector  $\bar{V}_{v1} - \bar{V}_{v1}$  of predictive control of fault tolerance model

$$\begin{cases} T_{\min} \leq T_s \leq 2T_{\min} & (\text{单矢量控制}) \\ T_s/2 \geq T_{\min} & (\text{虚拟矢量控制}) \end{cases} \quad (11)$$

表 3 给出了虚拟矢量的  $\alpha\beta$  分量及其合成所需的子矢量和子矢量的占空比, 其中虚拟矢量的两个子矢量均可测量不同的输出相电流, 且其占空比为 0.5, 满足作用时间大于  $d_{\min}$  的条件。虚拟矢量均不受不可测区域影响, 可通过满足式(11)解决不可测区域的影响。

表3 虚拟电压矢量的  $\alpha\beta$  分量及其子矢量的占空比Table 3 Duty cycle of the  $\alpha\beta$  component of the virtual voltage vector and its subvectors

虚拟矢量	$u_\alpha$	$u_\beta$	$u_1(d_1)$	$u_2(d_2)$
$\bar{V}_{v1}$	$U_{\text{dc}}/2$	$\sqrt{3}U_{\text{dc}}/6$	$\bar{V}_1(1/2)$	$\bar{V}_2(1/2)$
$\bar{V}_{v2}$	0	$\sqrt{3}U_{\text{dc}}/3$	$\bar{V}_3(1/2)$	$\bar{V}_4(1/2)$
$\bar{V}_{v3}$	$-U_{\text{dc}}/2$	$\sqrt{3}U_{\text{dc}}/6$	$\bar{V}_5(1/2)$	$\bar{V}_6(1/2)$
$\bar{V}_{v4}$	$-U_{\text{dc}}/2$	$-\sqrt{3}U_{\text{dc}}/6$	$\bar{V}_3(1/2)$	$\bar{V}_4(1/2)$
$\bar{V}_{v5}$	0	$-\sqrt{3}U_{\text{dc}}/3$	$\bar{V}_5(1/2)$	$\bar{V}_6(1/2)$
$\bar{V}_{v6}$	$U_{\text{dc}}/2$	$-\sqrt{3}U_{\text{dc}}/6$	$\bar{V}_1(1/2)$	$\bar{V}_2(1/2)$

#### 4 并网变换器电流传感器故障容错模型预测控制

根据基尔霍夫电压定律, 可得图 1 中并网变换器系统两相静止坐标系下的电压关系式为

$$u_{\alpha\beta} - L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} - Ri_{\alpha\beta} - e_{\alpha\beta} = 0 \quad (12)$$

式中:  $u_{\alpha\beta}$  为并网变换器输出电压的  $\alpha\beta$  轴分量;  $i_{\alpha\beta}$  为变换器输出电流的  $\alpha\beta$  轴分量;  $e_{\alpha\beta}$  为电网电压的  $\alpha\beta$  轴分量。

根据 Euler 前推公式, 式(11)可改写为

$$L \frac{i_{\alpha\beta}(k+1) - i_{\alpha\beta}(k)}{T_s} = u_{\alpha\beta}(k) - Ri_{\alpha\beta}(k) - e_{\alpha\beta}(k) \quad (13)$$

式中:  $i_{\alpha\beta}(k+1)$  为并网变换器第  $k+1$  个周期的预测电流;  $i_{\alpha\beta}(k)$  为并网变换器第  $k$  个周期的输出电流。

并网变换器电流预测公式为

$$i_{\alpha\beta}(k+1) = \frac{T_s}{L} [u_{\alpha\beta}(k) - e_{\alpha\beta}(k)] + (1 - \frac{T_s R}{L}) i_{\alpha\beta}(k) \quad (14)$$

根据电流预测式(14), 列写代价函数  $g$  的表达式为

$$g = |i_{\text{ref}\alpha} - i_{\alpha}(k+1)| + |i_{\text{ref}\beta} - i_{\beta}(k+1)| \quad (15)$$

式中:  $i_{\text{ref}\alpha}$ 、 $i_{\text{ref}\beta}$  分别为参考电流的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量;  $i_{\alpha}(k+1)$ 、 $i_{\beta}(k+1)$  为并网变换器第  $k+1$  个周期的预测电流输出的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量。

考虑延时补偿的预测电流公式为

$$i_{\alpha\beta}(k+2) = \frac{T_s}{L} [u_{\alpha\beta}(k+1) - e_{\alpha\beta}(k)] + (1 - \frac{T_s R}{L}) i_{\alpha\beta}(k+1) \quad (16)$$

式中:  $i_{\alpha\beta}(k+2)$  为考虑延时补偿后的预测电流。

考虑延时补偿的代价函数表示为

$$g = |i_{\text{ref}\alpha} - i_{\alpha}(k+2)| + |i_{\text{ref}\beta} - i_{\beta}(k+2)| \quad (17)$$

式中:  $i_{\alpha}(k+2)$ 、 $i_{\beta}(k+2)$  分别为考虑延时补偿后的预测电流输出的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量。

两种策略分别是常规模型预测控制策略和在交流电流传感器故障时的容错控制策略。通过使用已有的交流电流传感器故障检测方法, 判断交流电流传感器是否发生故障, 根据检测结果使用所设计的控制策略。并网变换器交流电流传感器正常工作时, 采用常规模型预测控制策略。当并网变换器交流电流传感器发生故障后, 采用故障容错模型预测控制策略, 通过直流电流和图 8 中的虚拟矢量重构三相输出电流并实现容错控制。图 9 给出了电流传感器故障容错控制的流程图。

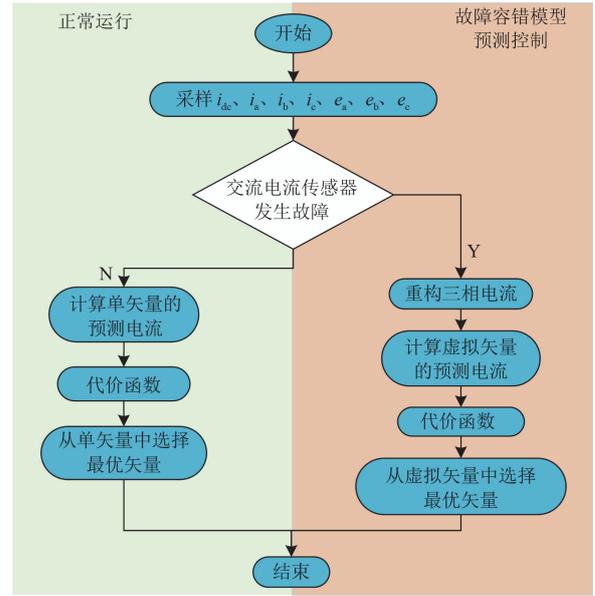


图 9 电流传感器故障容错模型预测控制流程图  
Fig. 9 Flow chart of fault tolerant model predictive control for current sensors

#### 5 实验

为验证所提电流传感器故障模型预测容错控制策略的有效性, 搭建了如图 10 所示的实验平台。该平台采用 TMS320F28335 型数字信号处理器作为主控制器。直流侧采用双向直流电源 APL-II, 交流侧采用三相可编程交流电源 AMETEK MX30。通过横河 DLM4000 系列示波器对实验数据进行采集分析。实验中使用的参数见表 4。

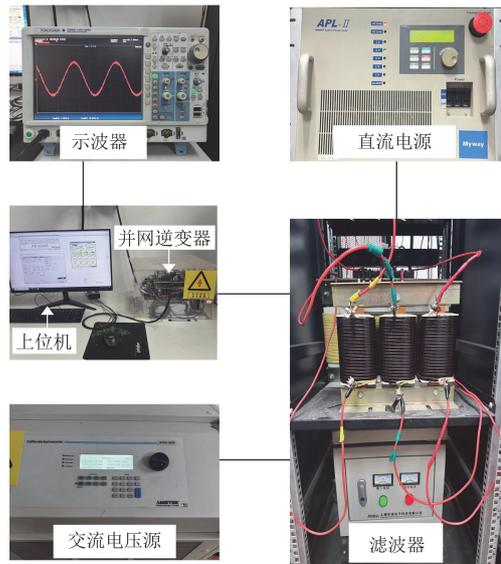


图 10 实验平台

Fig. 10 Experimental setup

表 4 实验系统参数

Table 4 Parameters of the experimental system

参数	数值
直流电压 $U_{dc}/V$	65
电网线电压峰值 $e/V$	20
滤波电感 $L/mH$	20
杂散电阻 $R/\Omega$	0.05
电压频率 $f/Hz$	50
采样周期 $T_s/\mu s$	100

常规并网变换器模型预测控制方法下, 交流电流传感器故障前后的电网侧三相电流波形如图 11 所示。故障前的三相电网电流正弦度较好, 其 THD 为 2.95%, 满足并网电流的要求。交流电流传感器故障后, 三相电网电流波形发生畸变, 其 THD 为 17.82%。

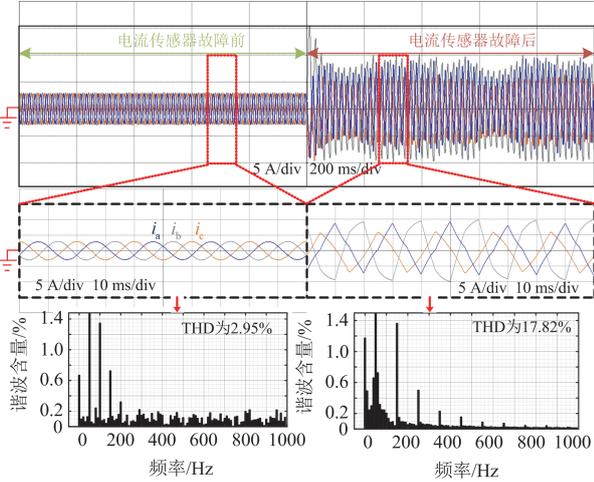


图 11 电流传感器故障前后并网电流波形及谐波含量  
Fig. 11 Waveform and harmonic content of grid-connected current before and after current sensor fault

为降低电流传感器故障容错控制下电流总谐波畸变, 设计了虚拟电压矢量集, 采用从虚拟矢量中选择最优矢量的容错策略。如图 12 所示, 电流传感器故障后虚拟矢量容错控制下 THD 为 3.87%, 三相电流谐波含量降低, 在实验中消除了不可测区域的影响, 三相电网波形能够在 10 ms 内达到新的稳态状态, 且具有较好的正弦度。如图 13、图 14 所示, 实际电流和重构电流均接近理想正弦波形, 误差范围在  $-0.36 \sim 0.40$  A 之间, 具有较小的重构误差。

如图 15、图 16 所示, 参考电流幅值从 5 A 阶跃为 6 A。当参考电流幅值突变后, 所提容错控制方法能够在 1 ms 内切换到新的稳定状态, 表明其具有较好的动态性能。实际电流和重构电流均接近理想正弦波形, 参考电流幅值突变前后实际电流和重构电流的误差范围均在  $-0.37 \sim 0.53$  A 内, 具有较小的重构误差。

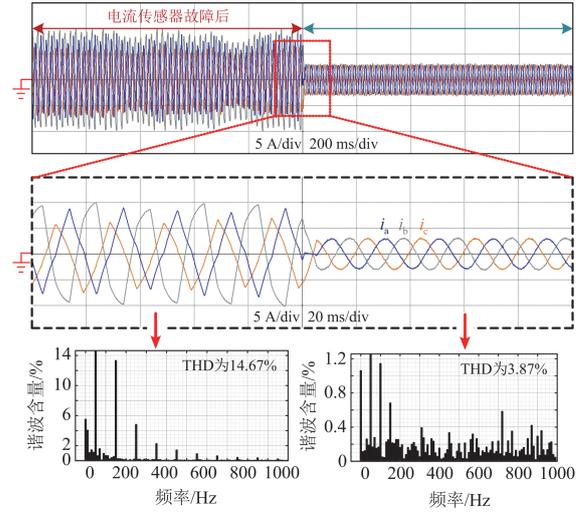


图 12 模型预测容错控制下并网电流波形及谐波含量  
Fig. 12 Grid-connected current waveform and harmonic content with model predictive fault-tolerant control

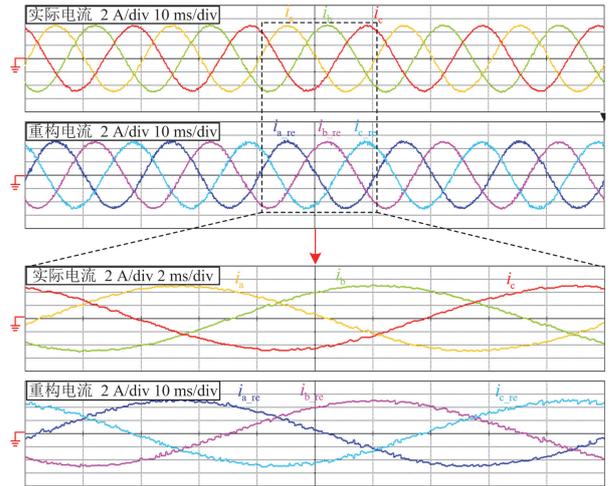


图 13 模型预测容错控制下重构电流与实际电流波形  
Fig. 13 Reconstructed current and actual current waveforms with model predictive fault-tolerant control

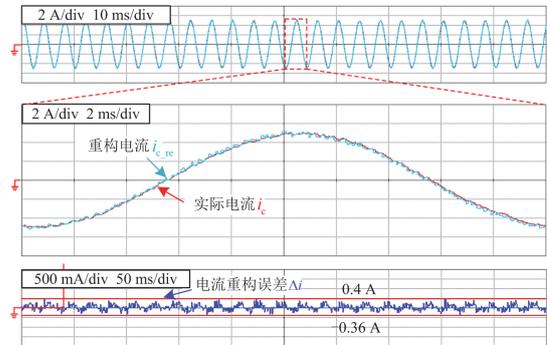


图 14 模型预测容错控制下单相电流重构误差波形  
Fig. 14 Error waveform of single-phase current reconstruction with model predictive fault-tolerant control

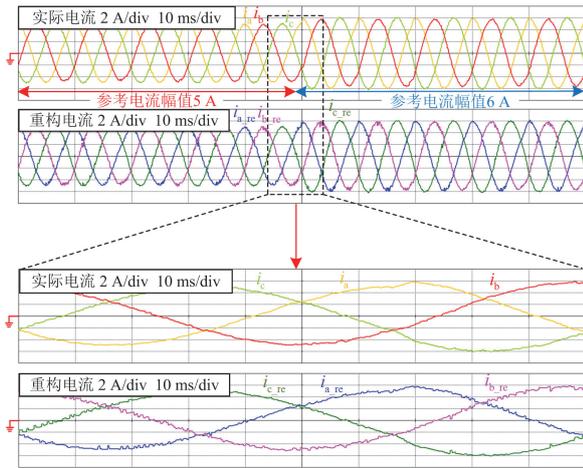


图 15 参考电流幅值变化前后的重构电流与实际电流波形  
Fig. 15 Reconstructed current and actual current waveform and after the current amplitude change are referenced

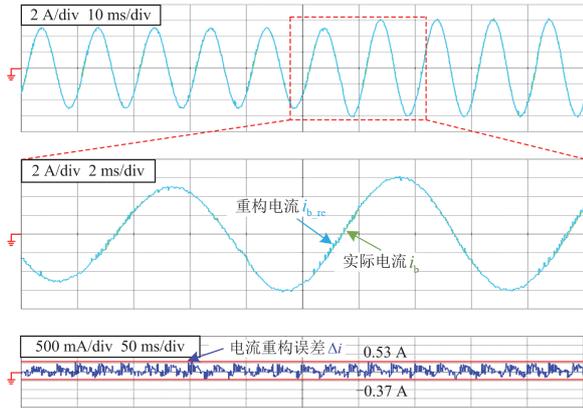


图 16 参考电流幅值变化前后单相电流重构波形及误差  
Fig. 16 Waveform and error of single-phase current reconstruction before and after the change of reference current amplitude

图 17 中, 电网电流达到新稳态后的 THD 为 3.46%, 满足并网电流的要求, 所提方法在交流电

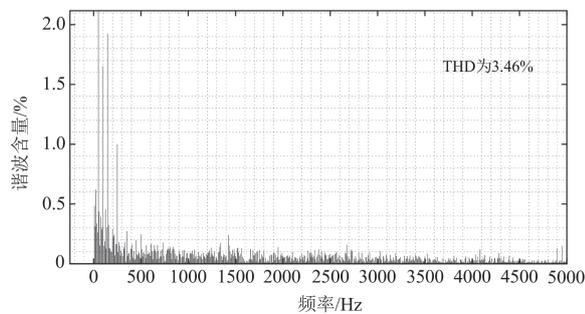


图 17 参考电流幅值变化后的电网电流频谱分析  
Fig. 17 Reference current spectrum analysis of the grid after the change of the current amplitude

流传感器全故障条件下仍能保证电网质量, 具有良好的控制效果。

## 6 结论

针对并网变换器交流电流传感器故障, 提出一种基于电流重构的故障容错模型预测控制策略, 通过虚拟矢量和直流电流传感器重构三相输出电流, 消除了不可测区域, 实现了交流电流传感器故障下的容错控制。

1) 分析了不同开关状态下直流电流与电网电流的关系, 建立了并网变换器输出电压和输出电流的预测模型, 阐明了电流传感器故障下的相电流重构方法, 分析了模型预测中采样并网电流时的不可测区域, 并计算了其宽度, 根据单电压矢量设计了虚拟电压矢量, 通过相电流重构的方法进行容错控制。

2) 在模型预测容错控制中, 设计由两个不同输出相电流子矢量合成的虚拟矢量, 同时子矢量的作用时间均大于最小采样时间, 在每个载波周期内能实现两次不同相电流的采样, 消除了不可测区域的影响, 进而实现三相电流重构, 在多矢量模型预测控制下降低了并网电流 THD。

3) 所提控制策略具有较小的重构误差, 能够实现交流侧传感器故障后的容错控制, 进而提高了并网变换器的可靠性。

## 参考文献

- [1] HOU Xiaochao, SUN Yao, HAN Hua, et al. A fully decentralized control of grid-connected cascaded inverters[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2018, 10(1): 315-317.
- [2] 刘星琪, 邹志翔, 姚屹洋, 等. 基于锁相环与电流解耦的并网变换器稳定性控制策略[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(19): 109-119.  
LIU Xingqi, ZOU Zhixiang, YAO Yiyang, et al. Stability control strategy for grid-connected converter based on decoupling of phase-locked loop and current loop[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(19): 109-119.
- [3] 李练兵, 张金龙, 谢朋朋, 等. 大功率 LLC 变换器的谐振参数优化设计[J]. 电测与仪表, 2024, 61(1): 71-76.  
LI Lianbing, ZHANG Jinlong, XIE Pengpeng, et al. Optimization design of resonant parameters of high power LLC[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(1): 71-76.
- [4] 金楠, 侯智文, 代东任, 等. 虚拟同步机电流传感器故障容错模型预测控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(7): 117-125.  
JIN Nan, HOU Zhiwen, DAI Dongren, et al. Fault-tolerant model predictive control for a virtual synchronous generator with current sensor faults[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(7): 117-125.

- [5] ZHAO Jing, NALAKATH S, EMADI A. A high frequency injection technique with modified current reconstruction for low-speed sensorless control of IPMSMs with a single DC-link current sensor[J]. IEEE Access, 2019, 7: 136137-136147.
- [6] SHEN Yongpeng, WANG Qiancheng, LIU Di, et al. A mixed SVPWM technique for three-phase current reconstruction with single DC negative rail current sensor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 37(5): 5357-5372.
- [7] WEI Haifeng, LU Yanru, JIANG Tingyu, et al. Single resistor sampling reconstruction of permanent magnet synchronous motor considering non-observation area compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2695-2702.
- [8] 申永鹏, 王前程, 王延峰, 等. 误差自校正混合脉宽调制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3643-3653. SHEN Yongpeng, WANG Qiancheng, WANG Yanfeng, et al. Research on error self correction mixed pulse width modulation strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14): 3643-3653.
- [9] YAN Hao, XU Yongxiang, ZHAO Weidong, et al. DC drift error mitigation method for three-phase current reconstruction with single hall current sensor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(2): 1-4.
- [10] SHEN Yongpeng, LIU Di, LIU Pu, et al. Error self-calibration of phase current reconstruction based on random pulse width modulation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 7502-7513.
- [11] LU Haifeng, CHENG Xiaomeng, QU Wenlong, et al. A three-phase current reconstruction technique using single DC current sensor based on TSPWM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(3): 1542-1550.
- [12] LI Xiong, DUSMEZ S, AKIN B, et al. A new SVPWM for the phase current reconstruction of three-phase three-level T-type inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2627-2637.
- [13] SHIN H, HA J. Phase current reconstructions from DC-link currents in three-phase three-level PWM inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(2): 582-593.
- [14] SON Y, KIM J. A novel phase current reconstruction method for a three-level neutral point clamped inverter (NPC) with a neutral shunt resistor[J]. Energies, 2018, 11(10).
- [15] TANG Qipeng, SHEN Anwen, LI Wuhua, et al. Multiple-positions-coupled sampling method for PMSM three-phase current reconstruction with a single current sensor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 699-708.
- [16] YAN Hao, XU Yongxiang, ZHAO Weiduo, et al. DC drift error mitigation method for three-phase current reconstruction with single hall current sensor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 55(2): 1-4.
- [17] 郭磊磊, 叶青洋, 金楠, 等. 一种基于双定频 SOGI 与交叉补偿的三相锁相环设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(12): 133-142.
- GUO Leilei, YE Qingyang, JIN Nan, et al. A three-phase phase-locked loop design method based on improved frequency-fixed DSOGI and cross-compensation[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(12): 133-142.
- [18] 金楠, 王正伟, 郭磊磊, 等. 并网变换器低复杂度多步递进优化虚拟矢量模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(16): 72-82. JIN Nan, WANG Zhengwei, GUO Leilei, et al. A low complexity multi-step progressive optimization virtual vector model predictive control strategy for grid connected converters[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(16): 72-82.
- [19] 洪剑峰, 张兴, 曹仁贤, 等. 三电平并网逆变器基于有限集模型预测控制的新型谐波抑制策略[J]. 太阳能学报, 2022, 43(4): 184-190. HONG Jianfeng, ZHANG Xing, CAO Renxian, et al. Novel harmonic suppression strategy for three-level grid-connected inverter based on finite control set model predictive control[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2022, 43(4): 184-190.
- [20] 刘述喜, 龙凌霄, 王强, 等. 并网逆变器三矢量模型预测电流控制[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2021, 35(3): 174-182. LIU Shuxi, LONG Lingxiao, WANG Qiang, et al. The predictive current control of three vector model of grid-connected inverter[J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2021, 35(3): 174-182.
- [21] LIU Bin, WANG Hui, YANG Yongheng, et al. Improved model predictive control for single-phase grid-tied inverter with virtual vectors in the compacted solution-space[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(9): 9673-9678.
- [22] 吴强, 林道鸿, 陈川刚, 等. 基于多目标模型预测控制的 ANPC 并网逆变器[J]. 电力电子技术, 2021, 55(7): 93-97. WU Qiang, LIN Daohong, CHEN Chuangang, et al. ANPC grid-connected inverter based on multi-objective optimal model predictive control[J]. Power Electronics, 2021, 55(7): 93-97.
- [23] GUO Leilei, XIAO Han, LI Yanyan, et al. A DC-offset reduced grid-voltage sensorless model predictive control strategy for grid-tied inverters with a two-stage optimal voltage vector searching method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(4): 3920-3932.

收稿日期: 2024-10-28; 修回日期: 2025-02-20

作者简介:

金楠(1982—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为电力电子与电能变换、模型预测控制; E-mail: jinnan@zzuli.edu.cn

刘家熙(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为功率变换器模型预测控制。E-mail: 332301010010@zzuli.edu.cn

(编辑 许威)