

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240103

一种用于非平衡分布式微网的双重灵活模型预测功率控制方法

郭敬梅^{1,2}, 盛超^{1,2}, 余超耘¹, 汤清岚¹, 曾有芝¹, 苏秦¹

(1. 广东省智能电网新技术企业重点实验室, 广东 广州 510080;

2. 南方电网电力科技股份有限公司, 广东 广州 510000)

摘要: 分布式微网(比如车载微网)的电能质量受到不平衡负载的严重影响, 单相负载(不平衡负载)的运行会导致这类系统出现不平衡的系列问题, 危及系统的可靠性并缩短其使用寿命。现有控制策略通常局限于抑制功率波动, 并未充分考虑电流畸变、公共连接点(point of common coupling, PCC)电压不平衡等问题。针对功率波动问题, 基于传统灵活功率控制, 对模型预测控制(model predictive control, MPC)的控制层进行了优化, 改进了自适应系数的计算方式。在此基础上, 设计了双重灵活模型预测控制(dual-flexible model predictive control, DF-MPC), 采用新型双层灵活计算结构, 优先选择电压平衡效果最佳的控制矢量。该方法在额定功率为 10 kW 的原型硬件平台上进行了测试。实验结果表明, 所提出的 DF-MPC 方法能够有效抑制功率波动、降低 PCC 电压的不平衡程度、同时保持较高的电能质量。

关键词: 模型预测控制; 功率控制; 不平衡微网; T型三电平变换器

A dual flexible model predictive power control method for unbalanced distributed microgrids

GUO Jingmei^{1,2}, SHENG Chao^{1,2}, YU Chaoyun¹, TANG Qinglan¹, ZENG Youzhi¹, SU Qin¹

(1. Guangdong Provincial Key Laboratory of New Technology for Smart Grid, Guangzhou 510080, China;

2. China Southern Power Grid Technology Co., Ltd., Guangzhou 510000, China)

Abstract: The power quality of distributed microgrid (e.g., on-board microgrids) is severely affected by unbalanced loads, and the operation of single-phase loads (unbalanced loads) can lead to a series of imbalance issues in such systems, endangering system reliability and shortening lifespan. Existing control strategies are typically limited to suppressing power fluctuations and do not adequately address issues such as current distortion and point of common coupling (PCC) voltage imbalance. Addressing power fluctuations, this paper optimizes the control layer of the model predictive control (MPC) based on traditional flexible power control, improving the calculation of adaptive coefficients. Building upon this, a dual-flexible model predictive control (DF-MPC) is designed, employing a novel dual-layer flexible computational structure that prioritizes the selection of control vectors with the best voltage balancing effect. This method is tested on a prototype hardware platform with a rated power of 10 kW. Experimental results demonstrate that the proposed DF-MPC method can effectively suppress power fluctuations, reduce the degree of PCC voltage imbalance, and maintain high power quality.

This work is supported by the Science and Technology Project of China Southern Power Grid Co., Ltd. (No. GDKJXM20240547).

Key words: model predictive control; power control; unbalanced grid; T-type three level converter

0 引言

孤岛微网这类微电网中, 其受不平衡负载影响

的问题不能忽略。不平衡的问题不仅会降低系统效率, 更会危害系统的可靠运行。尤其对于电源阻抗较大的微网(例如车载微电网), 通常面对不平衡和非线性负载的接入, 导致旋转机械异常运行和变压器饱和^[1]。与此同时电压不平衡会在电力系统上产生更多的损耗, 降低系统的稳定性, 并对感应电机、

基金项目: 中国南方电网有限责任公司科技项目资助 (GDKJXM20240547)

电力电子转换器和调速驱动器等设备的性能产生负面影响^[2]。同时不平衡所带来的功率波动问题更会影响系统的稳定,故对于此类问题的研究很有意义。

图1为常见的微网示意图,由蓄电池、逆变器、柴油机和负载所组成。这类系统的柴油机内部阻抗较大,受不平衡的影响更为严重。其中的车内变流器有很多种类,三电平功率变换器因其高质量输出电压或电流的优势在车载微电网中发挥着重要作用^[3]。三电平转换器有多种拓扑结构,如中性点箝位(neutral-point clamped, NPC)转换器^[4]、有源中性点箝位(active neutral-point clamped, ANPC)转换器、飞跨电容转换器^[5]和T型三电平变流器(T-type three-level converter, 3LT²C)。其中,3LT²C引起了很多研究人员的兴趣,并因其开关元件数量较少和效率较高的优势而越来越多地应用于中低压场景^[6-7]。此外,3LT²C结合了两电平转换器的优点,如器件数量少、工作原理简单,三电平转换器也有很多独特优点,如较低的开关损耗和出色的输出电压质量,更适合应对不平衡所带来的问题,故本文研究对象选取为三电平变流器。



图1 典型微电网示意图

Fig. 1 Schematic diagram of a typical microgrid

对此,现有的研究大致分为以下三类:(a)对于功率的二倍频率波动或电流的不平衡进行抑制;(b)对于电压单独进行补偿;(c)通过额外添加控制器件来进行补偿。

对于第一类研究:针对不平衡电网下T型三电平逆变器电压质量与功率波动问题,传统控制策略往往存在无法同时处理有功功率和无功功率的二倍频率波动的现象,为了解决此问题并提高可控性,在文献[8]和文献[9]中提出了一种灵活的正负序对照的方法,其可以通过可调参数实现几个不同的目标,这里的参数需要人为设定,存在很大的改进空间。最传统的方法有平衡正序控制,以及有功功率振荡控制(active power oscillation control, APOC)或无功功率振荡控制(reactive power oscillation control, RPOC)。此外,为了提高可控性,基于上述在dq旋转或 $\alpha\beta$ 静止框架中使用的策略,文献[7, 10]在考虑峰值电流约束时,可以获得最大有功或无功功率

注入以支撑三相电压。在不对称故障时,三线制逆变器仍然存在有功和无功振荡控制之间的矛盾。为了解决这个矛盾,在文献[11]提出了瞬时单位功率因数控制,但是该方法会增加谐波量,并且不对称器件对于峰值功率有较大的影响。文献[12-13]提出控制逆变器双频功率波动的灵活方法,基于复系数滤波,以有功和无功纹波折衷电流负序。这种情况下,三线制并网逆变器的有功和无功振荡不能得到很好的控制,从而大大降低了控制的灵活性。文献[14]引入扩展功率理论与经典功率理论一起计算功率反馈,可以实现恒定有功功率、平衡电流和恒定无功功率三个共同目标之间的灵活控制,但并未考虑到电压的补偿,这类方法往往存在一定的缺陷,一旦系统参数出现改变例如滤波器参数发生变化,其控制效果将会产生影响。文献[15]中提出了一种光伏逆变器在不平衡电网故障下注入正弦电流的补偿方法,可以有效减少电网的振荡。

第二类主要通过改变控制结构,或者附加额外控制器。例如,文献[16]提出了一种零序瞬时功率引入四线制的控制方法,文献[17]除了现有的控制器之外,还开发了一个重复控制器,该控制器通过各逆变器按比例分担出力,实现对电压不平衡和非线性负载的补偿。文献[18]中附加了一个负序并联补偿器提供了负序输出电流,有较好的快速响应能力。具有中性连接的三相四线制逆变器不仅具有三线制逆变器的所有功能,而且其具有很好的零序控制能力,例如对每相电压的独立调节,以及对不平衡故障电压和电流的支持^[19]。但是需要一路额外的开关器件,增加了成本。值得一提的是文献[16]提出了一种基于四线制的正、负、零序电流灵活综合控制,两个独立的序列电流控制参数,可以轻松调节序列电流和功率振荡。这类方法往往需要额外附加一些设备,对于设备的改造和升级往往会增加成本。

第三类则为电压上的补偿,该方式比较少见,因为通常使用专用设备以缓解电压不平衡,例如串联/分流有源电源滤波器、动态电压恢复器或静态同步补偿器^[20]。文献[21]提出了一种基于中央控制器的控制方法,该方案可在孤岛式交流微电网的任何节点上实现精确的电压平衡。文献[22]提出了一种系统分层逐级控制的孤岛交流微电网柴油机电源接口,实现电压不平衡补偿。但是功率的波动对于微电网能否接受仍然存在争议。文献[23]通过选择两个有源矢量和一个零矢量,有功和无功功率调节的最佳矢量范围从固定相位和幅度扩展到任意相位和幅度。该方法适用于谐波多的电网,但是对于不平衡电网还需改善。

综上, 传统方案中往往不能实现对电流质量、有功功率波动、无功功率波动、电压平衡度这4点达到一个合适的协调, 往往侧重于对某几项进行控制。根据这个缺陷, 本文提出了一种适用于多目标控制的方法, 即双重灵活功率控制, 使此类电压和电流质量问题的控制矛盾得到了解决, 在优化电流质量的同时降低了电压的不平衡度。本文的贡献可以总结为如下三点。

第一, 电压和电流同时得到一定程度的优化。本文所提出的双重灵活模型预测控制(dual-flexible model predictive control, DF-MPC)方法相对于传统模型预测控制(model predictive power, MPC)方法和灵活模型预测控制(flexible model predictive control, F-MPC)方法, 不平衡引起的逆变器输出电流畸变问题得到解决, 总谐波电流畸变率(total harmonic current distortion, THD)为3.17%, 符合运行标准, 并且线电压不平衡率(line voltage unbalance rate, LVUR)(不平衡度指标)得到优化, 从4.7%降低至1.5%。对于电压的平衡度提高更能直接从原理上消除不平衡的影响, 现有的研究中往往仅对电流质量进行优化, 忽略了电压的补偿。

第二, 功率波动的控制矛盾得到解决, 能使多目标的共同优化得以实现。采用双重灵活模型预测在一定程度上避免了这类问题。

第三, 免去权重因子的选取。传统方法中对于多目标的控制, 模型预测的代价函数的权重因子选取比较复杂。本文提出的DF-MPC方法, 通过设计新型双层计算结构, 在第一层抑制功率波动, 在第二层优化电能质量。利用这种计算结构通过比例系数的实时计算即可实现多目标的协同优化。

1 电压不平衡微网功率波动的机理

为了建立功率模型, 将柴油机电压表示为 e_{abc} , 逆变器滤波后输出的电流表示为 i_{abc} 。为了方便功率计算, 通过Clarke变换转换到 $\alpha\beta$ 坐标系下, 即分别表示为 $e_{\alpha\beta}$ 、 $i_{\alpha\beta}$ 。当三相微网电压不平衡时, 使用信号延迟法^[2]计算微电网电压的正序和负序分量, 如式(1)所示。

$$\begin{cases} e_{\alpha\beta}^+(t) = \frac{1}{2} \left[e_{\alpha\beta}(t) + j e_{\alpha\beta} \left(t - \frac{T}{4} \right) \right] \\ e_{\alpha\beta}^-(t) = \frac{1}{2} \left[e_{\alpha\beta}(t) - j e_{\alpha\beta} \left(t - \frac{T}{4} \right) \right] \end{cases} \quad (1)$$

式中, T 为电压信号的周期。对于两相坐标系复功率的基础计算公式可以表示为

$$S = P + jQ = \frac{3}{2} e_{\alpha\beta} \cdot i_{\alpha\beta}^* \quad (2)$$

式中: S 为视在功率; $i_{\alpha\beta}^*$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流参考值。为了更清晰地解耦有功功率和无功功率, 使用 dq 两相旋转坐标系, 其中 $P(t)$ 表示有功功率, $Q(t)$ 表示无功功率, $e_d(t)$ 、 $e_q(t)$ 和 $i_d(t)$ 、 $i_q(t)$ 分别表示 d 、 q 坐标系中的电压、电流, 根据瞬时功率理论, 可得功率表达式如式(3)所示。

$$\begin{bmatrix} P(t) \\ Q(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_d(t) & e_q(t) \\ e_q(t) & -e_d(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

利用Duhamel公式对式(3)进行离散化, 即可得到功率下一时刻($k+1$)预测值如式(4)。由此可以通过当前的电压和电流状态去预测下一时刻的功率, 这为MPC的使用提供了前提条件。

$$\begin{cases} P(k+1) = \frac{3}{2} [e_d(k+1)i_d(k+1) + e_q(k+1)i_q(k+1)] \\ Q(k+1) = \frac{3}{2} [e_q(k+1)i_d(k+1) - e_d(k+1)i_q(k+1)] \end{cases} \quad (4)$$

式中: $e_d(k+1)$ 、 $e_q(k+1)$ 分别表示PARK变换后得到的柴油机电压在 d 、 q 轴的分量; 同理 $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 分别为电流在 d 、 q 轴的分量。

式(5)是瞬时功率理论表达式, 由此式可将有功功率变换成式(6), 无功功率变换成式(7), 由此, 功率可表达成三项的组合, 不平衡所带来的功率振荡源自于这里的 \cos 和 \sin 分量, 若需要消除二倍频分量只需要将对应的系数设置为0即可。

$$\begin{cases} P = P_0 + P_c \cos(2\omega t) + P_s \sin(2\omega t) \\ Q = Q_0 + Q_c \cos(2\omega t) + Q_s \sin(2\omega t) \end{cases} \quad (5)$$

式中: P_0 、 Q_0 为一倍频分量; P_c 、 Q_c 为二倍频的余弦值分量; P_s 、 Q_s 为二倍频的正弦值分量。不平衡所引起的功率波动, 正由此处产生。因此, 各系数的表达式如式(6)和式(7)所示。显然, 只需要抑制住 P_c 和 P_s , 有功功率的振荡就会消失。同理无功功率的波动抑制。

$$\begin{cases} P_0 = \frac{3}{2} (e_d^+ i_d^+ + e_q^+ i_q^+ + e_d^- i_d^- + e_q^- i_q^-) \\ P_c = \frac{3}{2} (e_d^- i_d^+ + e_q^- i_q^+ + e_d^+ i_d^- + e_q^+ i_q^-) \\ P_s = \frac{3}{2} (e_q^- i_d^+ - e_d^- i_q^+ - e_q^+ i_d^- + e_d^+ i_q^-) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} Q_0 = \frac{3}{2} (e_q^+ i_d^+ - e_d^+ i_q^+ + e_q^- i_d^- - e_d^- i_q^-) \\ Q_c = \frac{3}{2} (e_q^- i_d^+ - e_d^- i_q^+ + e_q^+ i_d^- - e_d^+ i_q^-) \\ Q_s = \frac{3}{2} (-e_d^- i_d^+ - e_q^- i_q^+ + e_d^+ i_d^- + e_q^+ i_q^-) \end{cases} \quad (7)$$

由此，不平衡所带来的功率波动产生机理已经阐述完毕，需要说明的是，传统的方案 APOC 和 RPOC 中一直存在一个矛盾，即当 Q_c 、 Q_s 、 P_c 和 P_s 这 4 个系数同时为 0 时，方程无解。若要对功率波动进行抑制，需要将对应的系数设置为 0 即可。 P_{refA} 代表将 P_c 和 P_s 抑制为 0 后，反解的新功率值^[24]， P_{refN} 代表将 Q_c 、 Q_s 抑制为 0 后，反解的新功率指令值， Q_{refA} 、 Q_{refN} 同理为无功功率的指令值。

2 电压不平衡微网拓扑结构与建模

在本节中，通过 LCL 型 T 型三电平变流器(LCL-3LT²C)介绍系统离散功率预测模型。

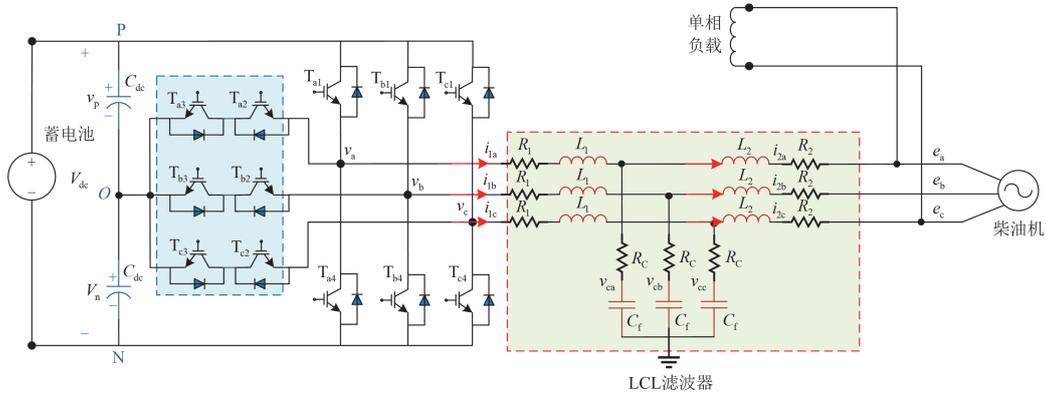


图 2 典型微网拓扑结构示意图

Fig. 2 General topology of a typical microgrid

逆变器的每一相($i = a, b, c$)由 4 个开关器件组成， T_{i2} 、 T_{i3} 为钳位开关， T_{i1} 、 T_{i4} 为桥臂开关。根据每一相 4 个开关器件的开关状态，输出电压有 3 个电压电平，如表 1 所示，这些电平的组合是 MPC 的基础。

表 1 开关状态表

Table 1 Switch state of 3LT²C

开关状态	V_{out}	T_{i1}	T_{i2}	T_{i3}	T_{i4}
1	$0.5V_{dc}$	on	on	off	off
0	0	off	on	on	off
-1	$-0.5V_{dc}$	off	off	on	on

MPC 的核心思想是选择时间长度和矢量进行控制选择。在三电平变换器的每一相中，有 3 种开关状态：[P]、[O]和[N]。因此，3LT²C 有 27 种开关状态组合，如图 3 所示。

2.2 预测模型介绍

为了建立 LCL-3LT²C 的数学模型，根据表 1 的组合，定义开关矢量如式(8)所示。

$$\mathbf{u} = [u_a, u_b, u_c]^T \quad (8)$$

2.1 拓扑描述

该系统由一个 T 型三电平逆变器通过 LCL 滤波器连接到一个公共连接点(point of common coupling, PCC)。PCC 连接单相负载，导致三相不平衡。并在其上附加柴油机，构成如图 2 所示的微电网的基本模型。

在该系统中，柴油机承担主负荷，逆变器对电能进行补偿和优化，支持和改善了功率波动和电压电流。P、N 分别对应直流母线正极、负极，两个大小相等的电容器串联在拓扑的直流侧，以平分直流侧电压。两个电容器的理想电压为 $0.5V_{dc}$ ，每相的逆变器由 4 个开关器件组成。

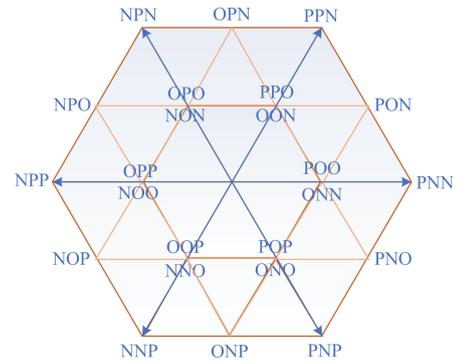


图 3 矢量示意图

Fig. 3 Vector diagram

根据基尔霍夫定律，可推导出 LCL-3LT²C 的电流和电压方程如式(9)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{i}_1(t) = [i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}]^T \\ \mathbf{i}_2(t) = [i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}]^T \\ \mathbf{v}_c(t) = [v_{ca}, v_{cb}, v_{cc}]^T \\ \mathbf{e}(t) = [e_a, e_b, e_c]^T \end{cases} \quad (9)$$

为方便计算, 将 i_{abc} 、 U_{abc} 通过 Clarke 变换转换为 $i_{\alpha\beta}$ 、 $U_{\alpha\beta}$ 的静止坐标系。由此将三相坐标系转换为两相坐标系。Clarke 变换后, 可以得到 $\alpha\beta$ 坐标系中的电压电流情况: $i_{1\alpha\beta}$ 、 $v_{c\alpha\beta}$ 、 $i_{2\alpha\beta}$ 、 $e_{\alpha\beta}$ 。在此基础上, 选择状态 $\mathbf{x}(t) = [i_{1\alpha\beta}, i_{2\alpha\beta}, v_{c\alpha\beta}]^T$ 作为变量矩阵, 由此可以得到连续时间状态下的输出状态方程如下: 状态矩阵 \mathbf{F} 、输入矩阵 \mathbf{G} 、干扰矩阵 \mathbf{P} 和输出矩阵 \mathbf{C} 。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}\mathbf{x}(t) + \mathbf{G}\mathbf{u}(t) + \mathbf{P}\mathbf{v}_g(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (10)$$

其中:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} R_1 \cdot I_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \frac{1}{-L_1} \cdot I_{2 \times 2} \\ -L_1 & & \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & R_2 \cdot I_{2 \times 2} & \frac{1}{L_2} \cdot I_{2 \times 2} \\ & -L_2 & \\ \frac{1}{C_f} \cdot I_{2 \times 2} & \frac{1}{-C_f} \cdot I_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ & & \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{V_D}{2L_1} \cdot I_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & -\frac{1}{L_2} \cdot I_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}^T \mathbf{K}_{3s/2s}$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}^T \mathbf{K}_{3s/2s}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & I_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}$$

使用 Duhamel 公式将式(10)离散化, 它的离散时间预测模型表示为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{T}\mathbf{v}_g(k) \\ \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k+1) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{T} = -\mathbf{F}^{-1}(\mathbf{I} - \mathbf{A})\mathbf{P}$; $\mathbf{B} = -\mathbf{F}^{-1}(\mathbf{I} - \mathbf{A})\mathbf{G}$; $\mathbf{A} = e^{\mathbf{F}T_s}$, 其中 T_s 为离散采样时间。由此建立了模型, 可以预测系统的下一个状态。

3 双重灵活模型预测功率控制

本节首先介绍灵活模型预测控制。基于上述机理, 推导了一种抑制有功和无功波动的自适应系数选择方法。与这种“妥协”思想类似, 设计了 DF-MPC 控制方法。

3.1 灵活模型预测控制

灵活模型预测控制(F-MPC)是有功功率振荡控制(APOC)与5个无功功率振荡控制(RPOC)的折衷, 控制的原理如图4所示, 与天平一样, 系统目标是找到更好的平衡点, 因此引入系数 ζ 作为两者的比

例调节因子。

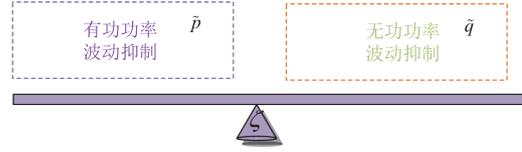


图4 F-MPC 原理示意图

Fig. 4 Principle of F-MPC

首先, 处理上述有功和无功波动之间的矛盾。新的指令值如式(12)的两部分所示。其中的 P_{refA} 、 P_{refR} 是式(6)抑制相应分量后得出的指令值。

$$\begin{cases} P_{\text{refn}} = \zeta P_{\text{refA}} + (1 - \zeta) P_{\text{refR}} \\ Q_{\text{refn}} = \zeta Q_{\text{refA}} + (1 - \zeta) Q_{\text{refR}} \end{cases} \quad (12)$$

由此得到可调的功率指令值, 通过调节 ζ 的大小来调节, 如图4中的天平来修改控制比例。电流也按相同比例的组合, 如式(13)所示。

$$\begin{cases} i_{\alpha n}^+ = \zeta i_{\alpha A}^+ + (1 - \zeta) i_{\alpha R}^+ \\ i_{\alpha n}^- = \zeta i_{\alpha A}^- + (1 - \zeta) i_{\alpha R}^- \end{cases} \quad (13)$$

将控制分量展开, 可得到电流的正序分量 $i_{\alpha n}^+$ 、 $i_{\beta n}^+$ 如式(14)所示。为了抑制有害的负序分量, 将控制负序分量作为消除对象, 负序分量 $i_{\alpha n}^-$ 、 $i_{\beta n}^-$ 表示如式(15)所示。

$$\begin{cases} i_{\alpha n}^+ = -\frac{2\zeta P_{\text{ref}} e_{\alpha}^+}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} + \frac{2(1 - \zeta) P_{\text{ref}} e_{\alpha}^+}{3[(E^-)^2 + (E^+)^2]} \\ i_{\beta n}^+ = -\frac{2\zeta P_{\text{ref}} e_{\beta}^+}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} + \frac{2(1 - \zeta) P_{\text{ref}} e_{\beta}^+}{3[(E^-)^2 + (E^+)^2]} \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} i_{\alpha n}^- = \frac{2\zeta P_{\text{ref}} e_{\alpha}^-}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} + \frac{2(1 - \zeta) P_{\text{ref}} e_{\alpha}^-}{3[(E^-)^2 + (E^+)^2]} \\ i_{\beta n}^- = \frac{2\zeta P_{\text{ref}} e_{\beta}^-}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} + \frac{2(1 - \zeta) P_{\text{ref}} e_{\beta}^-}{3[(E^-)^2 + (E^+)^2]} \end{cases} \quad (15)$$

三相电网不平衡时, 电网电压中会产生负序和零序分量。当负序电流存在时, 它将通过电磁感应在发电机转子中产生二倍频的交流电, 引起发电机组振动, 转子过热, 并且降低异步电动机的最大运行负荷。

为了将负序的成分最小化, 令式(15)为0, 联立式(12)即解出合适的 ζ , 如式(16)所示。可以将合适的系数返回到式(12), 其中 E^+ 、 E^- 分别为电压正负序分量的峰值。

$$\zeta = \frac{(E^+)^2 - (E^-)^2}{2(E^+)^2} \quad (16)$$

利用该系数对新的功率指令值进行实时计算

如式(17)所示, 使有功功率和无功功率的波动得到很好的协调, 这样就完成了灵活功率控制。

$$\begin{cases} P_{\text{refN}} = P_{\text{ref}} + \frac{e_{\alpha}^{-}e_{\alpha}^{+} + e_{\beta}^{+}e_{\beta}^{-}}{(E^{+})^2} P_{\text{ref}} \\ Q_{\text{refN}} = \frac{e_{\alpha}^{-}e_{\beta}^{+} - e_{\alpha}^{+}e_{\beta}^{-}}{(E^{+})^2} P_{\text{ref}} \end{cases} \quad (17)$$

3.2 双重灵活模型预测控制

双重灵活模型预测控制(DF-MPC)在 3.1 节 F-MPC 的基础上, 额外增加了一层灵活的控制, 为成本函数留下了更多的选择。如图 5 所示, 第一层为 3.1 节得到的灵活功率控制指令值。在第二层, 重复该思想, 另行计算合适的比例系数来提升电压电流层面上的控制效果。

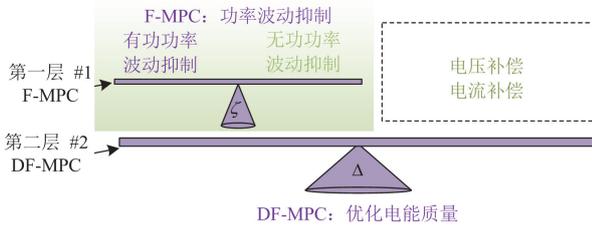


图 5 DF-MPC 原理示意图
Fig. 5 Principle of DF-MPC

在第二层, 引入新系数 Δ 。这一层目标是选择具有最佳电压补偿效果的控制向量。在电网中, 无功功率波动高于有功, 影响更为严重, 难以妥协, 并且无功功率承担电压补偿的作用, 需要额外调节。因此, 为保证控制的可靠性, 在消除有功功率波动和消除负序分量的基础上选择新的灵活组合, 如式(18)所示, 第二项为式(17)中灵活功率控制的新指令值。将两者结合起来, 通过牺牲有功功率波动的抑制效果, 为电压补偿留出了空间。

$$\begin{cases} P_{\text{refF}} = \Delta P_{\text{refA}} + (1 - \Delta) P_{\text{refN}} \\ Q_{\text{refF}} = \Delta Q_{\text{refA}} + (1 - \Delta) Q_{\text{refN}} \end{cases} \quad (18)$$

式中: P_{refA} 为消除有功功率振荡的指令值; P_{refN} 为

式(19)新的功率指令值。3.3 节旨在寻找合适的新系数 Δ , 使新的输出命令值可以在不影响控制效果的情况下优化电压。

$$\begin{cases} P_{\text{refF}} = \Delta P_{\text{ref}} + (1 - \Delta) P_{\text{ref}} + (1 - \Delta) \frac{e_{\alpha}^{-}e_{\alpha}^{+} + e_{\beta}^{+}e_{\beta}^{-}}{(E^{+})^2} P_{\text{ref}} \\ Q_{\text{refF}} = 2\Delta \frac{e_{\alpha}^{-}e_{\alpha}^{+} + e_{\beta}^{+}e_{\beta}^{-}}{(E^{-})^2 - (E^{+})^2} P_{\text{ref}} + (1 - \Delta) \frac{e_{\alpha}^{-}e_{\beta}^{+} + e_{\alpha}^{+}e_{\beta}^{-}}{(E^{+})^2} P_{\text{ref}} \end{cases} \quad (19)$$

3.3 双重灵活模型预测控制系数的推导

研究表明^[26]无功功率可以支持电压, 增加无功功率的指令值将支撑三相电压的幅值。对于平衡型微电网, 增加的无功功率均匀地分配到三相电压上, 并不适合不平衡型微电网。新方法应能自动调节无功功率分布, 并且给予电压跌落相更多的无功支持。无功功率对于 PCC 电压的支撑如式(20)所示。

$$|V_{\text{pcc}}| = |V_{\text{G}}| + \frac{P_{\text{n}} \cdot R + Q_{\text{n}} \cdot X}{|V_{\text{G}}|} \quad (20)$$

式中: V_{G} 为电网电压; P_{n} 和 Q_{n} 分别为有功功率和无功功率; X 为线路阻抗。

通过调节逆变器输出的有功或无功功率, 可以改变并网点电压^[27]。当并网点三相电压不平衡时, 控制逆变器输出正序无功功率可以提高 PCC 的正序电压分量。同理控制逆变器输出负序无功功率可以减小 PCC 的负序电压分量, 使 PCC 的三相电压处于更加平衡的状态。根据这个原理本节提出了一种基于正负序无功补偿的控制策略, 以降低 PCC 电压不平衡度。

通过瞬时功率理论, 将功率扩展到 $\alpha\beta$ 轴, 如式(21)所示。瞬时功率理论将瞬时电流分解为瞬时有功电流平均分量、瞬时有功电流振荡分量和瞬时无功电流。根据该方法, 有功功率平均分量表示为 \bar{p} , 有功功率振荡分量表示为 \tilde{p} 。则有功功率可表示为 $p = \bar{p} + \tilde{p}$, 同理无功功率可表示为 $q = \bar{q} + \tilde{q}$ 。采用 DF-MPC 控制器的微网系统框图如图 6 所示。

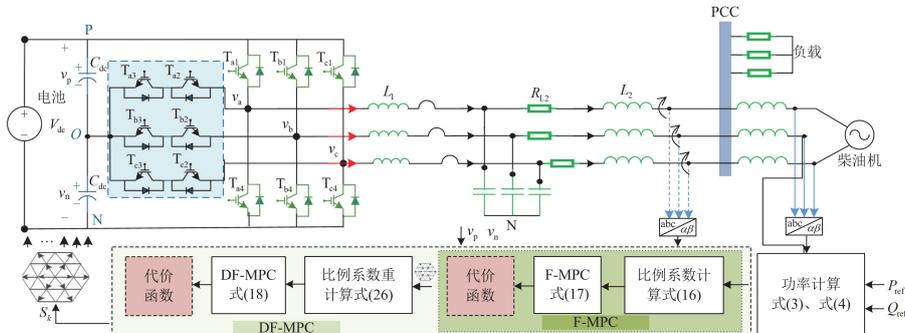


图 6 带有 DF-MPC 控制器的微网系统框图

Fig. 6 Block diagram of microgrid system with DF-MPC controller

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (21)$$

3.4 双重灵活模型预测计算过程

DF-MPC 比例系数的计算方法如图 7 所示, 系数计算分为 4 个步骤。其中左侧的虚线方框表示基波提取。

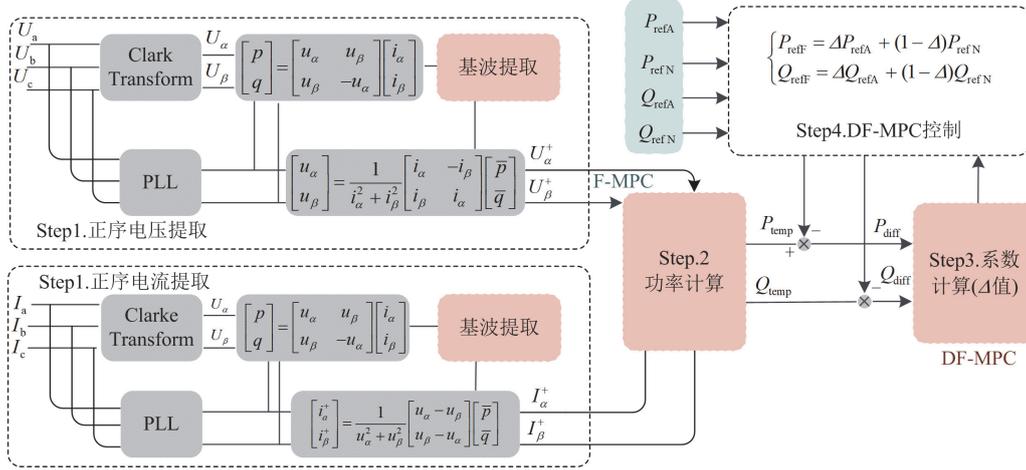


图 7 DF-MPC 系数计算方法

Fig. 7 Calculation method of DF-MPC coefficient

第 3 步: 通过不断地反馈直到找到最合适的 Δ 值, 使新指令值最接近目标值。为了计算新系数, 通过电流关系倒推功率指令关系。

首先计算新系数下电流的组合情况, 式(22)为消除有功功率波动时刻所对应的电流值, 对应于双重控制中的第一项。式(23)为消去负序对应的电流值, 即双重控制中的第二项。

$$\begin{cases} i_{\alpha A}^+ = -\frac{2P_{\text{ref}} e_\alpha^+}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} \\ i_{\beta A}^+ = -\frac{2P_{\text{ref}} e_\beta^+}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} \\ i_{\alpha A}^- = \frac{2P_{\text{ref}} e_\alpha^-}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} \\ i_{\beta A}^- = \frac{2P_{\text{ref}} e_\beta^-}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} i_{\alpha F}^+ = \frac{2P_{\text{ref}} e_\alpha^+}{3(E^+)^2} \\ i_{\beta F}^+ = \frac{2P_{\text{ref}} e_\beta^+}{3(E^+)^2} \\ i_{\alpha F}^- = 0 \\ i_{\beta F}^- = 0 \end{cases} \quad (23)$$

第 1 步: 对柴油机的当前电压情况做基波提取, 得到 α 轴和 β 轴的电压正序分量。正序分量是平衡对称的, 由此计算平衡状态下目标电压状况。同理通过基波提取得到 α 轴和 β 轴的电流正序分量。

第 2 步: 利用第一步计算出的电压与电流正序分量可以得到 $k+1$ 时刻平衡所需的功率值 P_{temp} 、 Q_{temp} 。

根据式(18)的方法将式(22)和式(23)结合, 可得式(24)。在双重功率控制中, 可以计算出下一时刻的电流值。

$$\begin{cases} i_{\alpha\beta\text{new}}^+ = \Delta i_{\alpha\beta A}^+ + (1-\Delta) i_{\alpha\beta F}^+ \\ i_{\alpha\beta\text{new}}^- = \Delta i_{\alpha\beta A}^- + 0 \end{cases} \quad (24)$$

将式(22)和式(23)代入式(24), 可以得到下一时刻的组合电流值 $i_{\alpha\beta\text{new}}^+$ 、 $i_{\alpha\beta\text{new}}^-$, 如式(25)所示。

$$\begin{cases} i_{\alpha\text{new}}^+ = -\Delta \frac{2P_{\text{ref}} e_\alpha^+}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} + (1-\Delta) \frac{2P_{\text{ref}} e_\alpha^+}{3(E^+)^2} \\ i_{\beta\text{new}}^+ = -\Delta \frac{2P_{\text{ref}} e_\beta^+}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} + (1-\Delta) \frac{2P_{\text{ref}} e_\beta^+}{3(E^+)^2} \\ i_{\alpha\text{new}}^- = \Delta \frac{2P_{\text{ref}} e_\alpha^-}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} \\ i_{\beta\text{new}}^- = \Delta \frac{2P_{\text{ref}} e_\beta^-}{3[(E^-)^2 - (E^+)^2]} \end{cases} \quad (25)$$

为了优先选择电压平衡效果最佳的控制矢量, 优先选出 α 轴和 β 轴正序分量最接近的组合, 即 $i_{\alpha\text{new}}^+$ 最接近 $i_{\beta\text{new}}^+$ 的组合, 以此求解实时更新的动态系数 Δ , 如式(26)所示。

$$\Delta = \frac{(e_\alpha^+ + e_\beta^+)[(E^-)^2 - (E^+)^2]}{(e_\alpha^+ + e_\beta^+)[(E^-)^2 - (E^+)^2] + (e_\beta^+ - e_\alpha^+)(E^+)^2} \quad (26)$$

为了用于电压支持, 改变无功允许范围, 新的无功功率允许超过设定值 ± 500 var。由式(25)可知, 当 Δ 为0时, 所有负序分量均可消除。对控制目标保留少量负序分量, 则 MPC 最终可具有更大的选择空间, DF-MPC 算法也将拥有更多的矢量选择。通过减少第一层灵活控制效果从而提高第二层电压补偿的能力。

此时, 由于对负序有一定的容忍, 并且无功功率范围增加, DF-MPC 对目标指令值可选择更多的向量, 这为电能补偿提供了条件。

第4步: 实时求出最新的指令值, 并选择最优向量进行控制。由于第二轮灵活组合分别来自于 F-MPC 和 APOC 的指令值, 所以理论上其效果不应弱于前两个控制方法, 从而保证了输出的可靠性。将新的比例系数返回到式(18)中, 得到最新的控制目标值。

4 实验结果

4.1 实验环境介绍

该系统由一个 10 kW 的柴油机作为核心, 一个附加的逆变器作为辅助, C 相接入不平衡负载(比正常运行增加 25%)。为了验证所提出的 DF-MPC 方法的有效性, 在实验室搭建了额定功率为 10 kW 的三相 LCL-3LT²C 并网逆变器系统(见图 8)。

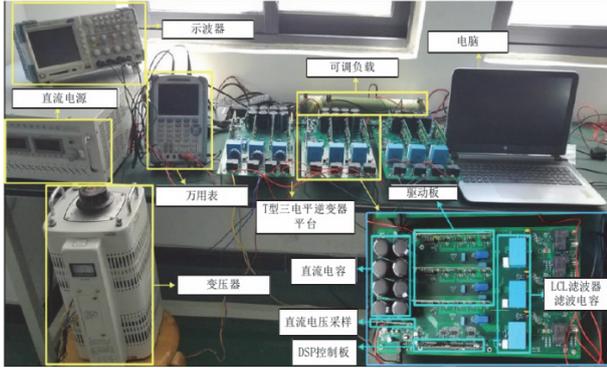


图8 实验平台和设计的 3LT²C 补偿器

Fig. 8 Experiment platform and designed 3LT²C

在实验中, DF-MPC 控制算法使用 32 位浮点数字信号处理器(TMS320F28379, Texas Instruments)实现, 该处理器通常用于快速复杂的数字计算和控制算法实现。3LT²C 转换器由 6 个 1MBH50D-060 (600 V/50 A)IGBT 和 6 个 2MBI150U2A-060(6000/150 A) IGBT 组成, 用于 FUZI 公司的垂直和水平电桥。具体参数如表 2 所示。

表 2 柴油机和变流器的实验参数

Table 2 Experimental parameters of diesel engine and converter

对象	参数	值
柴油机	电压输出/V	120/240
	频率/Hz	50
	相位	三相
	功率因数	0.8
	额定电流/A	41.7
	额定电压/V	240
	额定功率/kW	10
3LT ² C 变流器	直流母线电压/V	500
	直流母线电容/ μ F	560
	变流器侧电感/mH	4
	网侧电感/mH	2
	三相功率/kW	3,3,4
	滤波电容/ μ F	4
	谐振阻尼电阻/ Ω	2
	电网电感的等效电阻/ Ω	0.26
	采样时间/ μ s	20

为了评估不同控制方法(即 APOC、F-MPC 和 DF-MPC)的计算负担, 在微处理器(TMS320F28379D)的程序调试环境 CCS10.1 中设置了两个断点。两个断点之间的时间差就是计算时间。结果表明, APOC 法的计算时间约为 45 μ s, 而 F-MPC 法和 DF-MPC 法的计算时间分别为 42 μ s 和 33 μ s。DF-MPC 方法由于只需要一层成本函数的计算, 具有较短的计算时间。可以看出, 所提方案在代码复杂度方面具有较好的优势。

传统方案不能同时兼顾电压平衡度、有功功率波动、无功功率波动、电流质量。本方案的优势将从以上这 4 点的兼顾性来评估。负载不平衡度越大, 所带来的电压不平衡度也呈正相关增大, 实验中所有负载均选用 C 相加重 25% 的不平衡负荷。

实验将采用 THD 来评估电流质量。电压不平衡的评估采用 IEEE 标准线电压不平衡率 LVUR, 其具体计算方法如式(27)所示, 其中 $\Delta|V_i^{AB}|$ 、 $\Delta|V_i^{BC}|$ 、 $\Delta|V_i^{CA}|$ 表示各相之间的线电压偏离误差, V_i^{ave} 表示三相线电压的平均值。有功和无功波动将通过其波动区间的大小来评估。

$$R_{LVU} = \frac{\max\{\Delta|V_i^{AB}|, \Delta|V_i^{BC}|, \Delta|V_i^{CA}|\}}{|V_i^{ave}|} \times 100\% \quad (27)$$

式中, R_{LVU} 表示线电压不平衡率。

实验内容包括: ① 电压不平衡度的补偿; ② 电流的质量; ③ 有功以及无功功率的波动; ④ 提出方案的动态响应效果。

4.2 不同控制方法下不平衡负载响应对比

1) 单独柴油机(对比参照实验)

逆变器在系统中起到了功率波动抑制和提高电能质量的功能。为了验证所提方法的有效性, 首先针对柴油机独立运行做了不平衡实验。

当柴油机独立运行时系统将会出现显著的电压跌落和功率波动。图 9(a)中 V_{ga} 、 V_{gb} 、 V_{gc} 代表柴油机输出的三相电压波形; 图 9(b)中 i_{2a} 、 i_{2b} 、 i_{2c} 代表柴油机输出的三相电流波形。电压与电流均出现了明显的不平衡波动。其中 V_{ga} 与 V_{gc} 的峰值电压差达到了 60 V, 电压 LVUR 为 8.7%, 电流 THD 为 0.73%。后续实验将以此为参照判断所提方法的有效性。

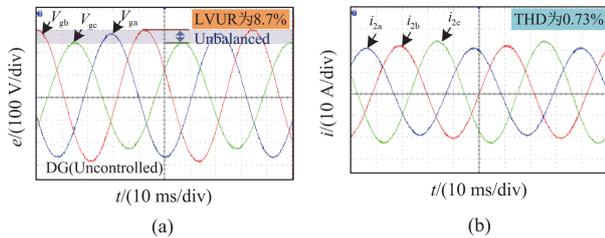


图 9 不加补偿器的柴油机电压电流波形

Fig. 9 Voltage and current of diesel engine without compensator

2) MPC-APOC(传统方法)

图 10(a)为不平衡负载接入的情况下 MPC-APOC 方法下的三相电压情况, 其 LVUR 为 4.7%。图 10(b)则是电流的情况, 其中 i_{2a} 、 i_{2b} 、 i_{2c} 代表逆变器输出的三相电流波形。其中逆变器输出电流 THD 为 1.59%。该方案的电流 THD 有着较好的表现。但是对于电压不平衡度的补偿效果较弱, 电压出现了较为明显的不平衡, 其不平衡幅度约为 50 V, 并且其电压波形出现了一定程度的畸变。APOC 方法并不适应这种电压不平衡较为严重的系统。

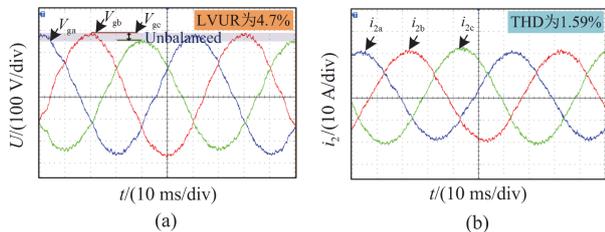


图 10 MPC-APOC 方法下 C 相 25%不平衡负载的响应

Fig. 10 Response with phase-C 25% unbalanced load under MPC-APOC

3) F-MPC

图 11(a)表示 F-MPC 方法下不平衡负载接入的

三相电压波形, 其 LVUR 为 3.9%。图 11(b)则是电流波形, 随着控制目标的增加和控制方法的复杂化, 输出电流 THD 上升到了 2.52%。但是, 本方法的电压畸变程度对于传统 MPC 方法来说有显著提升, 其不平衡幅度约为 40 V。

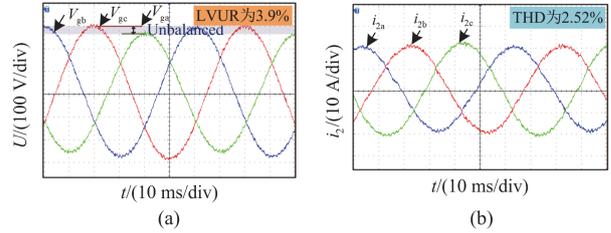


图 11 F-MPC 方法下 C 相 25%不平衡负载的响应

Fig. 11 Response with phase-C 25% unbalanced load under F-MPC

4) DF-MPC

图 12(a)中表示 DF-MPC 方法下不平衡负载接入的三相电压波形, 其 LVUR 为 1.5%, 该方法对电压不平衡的补偿有明显效果。图 12(b)是电流波形, 相对于传统方法和 F-MPC 方法, 其 THD 上升至 3.17%。将 3 个方法对照试验进行横向对比, 如图 13 所示, 本文所提出的 DF-MPC 方法可以有效降低系统的电压不平衡度, 但是伴随着控制方法的复杂化, 系统的 THD 上升。

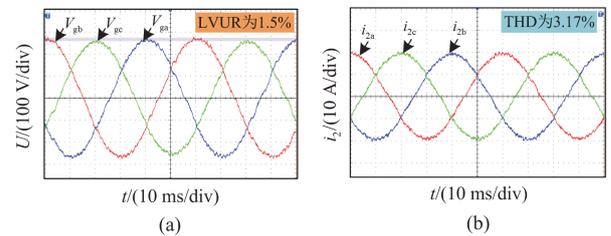


图 12 DF-MPC 方法下 C 相 25%不平衡负载的响应

Fig. 12 Response with phase-C 25% unbalanced load under DF-MPC

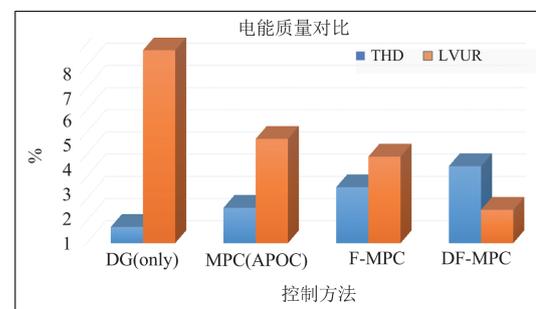


图 13 电能质量对比示意图

Fig. 13 Schematic diagram of power quality comparison

4.3 动态响应

为了进一步综合比较 3 种方法的动态响应,进行了动态响应实验,在 t_u 时刻加入不平衡负载,观察其动态响应情况。

1) MPC-APOC

图 14 是 MPC-APOC 下的动态响应实验波形,系统在 t_u 时刻加入 25% 的不平衡负载。图 14(b) 为瞬间的振荡放大图,可见 C 相和 A 相出现了较为明显的振荡, C 相瞬间振荡幅值约为 130 V。其动态响应时间约为 300 μ s。图 14(c) 则为电流的动态响应波形,并未出现明显的振荡。

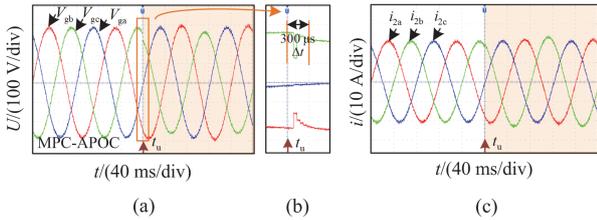


图 14 负荷变化下 MPC-APOC 的动态响应

Fig. 14 Dynamic response of MPC-APOC under load variation

2) F-MPC

图 15 是 F-MPC 下的动态响应实验波形,系统在 t_u 时刻加入 25% 的不平衡负载。图 15(b) 为瞬间的振荡放大图,可见 C 相和 A 相出现了较为明显的振荡, C 相瞬间振荡幅值约为 100 V。其中三相电压均在故障发生的第一个周期内出现了较为明显的畸变。其动态响应时间约为 400 μ s。图 15(c) 则为电流的动态响应波形,并未出现明显的振荡。

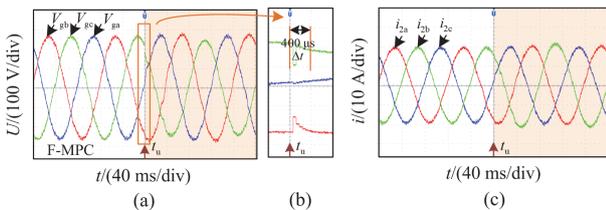


图 15 负荷变化下 F-MPC 的动态响应

Fig. 15 Dynamic response of F-MPC under load variation

3) DF-MPC

图 16 是 DF-MPC 下的动态响应实验波形,系统在 t_u 时刻加入 25% 的不平衡负载。图 16(b) 为瞬间的振荡放大图, C 相瞬间振荡幅值约为 100 V。其中三相电压均在故障发生的第一个周期内出现了较为明显的畸变。其动态响应时间约为 320 μ s。图 16(c) 则为电流的动态响应波形,并未出现明显的振荡。

4.4 功率波动分析

本实验为 3 种不同控制方法和参照实验的功率情况,如图 17 所示,均从 t_u 时刻接入额外 25% 的

不平衡负载。

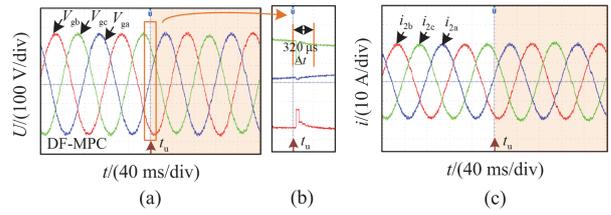


图 16 负荷变化下 DF-MPC 的动态响应

Fig. 16 Dynamic response of DF-MPC under load variation

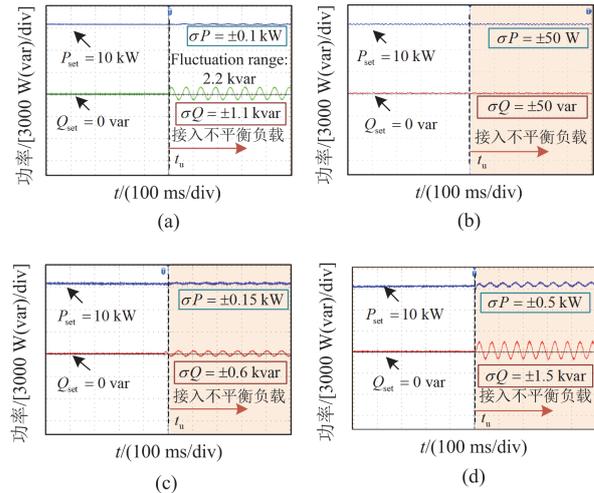


图 17 有功及无功功率波动情况

Fig. 17 Active and reactive power fluctuations

图 17(a) 为传统方法 APOC 的功率波形,其有功波动得到了有效的抑制,其中无功波动幅度为 ± 1100 var,有功波动幅度在 ± 200 W 之内。

图 17(b) 为灵活功率控制 F-MPC 的功率波形,其有功和无功的波动均得到较好的抑制。其中无功波动幅度在 ± 50 var 以内,有功波动幅度在 ± 50 W 之内。实验表明 F-MPC 对于波动的抑制效果最好。

图 17(c) 为本文提出的 DF-MPC 控制方法,其对于无功波动抑制有一定的效果,但是仍存在一定的波动。无功功率波动在 ± 600 var 之内,有功功率波动在 ± 150 W 之内,极大地减少了功率波动对系统所造成的影响。实验表明 DF-MPC 可以在提供较高电压电流质量的同时,抑制相当一部分的功率波动。

图 17(d) 则是对照实验,补偿器此时不起作用,但是含有相同不平衡负载接入的功率情况。有功功率与无功功率出现了剧烈的二倍电网频率的波动,其中有功功率波动幅度为 ± 500 W,无功功率波动幅度为 ± 1500 var。

综上,本文所提出的 F-MPC 与 DF-MPC 方法

对于功率波动抑制有着较好的效果。其中 DF-MPC 可以有效处理电压不平衡、有功功率波动、无功功率波动、电流质量这 4 个控制目标, 有效优化了电能质量。

5 结语

本文进一步优化了孤岛不平衡状态下的电能质量, 提出了一种双重灵活功率控制(DF-MPC)方法。其不需要额外的器件, 免去了权重因子的选取, 此类问题的功率控制矛盾得到解决, 能使多目标的控制得以实现, 电压和电流同时得到一定程度的优化。显著提高了孤岛不平衡工况时的电能质量, 后期研究建议对暂态下对于负载突然接入情况的电压冲击进一步补偿。

参考文献

- [1] PENG Y, SHUAI Z, GUERRERO J M, et al. Performance improvement of the unbalanced voltage compensation in islanded microgrid based on small-signal analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5531-5542.
- [2] 杨明, 高龙将, 王海星, 等. 电网不平衡下虚拟同步发电机功率-电流协调控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(6): 17-23.
YANG Ming, GAO Longjiang, WANG Haixing, et al. Coordinate control of power and current for virtual synchronous generator under unbalanced grid voltage[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(6): 17-23.
- [3] KARWATZKI D, MERTENS A. Generalized control approach for a class of modular multilevel converter topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 2888-2900.
- [4] PORTILLO R, VAZQUEZ S, LEON J I, et al. Model based adaptive direct power control for three-level NPC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1148-1157.
- [5] KAN S, RUAN X, HUANG X, et al. Second harmonic current reduction for flying capacitor clamped boost three-level converter in photovoltaic grid-connected inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1669-1679.
- [6] ANTHON A, ZHANG Z, ANDERSEN M A E, et al. The benefits of SiC mosfets in a T-Type inverter for grid-tie applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 2808-2821.
- [7] 唐成虹, 董存, 戴睿鹏, 等. 基于模型预测控制的光伏电站快速协同无功电压控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(17): 80-90.
- [8] TANG Chenghong, DONG Cun, DAI Ruipeng, et al. Fast cooperative reactive voltage control for photovoltaic stations based on model predictive control[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(17): 80-90.
- [9] KABIRI R, HOLMES D G, MCGRATH B P. Control of active and reactive power ripple to mitigate unbalanced grid voltages[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2): 1660-1668.
- [10] WANG F, DUARTE J L, HENDRIX M A M. Pliant active and reactive power control for grid-interactive converters under unbalanced voltage dips[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5): 1511-1521.
- [11] GUO X, LIU W, LU Z. Flexible power regulation and current-limited control of the grid-connected inverter under unbalanced grid voltage faults[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7425-7432.
- [12] 李俊涛, 贾科, 董学正, 等. 基于功率自反馈迭代的光伏直流并网系统交流故障有功控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 37-44.
LI Juntao, JIA Ke, DONG Xuezheng, et al. Active power control strategy for a photovoltaic DC grid-connected system based on power self feedback iteration in an AC fault[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 37-44.
- [13] MIRET J, CASTILLA M, CAMACHO A, et al. Control scheme for photovoltaic three-phase inverters to minimize peak currents during unbalanced grid-voltage sags[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(10): 4262-4271.
- [14] NIAN H, SHEN Y, YANG H, et al. Flexible grid connection technique of voltage-source inverter under unbalanced grid conditions based on direct power control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 51(5): 4041-4050, 2015.
- [15] 程启明, 张昕, 赖宇生, 等. 电网不平衡工况下三电平直接矩阵变换器反步滑模控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(8): 73-85.
CHENG Qiming, ZHANG Xin, LAI Yusheng, et al. Back-stepping sliding-mode control strategy for a three-level direct matrix converter in unbalanced grid conditions[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(8): 73-85.
- [16] AFSHARI E, MORADI G R, RAHIMI R, et al. Control strategy for three-phase grid-connected PV inverters enabling current limitation under unbalanced faults[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8908-8918.

- [16] GE J, SHUAI Z, TU C, et al. Flexible control strategy for enhancing power injection capability of three-phase four-wire inverter during asymmetrical grid faults[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9592-9608.
- [17] TRIVEDI A, SAROHA J. Voltage unbalance and harmonics compensation in AC microgrid using add-on repetitive controller[J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2020, 30(4).
- [18] GAO S, ZHAO H, GUI Y, et al. A novel direct power control for DFIG with parallel compensator under unbalanced grid condition[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9607-9618.
- [19] VECHIU I, CUREA O, CAMBLONG H. Transient operation of a four-leg inverter for autonomous applications with unbalanced load[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(2): 399-407.
- [20] OGUNBOYO P T, TIAKO R, DAVIDSON I E. Effectiveness of dynamic voltage restorer for unbalance voltage mitigation and voltage profile improvement in secondary distribution system[J]. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, 2018, 41(2): 105-115.
- [21] VELASCO B Á M, CASTILLA M, MIRET J, et al. Collaborative voltage unbalance compensation in islanded AC microgrids with grid-forming inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10499-10513.
- [22] SAVAGHEBI M, JALILIAN A, VASQUEZ J C, et al. Secondary control scheme for voltage unbalance compensation in an islanded droop-controlled microgrid[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2012, 3(2): 797-807.
- [23] ZHOU D, TU P, TANG Y. Multivector model predictive power control of three-phase rectifiers with reduced power ripples under nonideal grid conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 6850-6859.
- [24] JIN N, HU S, GAN C, et al. Finite states model predictive control for fault-tolerant operation of a three-phase bidirectional AC/DC converter under unbalanced grid voltages[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 819-829.
- [25] YAN S, WANG M, YANG T, et al. Achieving multiple functions of three-phase electric springs in unbalanced three-phase power systems using the instantaneous power theory[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 5784-5795.
- [26] 魏剑啸, 粟忠来, 杨波, 等. 配电台区无功功率及三相不平衡电容调节的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(16): 71-79.
- WEI Jianxiao, SU Zhonglai, YANG Bo, et al. Study on reactive power and three-phase unbalance regulated by capacitor in distribution network[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(16): 71-79.
- [27] 丁石川, 崔康, 杭俊, 等. 基于改进 NSGA-3 和不平衡潮流的配电网相序优化[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(3): 46-55.
- DING Shichuan, CUI Kang, HANG Jun, et al. Phase sequence optimization of a distribution network based on improved NSGA-3 and unbalanced power flow[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(3): 46-55.

收稿日期: 2024-01-22; 修回日期: 2024-04-06

作者简介:

郭敬梅(1987—), 女, 通信作者, 博士/博士后, 高级工程师, 研究方向为电力电子仿真建模与新能源并网发电技术。E-mail: gjm_gddky@163.com

(编辑 魏小丽)