

# 不平衡电网三相四开关变换器预测功率控制\*

金楠, 张涛, 窦智峰, 武洁, 孔汉  
(郑州轻工业学院 电气信息工程学院, 河南 郑州 450002)

**摘要:** 为了提高三相四开关变换器并网电能质量, 提出一种适用于不平衡电网条件的有限控制集模型预测直接功率控制策略。分析三相四开关变换器的工作机制和电压矢量变化关系, 并建立其功率预测模型。使用  $\alpha\beta$  静止坐标系下的电网电压以及其  $90^\circ$  延迟信号计算功率补偿值, 设计价值函数, 选择最优电压矢量对应的开关状态。该控制策略无需传统的正负序分离控制及锁相环技术, 易于实现。仿真和试验结果表明, 在不平衡电网条件下, 所提出的控制策略能够有效降低并网电流畸变, 消除功率波动, 提高并网电能质量。

**关键词:** 三相四开关变换器; 不平衡电网; 模型预测控制; 功率预测模型; 功率波动

**中图分类号:** TN 624   **文献标志码:** A   **文章编号:** 1673-6540(2018)09-0048-06

## Predictive Power Control of Three-Phase Four-Switch Converter Under Unbalanced Grid Voltages\*

JIN Nan, ZHANG Tao, DOU Zhifeng, WU Jie, KONG Han

(College of Electric and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China)

**Abstract:** In order to improve the power quality of three-phase four-switch (TPFS) converter in unbalanced grid, a finite control sets model predictive power control scheme was proposed. The operation principle and voltage vectors were analyzed and the power predictive model was established. A reference power calculation method using the grid voltages and their quadrature signals was designed. The optimal voltage vector could be selected based on the cost function. It was unnecessary to use phase lock loop to extract sequence components, and easy to be implemented. The simulation and experimental results showed that, under unbalanced grid voltages, the proposed method could reduce the grid-connected current harmonic distortion, eliminate power fluctuation and improve the power quality of the TPFS converter.

**Key words:** three-phase four-switch converter; unbalanced grid; model predictive control; power predictive model; power fluctuation

## 0 引言

作为电能转换的接口单元, 变换器可靠稳定运行是电能转换系统安全运行的基础<sup>[1]</sup>。然而, 变换器功率器件工作在高电压、高频开关状态, 瞬态冲击和浪涌容易导致半导体功率器件发生故障<sup>[2]</sup>。为了提高电能转换系统的可靠性, 国内外

学者提出了多种容错变换器结构。为了降低功率器件数量, 将故障桥臂进行隔离, 三相四开关变换器作为三相六开关变换器的一种容错结构, 能够在变换器功率器件出现开路或短路故障后保持连续运行, 从而提高电能转换系统的容错能力<sup>[3-4]</sup>。

文献[5]阐明三相四开关变换器空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)

\* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51607159); 河南省科技攻关项目(172102410068); 河南省高校科技创新人才支持计划(18HASTIT025); 河南省高等学校青年骨干教师资助计划(2015GGJS-180)

作者简介: 金楠(1982—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新能源电能转换。

是以两路相位相差  $60^\circ$  的正弦波为隐含调制函数的正弦脉宽调制 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) 控制, 提出基于补偿电压矢量的四开关逆变器 SVPWM 过调制方法, 提高直流电源电压的利用率。文献[6]基于 PI 控制器和 SVPWM 调制算法, 提出确定矢量区间的“旋转坐标系”, 使有源电力滤波器 (Active Power Filter, APF) 具有良好的补偿效果。文献[7]针对传统调制算法中未考虑中性点电压波动而产生的输出电流畸变现象, 提出一种基于载波调制的空间矢量调制简化补偿算法, 能有效抑制输出电流不平衡, 同时避免传统算法中复杂的三角函数计算以及扇区判断。

电网电压不平衡是常见故障之一。使用传统的矢量控制, 变换器输出电流会出现严重畸变, 输出功率出现二次脉动, 会对电网和其他用电负荷产生干扰<sup>[8-10]</sup>。文献[11]提出一种正序和负序双旋转坐标系控制策略, 通过对电压、电流正序负序分量的独立控制, 消除有功功率波动, 但电压、电流正负序分离计算所需的时延容易引发系统不稳定。文献[12]提出了一种基于比例积分简化型谐振调节器的锁频环技术, 使用裂项分解及准谐振方法得到可以进行频率和极性选择的简化型谐振器, 能够跟踪控制电网电压正负序分量。文献[13]建立了同步旋转坐标系下并网逆变器数学模型, 在传统直接功率控制的基础上引入矢量比例积分谐振控制器抑制功率波动。针对电网电压不平衡时 PWM 整流器的功率波动问题, 文献[14]建立了不平衡电网下的整流器数学模型, 提出一种功率谐振补偿控制策略。文献[15]提出基于两相静止坐标系电压空间矢量调制预测电流控制策略, 无需对电网电流进行相序分解, 消除输出功率二次脉动。现有研究主要围绕不平衡电网三相六开关变换器控制方法, 三相四开关变换器并网控制研究还未深入。因此, 设计一种不平衡电网三相四开关变换器并网控制策略, 对于提高变换器容错能力具有重要意义。

本文首先分析三相四开关变换器运行原理, 阐明开关矢量与输出电压的关系, 并建立功率预测模型。其次, 在不平衡电网电压下, 为输出正弦电流并消除功率的二次脉动, 使用  $\alpha\beta$  静止坐标系下电网电压及其  $90^\circ$  延迟信号计算出功率补偿值, 提出一种带功率补偿的有限状态集模型预测

功率控制方法。该控制策略无需使用锁相环进行正负序电流分离控制, 仅在静止坐标系下完成计算, 易于实现。最后, 通过仿真和试验验证所提出控制策略的有效性。

## 1 三相四开关变换器工作原理及建模

三相四开关变换器仅有两相桥臂使用功率器件, 另外一相接到直流侧电容中点。根据功率器件故障位置的不同, 通过选择不同的桥臂接到直流侧电容中点。

三相四开关变换器结构如图 1 所示。

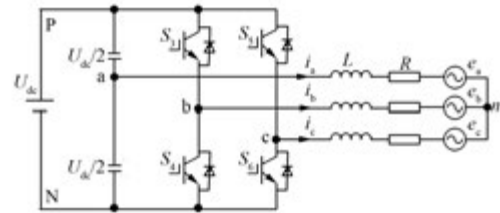


图 1 三相四开关变换器结构

图 1 所示为 a 相接到直流侧电容中点, b、c 两相桥臂功率器件正常工作。

根据基尔霍夫定律, 得到变换器在 abc 三相静止坐标系下的状态方程为

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $u_{an}$ 、 $u_{bn}$ 、 $u_{cn}$ ——变换输出三相电压;

$i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ ——输出三相电流;

$e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ ——三相电网电压。

对式(1)进行 Clark 变换, 得到  $\alpha\beta$  两相静止坐标下的状态方程为

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中:  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ 、 $u_\alpha$ 、 $u_\beta$ 、 $e_\alpha$ 、 $e_\beta$ ——逆变器输出电流、电压、交流电压的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量。

定义三相四开关变换器的开关状态  $S_i$  ( $i=b, c$ ) 如下:

$$S_i = \begin{cases} 1 & i \text{ 相上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0 & i \text{ 相上桥臂关断, 下桥臂导通} \end{cases} \quad (3)$$

则三相四开关变换器输出电压与开关状态的关系为

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/2 \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

对式(4)进行 Clark 变换, 可得  $\alpha\beta$  两相静止坐标下变换器输出电压与开关状态的表达式为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2U_{dc}}{9} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 - S_b - S_c \\ -1/2 + 2S_b - S_c \\ -1/2 - S_b + 2S_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

定义电压空间矢量  $\mathbf{V}$  为

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3}(u_{an} + au_{bn} + a^2u_{cn}) \quad (6)$$

式中:  $a = e^{j2\pi/3}$ 。

三相四开关变换器共有 (0 0) (0 1), (1 0), (1 1) 4 个开关状态。根据坐标变换得到两相静止坐标系的电压分量  $u_\alpha$  和  $u_\beta$  与开关状态的关系如表 1 所示。电压矢量分布如图 2 所示。

表 1 三相四开关变换器电压矢量

$U(S_b, S_c)$	$u_\alpha$	$u_\beta$	$\mathbf{V}$
$U_1(0\ 0)$	$U_{dc}/3$	0	$U_{dc}/3$
$U_2(0\ 1)$	0	$-U_{dc}/\sqrt{3}$	$-U_{dc}e^{j3\pi/2}/\sqrt{3}$
$U_3(1\ 0)$	0	$U_{dc}/\sqrt{3}$	$U_{dc}e^{j\pi/2}/\sqrt{3}$
$U_4(1\ 1)$	$-U_{dc}/3$	0	$-U_{dc}/3$

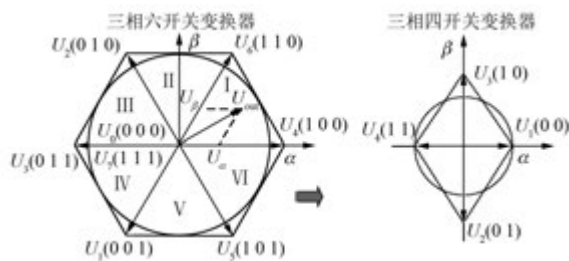


图 2 空间电压矢量分布

对式(2)进行离散化, 得:

$$\frac{L}{T_s} \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1) - i_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中:  $T_s$ ——采样周期。

化简式(7), 可得  $t_{k+1}$  时刻预测电流为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} u_\alpha(k) - e_\alpha(k) \\ u_\beta(k) - e_\beta(k) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中:  $i_\alpha(k)$ 、 $i_\beta(k)$ 、 $u_\alpha(k)$ 、 $u_\beta(k)$ 、 $e_\alpha(k)$ 、 $e_\beta(k)$ —— $t_k$  时刻变换器输出电流、电压、电网电压的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量;  
 $i_\alpha(k+1)$ 、 $i_\beta(k+1)$ —— $t_{k+1}$  时刻预测电流值的  $\alpha$ 、 $\beta$  分量。

根据瞬时功率理论, 有功功率和无功功率可以表示为

$$\begin{cases} P = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ Q = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \end{cases} \quad (9)$$

当采样频率较高时, 假设:

$$\begin{cases} e_\alpha(k+1) = e_\alpha(k) \\ e_\beta(k+1) = e_\beta(k) \end{cases} \quad (10)$$

将式(10)代入式(9), 可得  $t_{k+1}$  时刻功率预测模型为

$$\begin{cases} P(k+1) = e_\alpha(k) i_\alpha(k+1) + e_\beta(k) i_\beta(k+1) \\ Q(k+1) = e_\beta(k) i_\alpha(k+1) - e_\alpha(k) i_\beta(k+1) \end{cases} \quad (11)$$

## 2 不平衡电网下变换器功率分析

### 2.1 静止坐标系下的瞬时功率

在不平衡电网电压下, 网侧复功率可以用电压和电流的正负序分量表示为

$$S = ei^* = (e_d^+ e^{j\omega t} + e_d^- e^{-j\omega t}) (+ i_{dq}^+ e^{j\omega t} + i_{dq}^- e^{-j\omega t})^* = P + jQ \quad (12)$$

其中,

$$\begin{cases} P = P_0 + P_{c2} \cos(2\omega t) + P_{s2} \sin(2\omega t) \\ Q = Q_0 + Q_{c2} \cos(2\omega t) + Q_{s2} \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $P_{c2}$ 、 $P_{s2}$ 、 $Q_{c2}$ 、 $Q_{s2}$ ——有功功率和无功功率的二次脉动分量;

$P_0$ 、 $Q_0$ ——有功、无功功率平均值。

$$\begin{cases} P_0 = e_d^+ i_d^+ + e_q^+ i_q^+ + e_d^- i_d^- + e_q^- i_q^- \\ P_{c2} = e_d^+ i_d^- + e_q^+ i_q^- + e_d^- i_d^+ + e_q^- i_q^+ \\ P_{s2} = e_d^+ i_q^- - e_q^+ i_d^- + e_d^- i_q^+ - e_q^- i_d^+ \\ Q_0 = e_q^+ i_d^+ - e_d^+ i_q^+ + e_q^- i_d^- - e_d^- i_q^- \\ Q_{c2} = e_q^+ i_d^- - e_d^+ i_q^- + e_q^- i_d^+ - e_d^- i_q^+ \\ Q_{s2} = e_d^+ i_d^- + e_q^+ i_q^- - e_d^- i_d^+ - e_q^- i_q^+ \end{cases} \quad (14)$$

式中： $i_d^+, i_q^+, i_d^-, i_q^-, e_d^+, e_q^+, e_d^-, e_q^-$ ——并网电流、电压的正负序分量。

### 2.2 $\alpha\beta$ 坐标系下的瞬时功率

假设  $\alpha\beta$  静止坐标系下的变量为  $x$ , 则其  $90^\circ$  延迟信号可表示为  $x'$ , 正负序分量与各种延迟信号之间的关系:

$$x' = x_{\alpha\beta}^+ + x_{\alpha\beta}^- = -jx_{\alpha\beta}^+ + jx_{\alpha\beta}^- \quad (15)$$

$x, x'$  与静止坐标系下正负序分量之间的关系表示为

$$\begin{bmatrix} x \\ x' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha\beta}^+ \\ x_{\alpha\beta}^- \end{bmatrix} \quad (16)$$

对式(16)求逆可得:

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha\beta}^+ \\ x_{\alpha\beta}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x' \end{bmatrix} \quad (17)$$

$dq$  旋转坐标系和  $\alpha\beta$  静止坐标系的正负序分量之间的关系为

$$\begin{bmatrix} x_{dq}^+ \\ x_{dq}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\omega t} & 0 \\ 0 & e^{j\omega t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha\beta}^+ \\ x_{\alpha\beta}^- \end{bmatrix} \quad (18)$$

由式(17)、式(18)可得  $dq$  旋转坐标系下正负序分量和  $\alpha\beta$  静止坐标下变量及延迟信号之间的关系为

$$\begin{bmatrix} x_{dq}^+ \\ x_{dq}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{-j\omega t} & je^{-j\omega t} \\ e^{j\omega t} & -je^{j\omega t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x' \end{bmatrix} \quad (19)$$

将式(19)代入式(14), 可得用  $\alpha\beta$  静止坐标系下电压、电流及各自延迟信号表示的有功功率和无功功率为

$$\begin{cases} P_0 = \frac{1}{2}(i_\alpha e_\alpha + i_\beta e_\beta + i'_\alpha e'_\alpha + i'_\beta e'_\beta) \\ P_{c2} = \frac{1}{2}[k_1 \cos(2\omega t) + k_2 \sin(2\omega t)] \\ P_{s2} = \frac{1}{2}[-k_2 \cos(2\omega t) + k_1 \sin(2\omega t)] \\ Q_0 = \frac{1}{2}(i_\alpha e_\beta - i_\beta e_\alpha + i'_\alpha e'_\beta - i'_\beta e'_\alpha) \\ Q_{c2} = \frac{1}{2}[k_3 \cos(2\omega t) + k_4 \sin(2\omega t)] \\ Q_{s2} = \frac{1}{2}[-k_4 \cos(2\omega t) + k_3 \sin(2\omega t)] \end{cases} \quad (20)$$

其中,

$$\begin{cases} k_1 = i_\alpha e_\alpha + i_\beta e_\beta - i'_\alpha e'_\alpha - i'_\beta e'_\beta \\ k_2 = i_\alpha e'_\alpha + i_\beta e'_\beta + i'_\alpha e_\alpha + i'_\beta e_\beta \\ k_3 = i_\alpha e_\beta - i_\beta e_\alpha - i'_\alpha e'_\beta + i'_\beta e'_\alpha \\ k_4 = i_\alpha e'_\beta - i_\beta e'_\alpha + i'_\alpha e_\beta - i'_\beta e_\alpha \end{cases} \quad (21)$$

式中： $i'_\alpha, i'_\beta, e'_\alpha, e'_\beta$ ——交流电流、电压的  $\alpha, \beta$  分量  $90^\circ$  延迟信号。

### 3 三相四开关变换器模型预测控制策略设计

模型预测控制策略基本原理如图3所示。在  $t_k$  时刻采集系统变量  $x_{(k)}$  使用系统离散时间模型预测每一个开关状态  $S_m (m=1, 2, 3, \dots, n)$  所对应的变量结果  $x_{m(k+1)} (m=1, 2, 3, \dots, n)$ 。图3中,  $x_{1(k+1)}$  与参考值  $x^*$  最接近, 故在  $t_k$  时刻  $S_2$  被选择并应用到下一时刻; 在  $t_{k+1}$  时刻,  $x_{2(k+2)}$  与参考值  $x^*$  最为接近, 因此  $t_{k+1}$  时刻  $S_3$  被选择并应用到下一时刻。

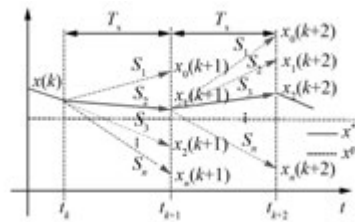


图3 模型预测控制原理

通过功率预测模型直接对有功功率  $P$  和无功功率  $Q$  进行预测, 选择最优开关矢量, 实现直接功率控制。设计价值函数  $g$  如下:

$$g = |P_{ref} + P_{com}(k+1) - P(k+1)| + |Q_{ref} + Q_{com}(k+1) - Q(k+1)| \quad (22)$$

式中： $P_{ref}, Q_{ref}, P_{com}, Q_{com}$ ——有功功率、无功功率参考值和补偿值;

$P(k+1), Q(k+1)$ —— $t_{k+1}$  时刻功率预测值。

为了使变换器在不平衡电网下输出功率平稳, 提出在参考功率的基础上增加补偿值。式(13)表明, 选择消除有功功率脉动, 令式(20)中的有功功率脉动分量  $P_{c2}$  和  $P_{s2}$  均为零, 即  $k_1$  和  $k_2$  为零。等效为如下方程:

$$\begin{cases} P_0 = P_{ref} \\ Q_0 = 0 \\ k_1 = 0 \\ k_2 = 0 \end{cases} \quad (23)$$

求解式(23),可得电流参考值为

$$i_{new}^{ref} = i_{\alpha} + j i_{\beta} = \frac{P_{ref}(e'_{\beta} - j e'_{\alpha})}{e_{\alpha} e'_{\beta} - e'_{\alpha} e_{\beta}} \quad (24)$$

新型功率参考值与原功率参考值之差,即为功率补偿值,表示为

$$S^{com} = S_{new}^{ref} - S^{ref} = j \frac{e_{\alpha} e'_{\alpha} + e_{\beta} e'_{\beta}}{e_{\alpha} e'_{\beta} - e'_{\alpha} e_{\beta}} P_{ref} \quad (25)$$

可得有功功率与无功功率补偿值为

$$\begin{cases} P_{com}(k+1) = 0 \\ Q_{com}(k+1) = \frac{e_{\alpha} e'_{\alpha} + e_{\beta} e'_{\beta}}{e_{\alpha} e'_{\beta} - e'_{\alpha} e_{\beta}} P_{ref} \end{cases} \quad (26)$$

模型预测功率控制结构如图4所示。首先采集交流电压  $e_a, e_b, e_c$ , 电流  $i_a, i_b, i_c$ , 经过 Clark 变换分别得到  $e_{\alpha}, e_{\beta}, i_{\alpha}, i_{\beta}$ 。通过  $90^{\circ}$  延时环节, 得到  $e'_{\alpha}, e'_{\beta}$ 。进而计算得出功率补偿值  $P_{com}, Q_{com}$ , 并预测输出功率预测值  $P(k+1), Q(k+1)$ 。通过价值函数式(22)选择最优电压矢量对应的开关状态  $S_a, S_b, S_c$ , 应用于  $t_{k+1}$  时刻, 实现预测功率控制。

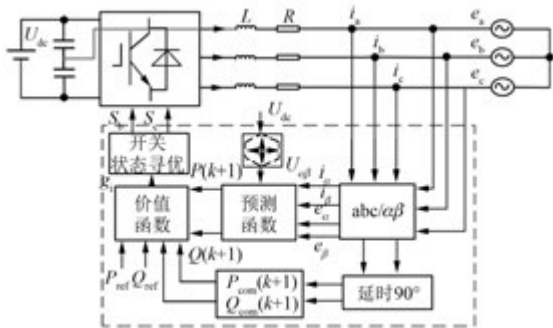


图4 模型预测功率控制结构图

### 4 仿真结果

为了验证所提出控制策略的有效性,在 MATLAB/Simulink 软件中搭建了仿真模型,仿真模型参数如表2所示。

表2 系统参数

参数名称	参数值
直流侧电压 $U_{dc}/V$	300
直流侧电容 $C_1, C_2/\mu F$	1 000
滤波电感 $L/mH$	10
网侧相电压 $e/V$	110
采样频率 $f_s/kHz$	20
电网频率 $f/Hz$	50

在电网电压单相不平衡情况下, a 相电压跌落 20%, 给定功率参考值  $P_{ref} = 1 \text{ kW}$ , 单位功率因数输出。分别采用传统控制策略和所提出控制策略仿真, 结果如图5所示。传统控制策略仿真结果如图5(a)所示, 输出功率产生脉动, 电流谐波含量增大, 总谐波畸变 7.55%, 未能达到并网标准, 同时输出功率包含二倍频脉动分量。使用所提出控制策略消除有功脉动时仿真结果如图5(b)所示, 并网电流谐波畸变降低到 2.31%, 输出有功功率稳定, 消除有功功率二倍工频波动。

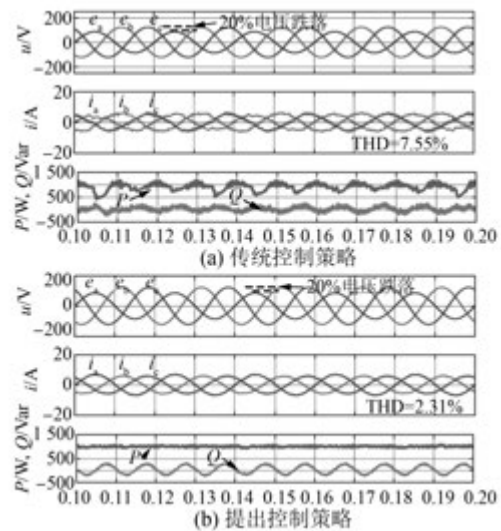


图5 电网电压单相不平衡三相四开关变换器并网

### 5 试验结果

为进一步验证控制策略性能,在仿真分析的基础上进行试验验证。系统参数如表2所示。电网电压发生单相不平衡故障,其中单相电压跌落 20%, 三相四开关变换器工作在逆变模式, 直流侧向电网输送有功功率, 给定有功功率  $P_{ref} = 1 \text{ kW}$ , 单位功率因数运行。在 0.05 s 输出功率跳变  $P_{ref} = -1 \text{ kW}$ , 变换器从逆变模式切换到整流模式。

不同控制策略对比如图6所示。

图6(a)表明,在电网电压单相不平衡故障下,变换器使用传统电流控制方法,输出电流产生畸变,在逆变模式和整流模式下 THD 分别为 5.8% 和 8.0%, 输出有功功率出现二倍频波动。试验结果表明,在电网电压不平衡故障下,三相四开关变换器的工作性能下降。使用所提出改进模型预测功率控制,试验结果如图6(b)所示。在整流模式

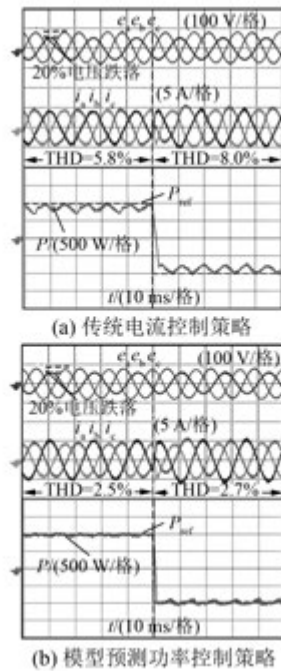


图6 不同控制策略对比

和逆变模式下输出电流 THD 分别为 2.5% 和 2.7%，消除了有功功率二倍频波动。试验结果表明：所提出控制策略并网电流谐波含量少，输出有功功率稳定，能够实现逆变模式到整流模式的平滑切换和连续并网运行。

## 6 结 语

详细分析了三相四开关并网变换器工作机理与电压矢量变化关系，并建立了功率预测模型。在电网电压不平衡条件下，为了降低并网电流畸变，消除输出功率二倍频波动，使用电网电压及其正交信号计算功率补偿值，提出了一种三相四开关变换器的模型预测功率控制策略。与传统控制策略相比，无需使用锁相环进行正负序分离，易于实现。仿真与试验结果表明，在不平衡电网条件下，所提出控制策略能够有效降低并网电流 THD，输出功率稳定，验证了所提出控制策略的有效性。

### 【参考文献】

[1] 杨新法, 苏剑, 吕志鹏, 等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 57-67.

- [2] 魏书荣, 黄苏融, 符杨, 等. 永磁同步电机及其驱动系统故障处理与容错机制研究综述[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(10): 100-107.
- [3] 赵杰, 张艳霞, 宣文博, 等. 分布式电源中逆变器的故障特征和保护方案[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(1): 51-54.
- [4] 王瑞, 田长安, 何勇军. 电压源三相四开关逆变器调制策略[J]. 大功率变流技术, 2014, 12(1): 5-9.
- [5] 安群涛, 孙醒涛, 赵克. 容错三相四开关逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 14-20.
- [6] 董伟杰, 白晓民, 宋晓辉. 基于 PI 神经网络的三相四开关电力有源滤波器研究[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(24): 4068-4074.
- [7] 朱翀, 曾志勇, 赵荣祥. 电流品质优化的容错型三相四开关逆变器载波调制算法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(5): 40-47.
- [8] 阳阳光, 桂卫华. 电网不平衡情况下并网逆变器控制策略综述[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 242-245.
- [9] SAVAGHEBI M, JALILIAN A, VASQUEZ J C. Autonomous voltage unbalance compensation in an islanded droop controlled microgrid [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1390-1402.
- [10] 杨新法, 苏剑, 吕志鹏, 等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 57-69.
- [11] EGHTEGARPOUR N, FARJAH E. Power control and management in a hybrid AC/DC microgrid [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(3): 1494-1505.
- [12] 党克, 郑玉浩, 严干贵. 电网电压不平衡下光伏并网逆变器的同步技术[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(1): 87-94.
- [13] 年珩, 沈永波, 宋亦鹏. 不平衡及谐波电网电压下并网逆变器的直接功率控制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(6): 1452-1458.
- [14] 王萌, 夏长亮, 宋战锋, 等. 不平衡电网电压条件下 PWM 整流器功率谐振补偿控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 46-53.
- [15] 於妮飒, 曾嵘. 不平衡电压下并网逆变器的预测电流控制技术[J]. 电网技术, 2013, 37(5): 1123-1128.

收稿日期: 2018-04-25