

电容均压三相四开关变换器预测功率控制*

金楠¹, 衡龙雨¹, 马孝强², 乔中华²

(1. 郑州轻工业大学 电气信息工程学院, 河南 郑州 450002;

2. 国网河南省电力公司三门峡供电公司, 河南 三门峡 472000)

摘要: 三相四开关变换器直流侧分离电容电压不平衡, 将降低其并网电能质量, 缩短电解电容寿命。针对该问题, 提出了一种直流侧分离电容电压均衡的模型预测功率控制策略。基于 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系分析电压矢量, 建立功率预测模型。由于直流侧电容中点电压偏差值含有交流分量和直流分量, 使用低通滤波器提取直流分量后计算功率补偿值, 并计入给定功率, 进行模型预测功率控制, 实现直流侧分离电容电压均衡。该控制策略无需锁相环和 PWM 调制, 易于实现。通过仿真和试验对其动、静态特性进行分析, 验证了所提出控制策略的有效性和可行性。

关键词: 三相四开关变换器; 电容电压均衡; 模型预测控制; 谐波畸变; 功率预测模型

中图分类号: TN 624 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)05-0046-06

Predictive Power Control of Three Phase Four Switch Converter with DC-Link Capacitor Voltage Balancing*

JIN Nan¹, HENG Longyu¹, MA Xiaoqiang², QIAO Zhonghua²

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

Zhengzhou 450002, China;

2. State Grid San Menxia Power Supply Company, Sanmenxia 472000, China)

Abstract: The unbalanced capacitor voltage of three-phase four-switch converter reduces the grid-connected power quality and lifetime of the electrolytic capacitor. In order to balance the DC-link capacitor voltage, a model predictive power control strategy was proposed. Based on the analysis of the voltage vector in the $\alpha\beta$ two-phase stationary coordinate system, the power predictive model was established. As the DC-link midpoint voltage deviation contains the AC component and DC component, low-pass filter was used to extract the DC component to calculate the power compensation value. Then, the power compensation value was added to the reference power, the cost function to select the optimal voltage vector to achieve grid-connected power control and the capacitor voltage balance was used. The control strategy does not require phase-locked loop or PWM modulation, and was easy to implement. The dynamic and static characteristics were analyzed by simulation and experiment, and the feasibility of the proposed control strategy were verified.

Key words: three-phase four-switch converter; capacitor voltage balance; model predictive control; harmonic distortion; power predictive model

0 引言

三相四开关(Three Phase Four Switch, TPFS)变

换器是两电平三相六开关变换器出现桥臂故障后的一种容错结构,故障桥臂由直流侧电解电容代替,故障相连至直流侧分离电容中点,具有结构简单、成本

* 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); 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。

衡龙雨(1988—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源发电技术。

较低和易于实现等优点^[1]。TPFS 变换器主要应用于电机控制、容错控制和有源滤波等领域^[2-4]。然而,直流侧电容电流经电容中性点流入故障相,会引起直流侧中点电压不平衡,使得并网电流不平衡,影响并网电能质量^[5-7]。另一方面,由于电容电压不平衡会导致电容电压高于额定值,缩短电解电容使用寿命,进而造成变换器二次故障。

文献[8]分析了 TPFS 变换器的工作原理,对故障重构后的 TPFS 变换器采用滑模控制策略,实现连续运行控制,并有效抑制输入扰动和电网扰动。文献[9]分析了 TPFS 变换器空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)策略的控制机理,提出七段式四开关 SVPWM 算法,有效减少了开关频率,降低开关器件的损耗,抑制并网电流谐波。文献[10]基于传统 PI 控制器,采用神经网络深度学习功能,对 PI 参数进行自动调制,实现 TPFS 变换器连续运行控制。文献[8-10]实现 TPFS 变换器容错控制,却没有深入研究直流侧中点电压不平衡问题。文献[11]对直流侧分离电容电压结构进行了分析,采用滞环策略对电容中点电压进行控制。文献[12]基于 SVPWM 控制策略,分析了直流侧电容电压不平衡对并网电能质量的影响机理,并提出了改善方法。文献[13]分析了 TPFS 变换器不同开关模式,使用检测直流侧电容中点电流平均值,对电容电压偏置进行补偿的策略,以消除电容电压不平衡。文献[14]提出向电容中点电流补偿直流偏量来消除电容电压的不平衡,同时将空间矢量的思想应用于补偿过程,有效地改善系统性能。文献[15]使用有源滤波器对直流侧电容电压偏差进行前馈补偿,以消除电容中点电压偏差的基础上,提出了使用周期积分锁相方法代替低通滤波器对电网变化进行跟踪,消除电容电压偏差。

文献[12-15]所提出的控制策略需要对扇区进行判断,运算量大,并且使用多个 PI 进行调节,增加了控制的难度。本文基于有限状态模型预测控制理论,通过对 TPFS 容错结构电压矢量进行分析,建立了 TPFS 变换器功率预测模型。同时,为了实现分离电容电压均衡控制,使用低通滤波器提取直流分量并加入给定功率,进行直接功率控制,消除直流侧电容电压偏差。该策略无需锁相环和 PWM 调制,易于实现。通过仿真和试验,

验证了所提控制策略的有效性。

1 TPFS 变换器电压矢量分析

TPFS 变换器结构如图 1 所示。其中, L 和 R 分别为电网侧滤波电感、线路电阻, C_1 和 C_2 为直流侧电容。根据基尔霍夫定律,建立 TPFS 变换器在三相静止坐标系下的数学模型:

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

式中: i_a, i_b, i_c ——TPFS 变换器输出电流;

e_a, e_b, e_c ——网侧的三相电压;

u_{an}, u_{bn}, u_{cn} ——并网变换器输出三相电压。

a 相连至直流侧电容中点 N, 则 $u_{aN} = 0$ 。

$$u_{nN} = \frac{1}{3}(u_{bN} + u_{cN}) \quad (2)$$

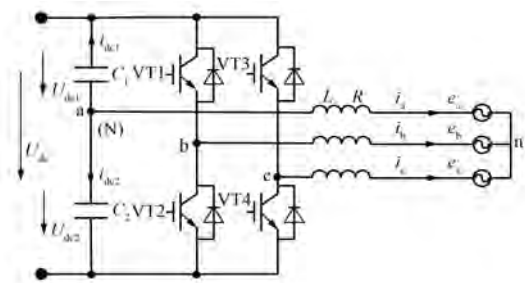


图 1 TPFS 变换器结构

变换器相电压表达式为

$$\begin{cases} u_{an} = -\frac{1}{3}(u_{bN} + u_{cN}) \\ u_{bn} = \frac{1}{3}(2 \cdot u_{bN} - u_{cN}) \\ u_{cn} = \frac{1}{3}(2 \cdot u_{cN} - u_{bN}) \end{cases} \quad (3)$$

令 TPFS 变换器的开关状态 $S_i (i=b, c)$ 为

$$S_i = \begin{cases} 1 & i \text{ 相上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0 & i \text{ 相上桥臂关断, 下桥臂导通} \end{cases} \quad (4)$$

根据 KVL 定理,以 $S_b = 1, S_c = 0$ 为例,如图 2 所示,得线电压 U_{ba}, U_{ca} 表达式。以此类推可得 4 种开关状态下,线电压 U_{ba}, U_{ca} 与直流侧电容电压关系如表 1 所示。

$$\begin{cases} u_{ba} = U_{dc1} \\ u_{ca} = -U_{dc2} \end{cases} \quad (5)$$

表 1 中, U_{dc1} 和 U_{dc2} 分别为直流侧电容 C_1 和

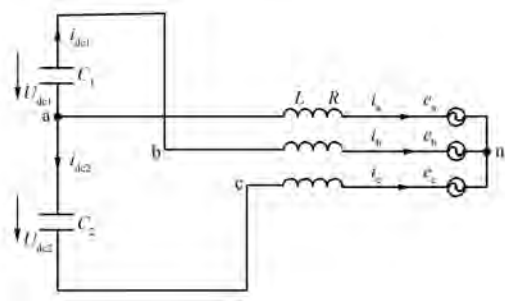


图2 TPFS 变换器 $S_b=1, S_c=0$

表1 TPFS 变换器线电压

| S_b | S_c | U_{ba} | U_{ca} |
|-------|-------|------------|------------|
| 0 | 0 | $-U_{dc2}$ | $-U_{dc2}$ |
| 0 | 1 | $-U_{dc2}$ | U_{dc1} |
| 1 | 0 | U_{dc1} | $-U_{dc2}$ |
| 1 | 1 | U_{dc1} | U_{dc1} |

C_2 的电压值, 可得并网变换器线电压表达式为

$$\begin{bmatrix} u_{ba} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_b & S_b - 1 \\ S_c & S_c - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{dc1} \\ U_{dc2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

将式(6)代入式(3)可得 TPFS 变换器输出电压与开关状态的关系:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_{dc1}}{3}(-S_b - S_c) + \frac{U_{dc2}}{3}(2 - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_{dc1}}{3}(2S_b - S_c) + \frac{U_{dc2}}{3}(2S_b - S_c - 1) \\ u_{cn} = \frac{U_{dc1}}{3}(2S_c - S_b) + \frac{U_{dc2}}{3}(2S_c - S_b - 1) \end{cases} \quad (7)$$

定义电压空间矢量 U 为

$$U = \frac{2}{3}(U_a + aU_b + a^2U_c) \quad (8)$$

其中: $a = e^{j2\pi/3}$ 。

TPFS 变换器输出电压与 u_α, u_β 两相静止坐标系关系:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} \quad (9)$$

根据 Clark 变换可得两相静止坐标系 u_α, u_β 下输出电压与开关状态关系如表 2 所示。当 $u_{dc1} = u_{dc2}, u_{dc1} < u_{dc2}, u_{dc1} > u_{dc2}$, 输出电压在两相静

止坐标系下的矢量关系如图 3 所示。

表2 TPFS 变换器电压矢量

| S_b | S_c | 矢量 | u_α | u_β |
|-------|-------|----------|-------------------------|----------------------------------|
| 0 | 0 | U_{00} | $2U_{dc2}/3$ | 0 |
| 0 | 1 | U_{10} | $(U_{dc2} - U_{dc1})/3$ | $-\sqrt{3}(U_{dc1} + U_{dc2})/3$ |
| 1 | 0 | U_{10} | $(U_{dc2} - U_{dc1})/3$ | $\sqrt{3}(U_{dc1} + U_{dc2})/3$ |
| 1 | 1 | U_{11} | $-2U_{dc2}/3$ | 0 |

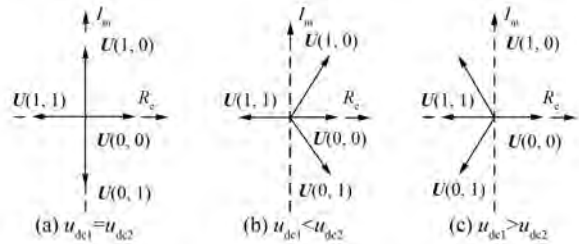


图3 电压矢量关系

2 TPFS 变换器功率预测模型

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

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

对式(10)进行离散化, 得:

$$\frac{L}{T_s} \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1) - i_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

由式(11)可得:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} u_\alpha(k) - e_\alpha(k) \\ u_\beta(k) - e_\beta(k) \end{bmatrix} + \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \begin{bmatrix} i_\alpha(k) \\ i_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: T_s ——采样周期。

t_k 时刻在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下, 三相四开关变换器输出电流、电压、电网电压分别为 $i_\alpha(k), i_\beta(k), u_\alpha(k), u_\beta(k), e_\alpha(k), e_\beta(k)$, t_{k+1} 时刻在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的预测电流分别为 $i_\alpha(k+1), i_\beta(k+1)$ 。

根据瞬时功率理论, 可得 TPFS 变换器输出瞬时有功功率 P 和无功功率 Q 在 $\alpha\beta$ 两相静止

标系下的表达式:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (13)$$

当采样频率较高时,有:

$$\begin{cases} e_\alpha(k+1) = e_\alpha(k) \\ e_\beta(k+1) = e_\beta(k) \end{cases} \quad (14)$$

将式(12)代入式(13),可得 TPFS 变换器功率预测方程:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ Q(k+1) \end{bmatrix} = \frac{3T_s}{2L} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha(k) - e_\alpha(k) - Ri_\alpha(k) \\ u_\beta(k) - e_\beta(k) - Ri_\beta(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P(k) \\ Q(k) \end{bmatrix} \quad (15)$$

3 TPFS 变换器分离电容电压均衡控制

3.1 模型预测功率控制原理

模型预测功率控制如图 4 所示, P_1 表示系统给定功率, P_2 表示预测功率, P_3 表示系统实际输出功率。 t_k 时刻采集系统初始电流、网侧电压,以 t_k 时刻为基础,预测 t_{k+1} 时刻 4 种开关状态下输出功率。通过价值函数对 4 种预测功率进行比较,选出使价值函数值最小的开关状态应用于 t_k 时刻,具有较好的鲁棒性、动态响应快等特点。

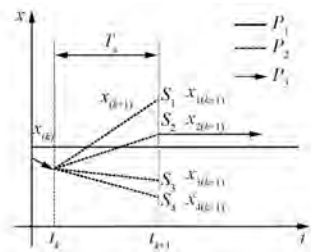


图 4 模型预测功率控制

为了实现 TPFS 变换器分离电容电压均衡控制,建立代价函数 g 如式(16)所示。通过价值函数将预测的所有 t_{k+1} 时刻功率值进行比较,选出使代价函数值最小的开关状态作为最优开关状态,作用于 t_k 时刻。

$$g = |\bar{P}_{\text{ref}} - P(k+1)| + |\bar{Q}_{\text{ref}} - Q(k+1)| \quad (16)$$

式中: \bar{P}_{ref} 、 \bar{Q}_{ref} ——系统有功功率和无功功率参考值。

3.2 直流侧分离电容电压建模与分析

在图 1 中,根据 KCL 原理,可得不同开关状态下,直流侧电容 C_1 、 C_2 电流 $i_{\text{dc}1}$ 、 $i_{\text{dc}2}$ 值可表示为

$$\begin{cases} i_{\text{dc}1} = i_b S_b + i_c S_c \\ i_{\text{dc}2} = i_b(1 - S_b) + i_c(1 - S_c) \end{cases} \quad (17)$$

根据电容电压与电容电流的关系,直流侧分离电容电流 $i_{\text{dc}1}$ 和 $i_{\text{dc}2}$ 分别为

$$\begin{cases} C \frac{dU_{\text{dc}1}}{dt} = -i_{\text{dc}1} \\ C \frac{dU_{\text{dc}2}}{dt} = i_{\text{dc}2} \end{cases} \quad (18)$$

直流侧电容电压偏差值的导数为

$$C \frac{d(U_{\text{dc}2} - U_{\text{dc}1})}{dt} = -(i_{\text{dc}1} + i_{\text{dc}2}) = i_a \quad (19)$$

经过积分,直流侧电容电压的偏差值为

$$\Delta U_{\text{dc}} = \frac{1}{C} \int_0^t i_a + [U_{\text{dc}1}(0) - U_{\text{dc}2}(0)] \quad (20)$$

式中: $U_{\text{dc}1}(0)$ 、 $U_{\text{dc}2}(0)$ —— C_1 、 C_2 电压初始值。

根据式(20),直流侧中点电压波动由相电流积分和初始电压差值组成。其中,相电流积分周期平均值为零。电容电压初始值偏差部分,会逐步累积增加。直流侧电压偏差值经过低通滤波后,电压偏差均值为

$$\Delta \bar{U}_{\text{dc}} = U_{\text{dc}1}(0) - U_{\text{dc}2}(0) \quad (21)$$

为了控制直流侧分离电容电压均衡,向故障相电流中注入直流偏置电流。以 a 相故障为例,注入直流电流分量 \bar{i}_a :

$$\begin{cases} \bar{i}_a = k_v \Delta \bar{U}_{\text{dc}} \\ \Delta U_{\text{dc}} = \frac{1}{C} \int_0^t (i_a + \bar{i}_a) + [U_{\text{dc}1}(0) - U_{\text{dc}2}(0)] \end{cases} \quad (22)$$

式中: k_v ——比例环节系统。

根据直流电流偏置,计算直流侧电容电压均衡控制的功率补偿分量。控制系统结构如图 5 所示。 t_k 时刻采集电网电压、变换器输出电流,并对其 Clark 变换,变换器输出电压由 t_k 时刻的开关状态和直流侧电容电压计算得出,经过 Clark 变换为 u_α 、 u_β ,经预测函数和价值函数计算后,选择最优开关状态。

计算 t_{k+1} 时刻功率 $P(k+1)$ 、 $Q(k+1)$ 。当直流侧电容电压发生偏差时,将电压偏差值通过二阶低通滤波器进行滤波,并经过比例调节器提取

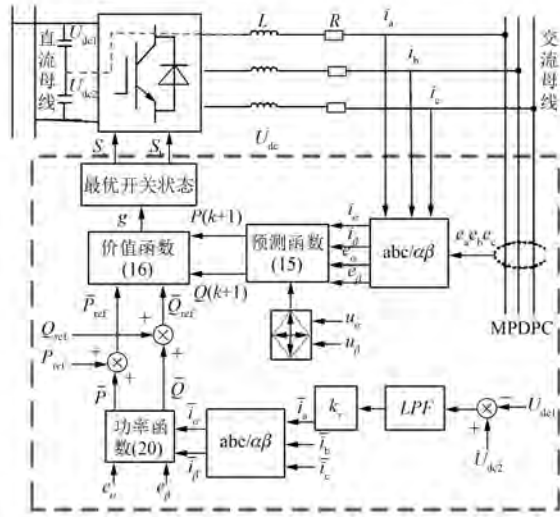


图5 TPFS 变换器功率预测结构

电流直流分量 \bar{i}_a ，进而计算出补偿功率值。

$$\begin{bmatrix} \bar{P} \\ \bar{Q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中： \bar{P} 、 \bar{Q} ——有功功率和无功功率补偿值。

与给定有功功率 P_{ref} 和无功功率 Q_{ref} 求和，作为系统参考功率。

$$\begin{cases} \bar{P}_{ref} = \bar{P} + P_{ref} \\ \bar{Q}_{ref} = \bar{Q} + Q_{ref} \end{cases} \quad (24)$$

4 仿真结果

为了验证本文所提控制策略的有效性，设计 TPFS 变换器 MATLAB 仿真模型。仿真参数如表 3 所示。

表3 系统参数

| 参数名称 | 参数值 |
|------------------|-------|
| 直流侧电压 U_{dc}/V | 400 |
| 直流侧电容 $C/\mu F$ | 1 500 |
| 滤波电感 L/mH | 10 |
| 网侧电压 e/V | 110 |
| 网侧电阻 R/Ω | 0.1 |
| 采样频率 f/Hz | 20k |

使用传统模型预测功率控制，试验结果如

图 6 所示。给定系统功率 $P_{ref}=1 \text{ kW}$ ， $Q_{ref}=0 \text{ var}$ 。设置直流侧电容 $C_1、C_2$ 初始电压分别为 230 V、170 V，TPFS 变换器输出三相电流 THD 为 3.5%。输出功率稳定，满足并网要求。然而，直流侧分离电容电压不平衡，长时间运行后会缩短电容器使用寿命，容易出现二次故障。

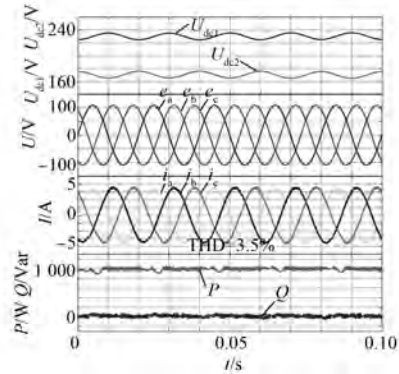


图6 TPFS 变换器使用传统控制策略

使用所提出控制策略，加入分离电容电压均衡控制后的试验结果如图 7 所示。直流侧电容 $C_1、C_2$ 电压在控制策略的作用下趋于均衡。输出并网电流平滑度较好，电流 THD 从 3.5% 降至 2.3%。输出功率平稳，满足并网要求，同时也降低了因电容过电压导致二次故障的概率。

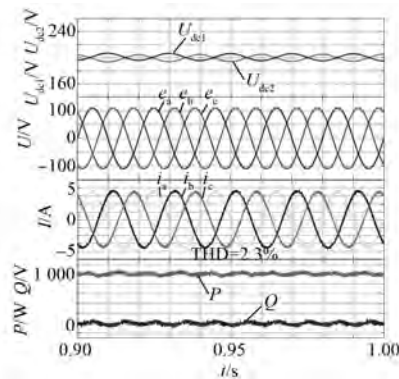


图7 TPFS 变换器分离电容电压均衡控制

5 试验验证

为了进一步验证控制策略性能，进行试验研究。试验系统参数如表 3 所示。变换器工作在逆变模式，直流侧向交流侧输送有功功率 $P_{ref}=1 \text{ kW}$ ，给定功率 $Q_{ref}=0 \text{ var}$ ，单位功率因数运行。图 8(a) 表明使用传统电流控制，并网电流 THD 为 3.9%，

波形正弦度较好,三相不平衡度为 1.4%,输出功率稳定,满足并网要求。因此,能够继续保持容错连续运行。然而,直流侧上、下电容电压不平衡, U_{dc1} 大于稳态运行额定电压值,长时间运行后会减少电容器使用寿命,容易出现二次故障。

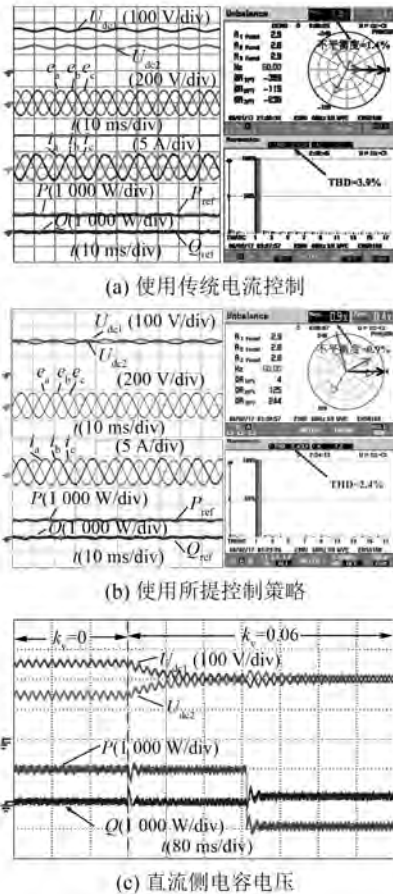


图 8 TPFS 变换器

使用本文提出的控制策略,试验结果如图 8 (b)所示。输出电流 THD 为 2.4%,波形正弦度较好,三相不平衡度 0.9%,输出功率稳定,满足并网要求。同时,由于使用了直流侧中点电压平衡控制,直流侧上下电容电压均衡,减少由于器件故障引发直流侧电容二次故障的概率。

为了进一步分析直流侧电容电压均衡控制性能,对不同的工况下的直流侧分离电容电压进行了试验测试。图 8(c)中,初始状态 $k_v=0$,未使用中点电压控制, U_{dc1} 和 U_{dc2} 电压不平衡。在 0.24 s,设置 $k_v=0.06$,向 a 相注入直流偏置电流后,直流侧电容实现均压控制。在 0.48 s,容错变换器输出有功功率从 1 kW 跳变到 -1 kW,变换器从逆变模式切换

到整流模式,直流侧电容电压能够保持均衡。试验结果表明,所设计的功率补偿策略能够实现有效直流侧电容电压均衡控制,动态响应速度快。

5 结 语

为了提高 TPFS 变换器的并网控制性能和可靠性,提出了一种电容均压模型预测功率控制策略。得出以下结论:(1)分析 TPFS 变换器工作机制和电压矢量变化关系,建立了功率预测模型。(2)通过向故障相电流中注入直流分量,控制直流侧分离电容电压均衡,并提供了均压控制补偿功率的计算方法,能够降低因电容电压不平衡出现二次故障的概率。(3)模型预测功率控制策略不需使用锁相环、电压、电流正负序分量提取和空间电压矢量调制,易于实现。

【参考文献】

- [1] 李国飞,滕青芳,高峰阳,等.容错三相四开关逆变器 PMSM 的模型预测转矩控制[J].信息与控制,2015,44(6): 697-702.
- [2] 李刚,樊晓平,彭劲杰.三相四开关结构的容错型有源电力滤波器[J].电力系统及其自动化学报,2013,25(2): 88-92.
- [3] 王瑞,田长安,何勇军.电压源三相四开关逆变器调制策略[J].大功率交流技术,2014(1): 5-8.
- [4] 徐海奇,何凤有,曹晓冬,等.三相四开关逆变器供电永磁同步电机预测转矩控制[J].电机与控制应用,2015,42(2): 16-20.
- [5] 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): 1-7.
- [6] 王文,罗安,黎燕.三相四开关并联有源电力滤波器的控制方法[J].电工技术学报,2014,29(10): 183-190.
- [7] 郑玮仪,曾志勇,赵荣祥.容错型三相并网变换器的建模分析与矢量调制[J].中国电机工程学报,2016,36(8): 2202-2212.
- [8] 侯世英,宋星,孙韬,等.基于滑模控制的容错三相四开关并网逆变器[J].太阳能学报,2013,34(2): 239-244.
- [9] 陈弘哲,齐虹,陈冲,等.三相四开关并联型有源电力滤波器控制策略研究[J].福州大学学报,2015(1): 61-67.

(下转第 63 页)

为了验证转速对电流阈值位置估计算法的影响,试验根据图 4 分析,对位置估计进行误差补偿。图 8 为转子转速 400 r/min 时,通过试验得到的有误差补偿环节和没有误差补偿环节下的位置估计误差比较图,其中虚线为增加了误差补偿环节,实线为没有误差补偿环节。由图 8 可以看出,增加了误差补偿环节,位置估计精度得到明显的提高。

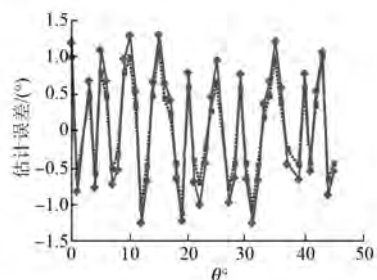


图 8 转速为 400 r/min 时误差比较图

6 结 语

(1) 与传统电感分区不同,本文电感分区以双电流阈值位置为基准,电感下降中连续两个分区设为位置估计区域,电感最大和最小区域不进行位置估计,这样就不会存在因为电感变化细微而导致位置估计精度不高的问题。

(2) 提出电机在传感器故障情况下的位置估计容错算法,并通过试验验证了该算法的正确性。

(3) 在电流阈值位置估计算法中,研究了转速对位置估计误差的影响,并采用了位置估计误差补偿的方法,提高了系统的精度和位置估计的容错性能。

【参 考 文 献】

- [1] 李景男,王旭东,周永琴.基于两相脉冲激励的开关磁阻电动机无位置传感器转子位置检测[J].电机与控制学报,2002,6(1): 6-9.
- [2] 罗德荣,李亚雄,李孟秋,等.基于单阈值的开关磁阻电机无位置传感器技术[J].湖南大学学报(自然科学版),2017,44(2): 94-100.
- [3] 邵杰,邓智泉,胡荣光.基于改进脉冲注入开关磁阻电机无位置传感器技术[J].电工技术学报,2015,30(21): 147-153.
- [4] 李珍国,王红斌,王江浩,等.基于电流波形检测法的开关磁阻电动机无位置传感器控制[J].电工技术学报,2016,31(11): 97-104.
- [5] 毛宇阳,邓智泉,蔡骏,等.基于电流斜率差值法的开关磁阻电机无位置传感器技术[J].电工技术学报,2011,26(9): 87-93.
- [6] 蔡骏,邓智泉.一种具有容错功能的开关磁阻电机无位置传感器控制方法[J].中国电机工程学报,2012,32(36): 109-116.
- [7] 许培林,邓智泉,陈小元,等.开关磁阻电机位置信号的故障检测与容错控制[J].中国电机工程学报,2011,31(33): 123-130.
- [8] CAI J, DENG Z Q, HU R G. Position signal faults diagnosis and control for switched reluctance motor [J].IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(9): 1-11.
- [9] 胡荣光,邓智泉,蔡骏,等.一种开关磁阻电机位置信号故障诊断与容错控制方法[J].电工技术学报,2014,29(7): 104-113.
- [10] 张磊,刘闯,王云林,等.一种具有容错功能的开关磁阻电机初始位置估计方法[J].电工技术学报,2014,29(7): 123-132

收稿日期: 2017 - 11 - 06

(上接第 51 页)

- [10] 董伟杰,白晓民,宋晓辉,等.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): 4068-4075.
- [11] FREIRE N M A, CARDOSO A J M. A Fault-tolerant direct controlled PMSG drive for wind energy conversion systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 61(2): 821-834.
- [12] 徐鹏,施火泉,刘会超.容错逆变器的三相四开关矢量控制策略[J].江南大学学报,2015,14(5): 601-605.
- [13] 黄传金,宋海军,陈铁军,等.三相四开关 APF 的

SVPWM 优化策略研究[J].电力电子技术,2012,46(8): 44-45.

- [14] ZENG Z, ZHU C. Adaptive suppression method for DC-link voltage offset in three-phase four-switch inverter-fed PMSM drives [J]. Electronics Letters, 2016, 52(17): 1442-1444.
- [15] 谭兴国,冯高明,王辉,等.兼顾有源滤波的三相四开关光伏并网逆变器[J].高电压技术,2014,40(11): 3590-3596.

收稿日期: 2017 - 10 - 20