DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.186 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

基于统一不平衡/谐波电压-电流下垂的构网型变流器电能质量控制

熊亮雳[1]，游 力[1]，韩 刚[1]，李奕萱[2](中国电源学会学生会员)，
刘 佳[2](中国电源学会高级会员)，刘进军[2](中国电源学会会士)
(1.国网湖北省电力有限公司电力科学研究院，武汉 430077；2.西安交通大学电气工程学院，西安 710049)

摘要：电力系统中不平衡与非线性负载会产生电压电流不平衡与谐波，从而影响一些关键设备的正常运行。为提升多台构网型GFM(grid-forming)变流器系统的电能质量，需在合理分配负载电流基波负序与谐波分量的同时，尽可能降低公共耦合点PCC(point of common coupling)的电压不平衡与谐波。针对这一问题，提出了一种基于统一不平衡/谐波电压-电流下垂的构网型变流器电能质量控制策略。通过建立PCC电压与输出电流的基波负序及谐波分量的统一下垂关系，实现不平衡与谐波电流在各单元之间按容量分配，且同时抑制PCC电压的不平衡与谐波。该方案适用于多变流器在离网与并网2种模式，且不需对基波负序与各次谐波分别提取，相比于现有控制方法更加简单，更易于在嵌入式控制器中实现。详细讨论了该方法基于闭环极点分析的控制参数设计方案。通过与现有方法的对比分析，所提方法具有更优的动态性能与更少的计算需求。最后，实验结果验证了所提控制方案的有效性。

关键词：构网型变流器；电能质量；三相不平衡；谐波补偿；电流分配；下垂控制；微电网

Power Quality Control for Grid-forming Converters Based on Unified Unbalanced/Harmonic Voltage-current Droop

XIONG Liangli[1], YOU Li[1], HAN Gang[1], LI Yixuan[2], *Student Member*, *CPSS*,
LIU Jia[2], *Senior Member*, *CPSS*, LIU Jinjun[2], *Fellow*, *CPSS*
(1. Electric Power Research Institute, State Grid Hubei Electric Power Co., Ltd., Wuhan 430077, China; 2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: In power systems, unbalanced and nonlinear loads might lead to voltage and current imbalance and harmonic distortions, which will affect the operation of some critical equipment. To improve the power quality of a system consisting of multiple grid-forming (GFM) converters, it is necessary to reasonably share the load current's fundamental negative-sequence and harmonic component while reducing the voltage imbalance and harmonics at the point of common coupling (PCC) as much as possible. To solve this problem, a power quality control strategy for GFM converters based on unified unbalanced/harmonic voltage-current droop is proposed in this paper. By establishing a unified droop relationship of fundamental negative-sequence and harmonic component between PCC voltage and output current, unbalanced and harmonic current is shared in accordance with the capacity of each converter while suppressing imbalance and harmonics of PCC voltage. The proposed method can be applied to multiple converters in both the islanded and grid-connected modes without extracting the fundamental negative-sequence or individual harmonic sequences separately. Compared with the existing control methods, this method is simpler and easy to implement in embedded controllers. The design scheme for control parameters based on closed-loop

收稿日期：2024-04-30；**修回日期**：2024-08-12；**录用日期**：2024-09-28；**网络首发日期**：2024-10-21
基金项目：国家电网有限公司科技项目(5108-202218280A-2-311-XG)
This work is supported by the Science and Technology Project of State Grid Corporation of China under the grant 5108-202218280A-2-311-XG

the pole analysis is discussed in detail. Moreover, through a comparison with the existing methods, it is shown that the proposed method has superior dynamic performance and less computation resources. Finally, the effectiveness of the proposed control method was verified by experimental results.

Keywords: Grid-forming (GFM) converter; power quality; three-phase imbalance; harmonic compensation; current sharing; droop control; micro-grid

随着可再生能源的迅速发展，电力电子变流器在新型电力系统中的应用越来越广泛，电力系统的惯性和强度大幅度降低。近年来，将变流器控制为受控电压源的构网型 GFM(grid-forming)控制得到了广泛关注[1-2]。构网型变流器采用与同步发电机类似的功率同步策略，可自主组网运行，并且构网型变流器在并入大电网时通过缓冲暂态能量能对电网提供及时有效的惯量与支撑能力，保证了弱电网较强的稳定性[3]。因此，该控制可实现变流器在离网或并网条件下的稳定运行[4]。

基于构网型控制的优势，近几年构网型储能场站得到快速发展。一个典型的大型构网型储能场站通常由多台变流器并联后经由公共耦合点 PCC(point of common coupling)汇入电网。然而系统中大量的非线性负载与不平衡负载构成了混合型负载，带来了高不对称度与波形畸变等一些电能质量问题[5]。在并网运行时，尤其针对弱电网，母线附近的不平衡与非线性负载注入的电流基波负序与谐波会导致 PCC 产生电压三相不平衡以及畸变，使得关键负载对供电电压的质量要求得不到满足。而离网运行时，负载的电流不平衡与谐波全部由多台构网型变流器提供，这使得上述问题变得更加复杂。因此，对于 PCC 电压不平衡与谐波的治理，需要构网型变流器提供合理的基波负序与谐波电流。然而，无论是在并网还是离网模式下，各变流器对基波负序与谐波的补偿电流分配不合理均会产生环流，使得系统的损耗大大提高。因此这就要求负载的不平衡与谐波电流需要在接入同一 PCC 的多台构网型变流器之间按容量比分配[6]。由于常规的控制方法难以同时保证系统 PCC 电压的供电质量和各并联单元的不平衡与谐波电流协调分配，如何有效地进行电压、电流三相不平衡与谐波治理是构网型变流器研究中的重要内容。

为解决三相不平衡问题，可以通过附加不平衡补偿装置，如静止无功补偿器、有源电力滤波器等[7-9]进行治理。然而，额外设备的投资缺乏经济性。为避免引入额外的装置，国内外学者对实现三相不平衡抑制的构网型变流器控制方法进行了研究，较多研究是通过重塑各变流器的负序输出阻抗进行调节。文献[10]提出了一种改进分序虚拟阻抗下垂控制方法，基于二次广义积分构造虚拟阻抗来减小各序分量下输出阻抗的差异，有效解决了不平衡负载造成的输出负序功率无法均分的问题；文献[11]引入了虚拟电导并提出了负序无功-电导下垂控制环路，等效调节变换器在基波负序的输出阻抗，实现了无通信的不平衡电流的均分，但上述方法针对输出电压治理，未提及 PCC 电压不平衡；为解决该问题，文献[12]引入纯电阻性负序虚拟阻抗实现变流器负序输出电流分配的同时，通过自适应负序补偿环调整变流器输出的负序电压以实现对 PCC 电压的补偿；文献[13]引入了自适应负序虚拟阻抗模块，通过对负序电流采样以调节阻抗的大小，并引入 PCC 电压不平衡度调节系数，对不平衡进行补偿；文献[14]建立了一种增益调度控制策略对三相电压电流分开控制，并与负序阻抗调节相结合，以减少 PCC 电压不平衡与负序环流。此外，基于通信链路的控制方案也被广泛研究，文献[15]采用了集中式二次负序电压补偿控制器，本地控制与中心控制相结合以限制单母线微电网中 PCC 电压不平衡，但未提及基波负序电流的精准分配效果；文献[16]采用动态共识算法，在实现电压不平衡补偿的同时保证负序电流的准确分配。然而，这些方法均依赖通信，可靠性较低[15-16]。针对三相不平衡，也可以采用下垂控制思想进行治理。文献[17]通过采集 PCC 不平衡信息，并利用负序下垂控制得到不平衡补偿量，但该方法也基于二次控制较为

复杂；文献[18]在不依赖通信的情况下，通过连续控制集模型预测控制 MPC(model predictive control)的目标函数建立 PCC 电压与输出电流基波负序的下垂关系，以实现 PCC 负序电压补偿和负序电流分配，但其计算量较大，对控制器性能要求过高。

针对谐波治理，与不平衡控制类似，可以直接采用有源电力滤波器治理PCC谐波，通过向电网中注入与原谐波大小相等、相位相反的谐波，达到抑制谐波的目的[19]，但锁相环的使用降低了稳定性和主动支撑能力。因此学术界提出了一些利用构网型变流器本身控制谐波治理方法。一个主流方案是增加虚拟阻抗以重塑各变流器的谐波次输出阻抗，使各变流器谐波次输出阻抗与变流器容量成反比，从而实现谐波电流在变流器间的按容量比分配[20]，但变流器输出阻抗增大会产生较大的谐波压降，导致 PCC 出现电压谐波。文献[21]提出了谐波电导与谐波电流(*G-I*)的下垂关系，通过减小变流器在谐波序列处的输出阻抗，实现无通信的谐波电流分担，然而该方法未能使得 PCC 电压谐波得到很好的抑制。为了减少 PCC 电压谐波，文献[22]提出了使用正反馈增益 G 的下垂控制器，使总谐波阻抗降低(1+G)倍，然而该方法需要将 PCC 电压谐波传送至变流器控制器。为了在没有 PCC 电压信息的情况下实现谐波电流分配，文献[23]提出了基于负虚拟阻抗的谐波补偿方法，通过抵消线路阻抗的谐波压降来抑制 PCC 电压畸变。然而这些方法中，不合适的阻抗设计可能导致系统不稳定。文献[24-25]借助微电网中央控制器 MGCC(microgrid central controller)对虚拟谐波阻抗值进行修正；文献[26]采用了分布式事件触发控制策略，兼顾了 PCC 电压谐波抑制和谐波电流分配，然而这些方法均需要额外建立通信网络。除虚拟阻抗法之外，也有一些基于谐波下垂控制的治理方案[18,27-28]。文献[27]仿照基波下垂控制，提出了谐波下垂控制，以建立谐波有功-频率和谐波无功-电压的下垂关系，实现谐波次功率的均分，但此类方案是对输出电压控制，PCC 谐波抑制能力不高；文献[28]建立了 PCC 电压与输出电流的谐波次下垂关系，自适应调节下垂系数将 PCC 电压谐波限制在设定范围内，同时兼顾谐波均流，但实际应用中 PCC 电压难以获取；文献[18]除了针对三相不平衡，也建立了 PCC 电压与输出电流的谐波次下垂关系，以实现 PCC 电压谐波补偿和谐波电流分配，但其需要对各次谐波分别提取和控制。

根据上述讨论，大多数现有方法需要分别提取和控制基波负序与各次谐波序列，计算量大，并且上述方法鲜有讨论是否兼顾构网型变流器并网和离网 2 种模式。因此，有必要提出一种应用于并网与离网 2 种模式的简化控制方案，该方案应可对三相不平衡与谐波同时治理，且能够无需借助通信提高 PCC 电压质量并实现输出电流分配。

本文提出一种基于统一不平衡/谐波电压-电流下垂的控制方案。该方案首先基于本地测量信息推算出 PCC 电压，而后仅根据 PCC 电压与输出电流的基波负序与总谐波建立统一下垂关系，并采用多比例谐振控制器保证稳态时下垂关系成立。在该控制方案的基础上进一步讨论基于模型分析的关键参数设计，并且在动态特性与计算复杂度方面与现有其他控制方法进行对比分析。最后，给出离网与并网模式下的实验结果，证明所提方案的有效性。

1 统一不平衡/谐波电压–电流下垂控制原理

构网型储能场站模型如图 1 所示。

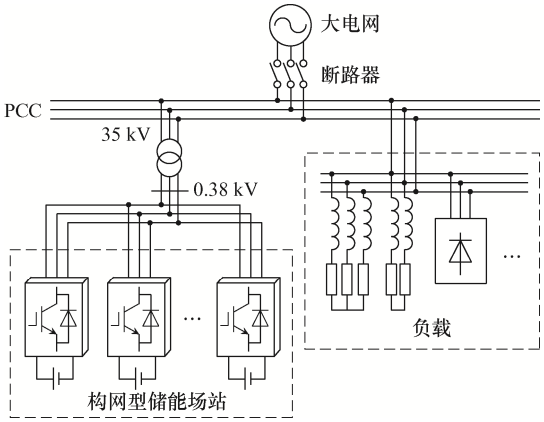


图 1 构网型储能场站模型

Fig. 1 Model of GFM energy storage station

受基波控制中有功功率 P 与频率 f 下垂控制原理的启发，本文对输出电流不平衡/谐波 $I^h_{\mathrm{out}(\alpha\beta)}$ 与 PCC 电压不平衡/谐波 $V^h_{\mathrm{pcc}(\alpha\beta)}$ 建立统一下垂关系，其原理如图 2 所示。其中上标 h 表示基波负序分量与谐波分量的总和，即本控制方案中的统一控制变量。为尽可能降低基波负序与谐波环流导致的损耗，应控制各变流器的输出电流基波负序/谐波与其额定容量成正比。由于连接在同一 PCC 的多个变流器具有相同的 PCC 电压基波负序与谐波，因此，可以将 PCC 电压基波负序与谐波作为一个共同的参考值，各变流器的输出电流基波负序与谐波根据对应的下垂系数($k_{\mathrm{droop}}=V^h_{\mathrm{pcc}(\alpha\beta)}/I^h_{\mathrm{out}(\alpha\beta)}$)进行调节，若下垂系数与变流器额定容量成反比，便可实现负载电流的基波负序与谐波按容量进行分配。通过选取合适大小的下垂系数，在实现基波负序/谐波均流的同时，可降低 PCC 电压的不平衡与谐波。由于 P-f 下垂控制可以工作于并网、离网 2 种模式，类似地，不平衡/谐波电压-电流下垂控制也可在并网、离网 2 种模式下满足上述目标。

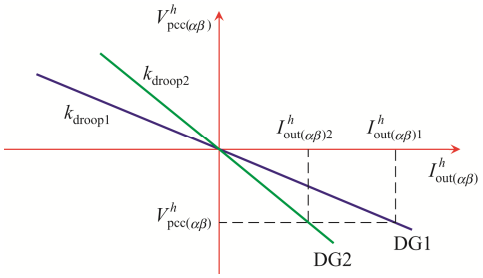


图 2　统一不平衡/谐波电压–电流下垂控制原理示意

Fig. 2 Schematic of unified unbalanced/ harmonic voltage-current droop control principle

2　所提不平衡与谐波控制方案

2.1　整体控制方案

本文提出的构网型变流器整体控制方案如图 3 所示。该控制方案由以下 2 个部分组成：①基波控制部分，采用虚拟同步机 VSG(virtual synchronous generator)控制，其原理可参见文献[29]，具体的参数设计方案可参考文献[30]，本文不再赘述；②不平衡/谐波控制部分，采用统一不平衡/谐波电压-电流下垂控制，可实现 PCC 电压不平衡/谐波抑制和不平衡/谐波均流，本文对该部分进行具体分析。

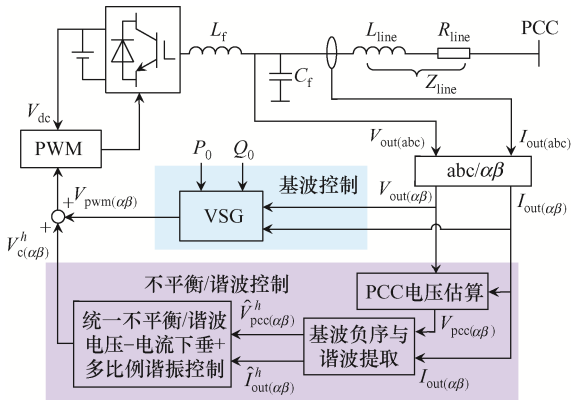


图 3　构网型变流器整体控制方案

Fig. 3 Overall control scheme for GFM converters

2.2　PCC 电压估算环节

实际电网中，变流器有可能远离 PCC，导致变流器控制器通常难以直接获取 PCC 信息。因此，本文在不采用上层通信的情况下，通过输出电压与输出电流计算得出 PCC 电压，则有

$$V_{\mathrm{pcc}(\alpha\beta)}=V_{\mathrm{out}(\alpha\beta)}-I_{\mathrm{out}(\alpha\beta)}R_{\mathrm{line}}-L_{\mathrm{line}}\frac{\mathrm{d}I_{\mathrm{out}(\alpha\beta)}}{\mathrm{d}t}\tag{1}$$

式中：$V_{\mathrm{pcc}(\alpha\beta)}$ 为 PCC 电压；$V_{\mathrm{out}(\alpha\beta)}$ 和 $I_{\mathrm{out}(\alpha\beta)}$ 分别为变流器的输出电压和输出电流；R_{line} 和 L_{line} 分别为线路的电阻和电感。

2.3　基波负序与谐波提取环节

现有的方法通常需要对基波负序与各次谐波分别提取，本文的简化控制方案仅需检测基波负序与各次谐波总成分，可采用双二阶广义积分-正、负序计算模块准确提取基波负序及谐波[31]，该方法简单可靠，检测效果好。图 3 中，上标^表示经过该控制模块后的基波负序与谐波变量。

2.4　不平衡/谐波下垂控制环节

本文提出的针对 PCC 电压与输出电流的统一不平衡/谐波控制方案如图 4 所示，由统一不平衡/谐波电压-电流下垂控制及多比例谐振控制 2 个部分组成。

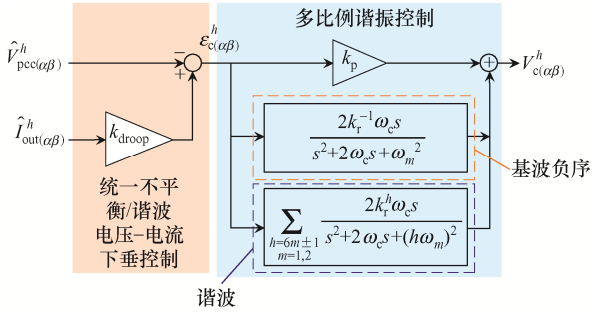


图 4 统一不平衡/谐波控制方案

Fig. 4 Unified unbalanced/harmonic control scheme

在多个变流器连接在同一 PCC 的情况下，为使得每个单元的输出电流基波负序与谐波按照额定容量分配，可对 PCC 电压和输出电流采用下垂控制，则有

$$\hat{V}^h_{\mathrm{pcc}(\alpha\beta)} = k_{\mathrm{droop}}\hat{I}^h_{\mathrm{out}(\alpha\beta)} \tag{2}$$

式中：$\hat{V}^h_{\mathrm{pcc}(\alpha\beta)}$ 与 $\hat{I}^h_{\mathrm{out}(\alpha\beta)}$ 分别为 $\alpha\beta$ 坐标系下 PCC 电压与输出电流的基波负序和谐波；k_{droop} 为下垂系数，与各变流器的容量成反比，即 $k_{\mathrm{droop}i}S_{\mathrm{base}i}=C$，其中，$S_{\mathrm{base}i}$ 为第 i 个变流器的额定容量，$i=1,2,\cdots,n$，n 为系统中变流器个数，C 为定值常数。

为了在系统达到稳定时满足电压-电流下垂关系，需要图 4 中下垂误差 $\varepsilon^h_{\mathrm{c}(\alpha\beta)}$ 的基波负序与主要谐波成分为 0，根据内模原理，多比例谐振控制可以对基波负序与指定次谐波实现该目标。图 4 中：k_{p} 为比例系数；k^h_{r} 为谐振系数；ω_{c} 为谐振控制器的截止频率，影响控制器的带宽；ω_m 为基波角频率；上标 h 为基波负序与谐波次数，当 h=−1 时，该环节对应基波负序谐振控制器。由于本文考虑的谐波次数为通常情况下占谐波主要成分的 5、7、11 和 13 次，因此设置 h=5、7、11、13 对应各次谐波谐振控制器。通过该方法实现了不平衡与谐波的共同控制。

3 不平衡与谐波控制参数设计

为了设计不平衡与谐波控制参数，本文考虑由 2 台构网型变流器组成的微电网，建立该系统基波负序与谐波的闭环控制模型，如图 5 所示，并进行了极点分析。该闭环模型可分为被控对象模型与控制模型两部分。被控对象模型由在 $\alpha\beta$ 坐标系下的基波负序与谐波等效电路模型推导得出，如图 6 所示。

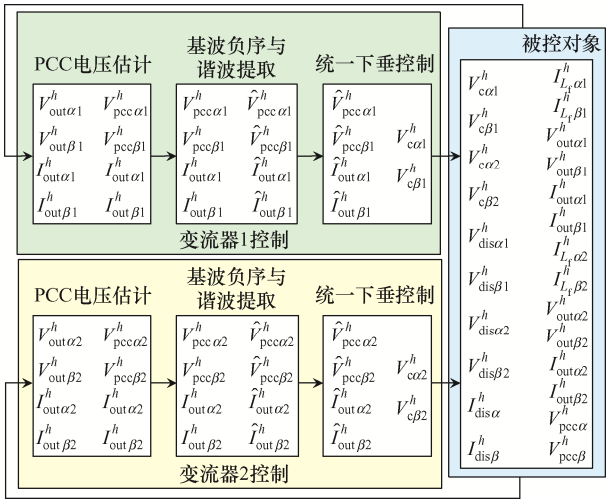


图 5 2 台变流器系统基波负序与谐波闭环控制模型

Fig. 5 Closed-loop control model of fundamental negative-sequence and harmonics of two converters

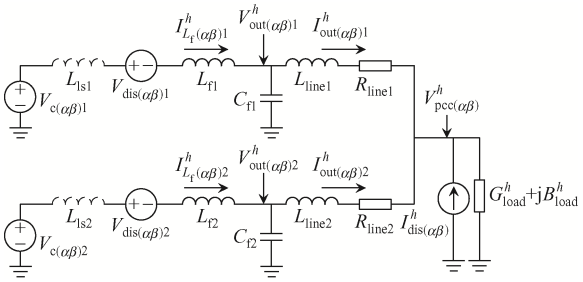


图 6 2 台变流器系统基波负序与谐波等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit of fundamental negative-sequence and harmonics of two converters

图 6 中：将构网型变流器等效为电压源，PCC 电压 $V^h_{\mathrm{pcc}(\alpha\beta)}$、扰动电流 $I^h_{\mathrm{dis}(\alpha\beta)}$ 和扰动电压 $V^h_{\mathrm{dis}(\alpha\beta)}$ 均被认定为不可测变量；$G^h_{\mathrm{load}}+\mathrm{j}B^h_{\mathrm{load}}$ 为负载导纳；L_{f1}、L_{f2} 为滤波电感；C_{f1}、C_{f2} 为滤波电容；$I^h_{L_{\mathrm{f}}(\alpha\beta)1}$、$I^h_{L_{\mathrm{f}}(\alpha\beta)2}$ 为电感电流。由于在构网型变流器的基波控制中加入了虚拟阻抗控制环节，因此需要在等效电路中增加虚拟阻抗 L_{ls}。

根据图 6 等效电路方程建立状态空间模型为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{p}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{p}} + \boldsymbol{E}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{w}_{\mathrm{p}} \\ \boldsymbol{y}_{\mathrm{p}} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}} + \boldsymbol{F}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{w}_{\mathrm{p}}\end{cases} \tag{3}$$

式中：状态变量 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}}=[I^h_{L_{\mathrm{f}}\alpha1}\ I^h_{L_{\mathrm{f}}\beta1}\ V^h_{\mathrm{out}\alpha1}\ V^h_{\mathrm{out}\beta1}\ I^h_{\mathrm{out}\alpha1}\ I^h_{\mathrm{out}\beta1}\ I^h_{L_{\mathrm{f}}\alpha2}\ I^h_{L_{\mathrm{f}}\beta2}\ V^h_{\mathrm{out}\alpha2}\ V^h_{\mathrm{out}\beta2}\ I^h_{\mathrm{out}\alpha2}\ I^h_{\mathrm{out}\beta2}]^{\mathrm{T}}$；控制输入变量 $\boldsymbol{u}_{\mathrm{p}}=[V^h_{\mathrm{c}\alpha1}\ V^h_{\mathrm{c}\beta1}\ V^h_{\mathrm{c}\alpha2}\ V^h_{\mathrm{c}\beta2}]^{\mathrm{T}}$；扰动输入变量 $\boldsymbol{w}_{\mathrm{p}}=$

$[V^h_{\mathrm{dis}\alpha 1}\ V^h_{\mathrm{dis}\beta 1}\ V^h_{\mathrm{dis}\alpha 2}\ V^h_{\mathrm{dis}\beta 2}\ I^h_{\mathrm{dis}\alpha}\ I^h_{\mathrm{dis}\beta}]^{\mathrm{T}}$；输出变量 $\boldsymbol{y}_{\mathrm{p}}=[V^h_{\mathrm{out}\alpha 1}\ V^h_{\mathrm{out}\beta 1}\ I^h_{\mathrm{out}\alpha 1}\ I^h_{\mathrm{out}\beta 1}\ V^h_{\mathrm{out}\alpha 2}\ V^h_{\mathrm{out}\beta 2}\ I^h_{\mathrm{out}\alpha 2}\ I^h_{\mathrm{out}\beta 2}\ V^h_{\mathrm{pcc}\alpha}\ V^h_{\mathrm{pcc}\beta}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}$、$\boldsymbol{E}_{\mathrm{p}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{p}}$、$\boldsymbol{F}_{\mathrm{p}}$分别为状态空间方程系数矩阵，由于篇幅原因，此处省略具体表达式。

针对图 5 中的控制模型，由于变流器控制在离散的数字控制器中实现，因此首先在 z 域建模，然后利用零阶保持器将其转化到 s 域。由于篇幅限制，此处省略了控制模型的数学表达式。

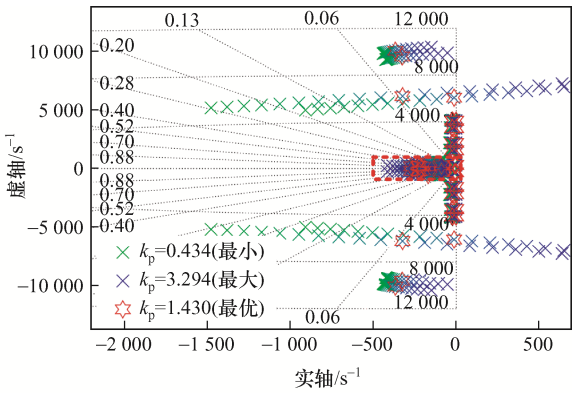
基于 2 台构网型变流器的被控对象模型和控制器模型组成的如图 5 所示的完整闭环模型，进行控制参数设计。

3.1 k_{droop} 的选取

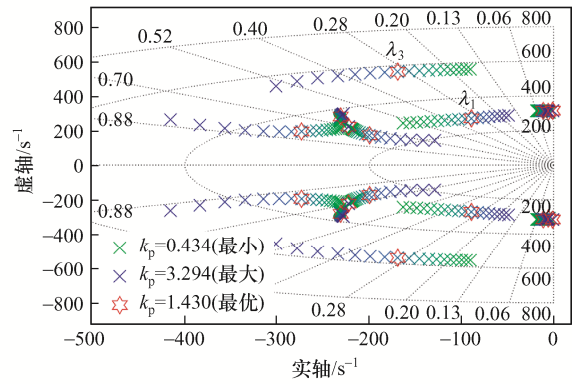
为了平衡输出电流的均分效果与提高 PCC 电压质量这两大控制目标，本文在最恶劣的情况下选择合适的 k_{droop}。针对三相不平衡，设输出电流的不平衡度稳定在 10%以内。根据国家标准 GB/T 15543—2008，正常运行条件下，PCC 电压不平衡度应小于 2%[32]。经计算 $\left|k_{\mathrm{droop}}\right|\leqslant$0.20 p.u./p.u.，满足要求。针对各次谐波，选择 RCD 非线性负载峰值系数为 2.2，其输出电流的 5、7、11、13 阶单次谐波失真分别为 37.6%、18.8%、15.0%、10.7%。根据国家标准 GB/T 14549—1993，PCC 电压的最大奇次谐波失真不超过 4%[33]。经计算 $\left|k_{\mathrm{droop}}\right|\leqslant$0.10 p.u./p.u.，满足要求。综合考虑不平衡与谐波控制，并给 PCC 电压的不平衡与谐波留有一定余量，最后选择 $\left|k_{\mathrm{droop}}\right|$=0.04 p.u./p.u.。

3.2 k_{p} 的选取

在多比例谐振控制器中，比例系数 k_{p} 影响系统的整体响应，而 k_{r}^h 影响谐振点处的增益。因此，多比例谐振控制器的参数设计需要首先确定 k_{p} 值。k_{r}^h 保持不变的情况下，闭环极点随 k_{p} 变化的轨迹如图 7 所示。k_{p} 的增大会导致系统的稳定性降低，过大的 k_{p} 使得闭环极点出现在右半平面，系统进入不稳定状态。从图 7(b)可见，k_{p} 对 2 个主导极点 λ_1 和 λ_3 阻尼比的影响相反。为了尽可能地抑制超调和振荡，应考虑将系统的阻尼比作为设计准则，建议将 k_{p} 设计为 2 个极点阻尼比相同的折中方案。因此，k_{p}=1.43 为最优选择。



(a) 闭环极点轨迹



(b) 图(a)局部放大

图 7　参数 k_{p} 变化时系统闭环极点轨迹

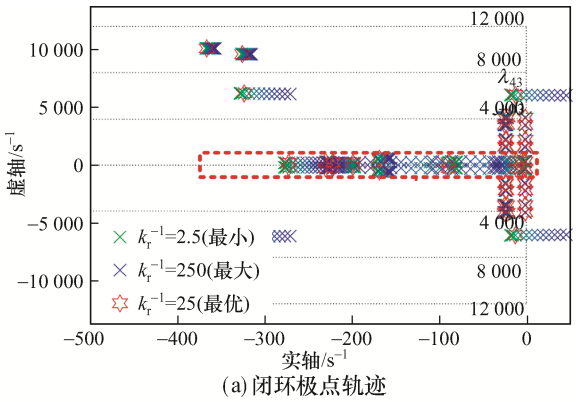
Fig. 7 Closed-loop pole loci when k_{p} varies

3.3 k_{r}^h 的选取

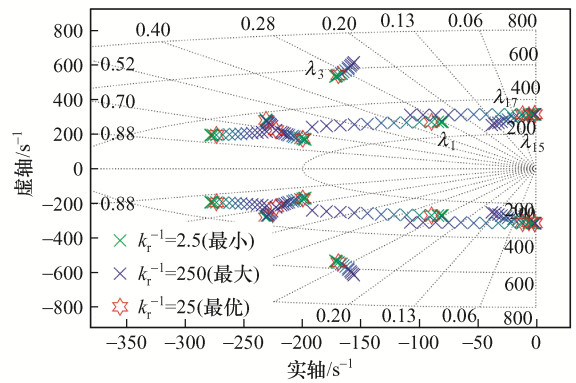
谐振系数 k_{r}^h 影响指定频率处的开环增益，影响系统稳态误差。本文中控制环的谐振参数有 k_{r}^{-1}、k_{r}^5、k_{r}^7、k_{r}^{11}、k_{r}^{13}，由于 k_{r}^{-1} 关联的频率为基频，k_{r}^{-1} 的变化会影响较多的主导极点，所以该参数需单独考虑；而 k_{r}^5、k_{r}^7、k_{r}^{11}、k_{r}^{13} 关联的频率相对较高，对低频处的极点影响不大，且各单元相对独立，其设计方法相似，本文仅以 k_{r}^5 为例进行解释说明。

系统闭环极点随 k_{r}^{-1} 的变化轨迹如图 8 所示。其中，$\lambda_{15}(\lambda_{17})$为对应基波负序谐振控制器的谐振峰值，$k_{\mathrm{r}}^{-1}$ 越大，其距离虚轴越远，响应速度越快，但 k_{r}^{-1} 过大会导致右半平面出现一对主导极点 λ_{43}，使得系统不稳定。从图 8(b)可以看出，λ_1 和 λ_3 不仅受 k_{p} 影响，也随 k_{r}^{-1} 的变化而变化，所以该极点的阻尼比由 k_{p} 与 k_{r}^{-1} 共同决定。因此在保证系统稳定的前提下，根据 λ_1 和 λ_3 具有相同阻尼比的原则设计 k_{r}^{-1}。

系统闭环极点随 k_{r}^5 变化的轨迹如图 9 所示。k_{r}^5



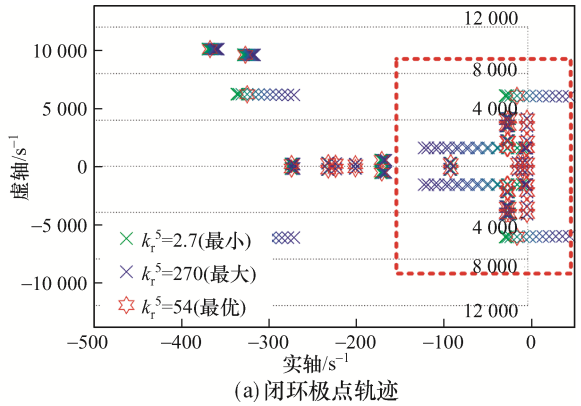
(a) 闭环极点轨迹



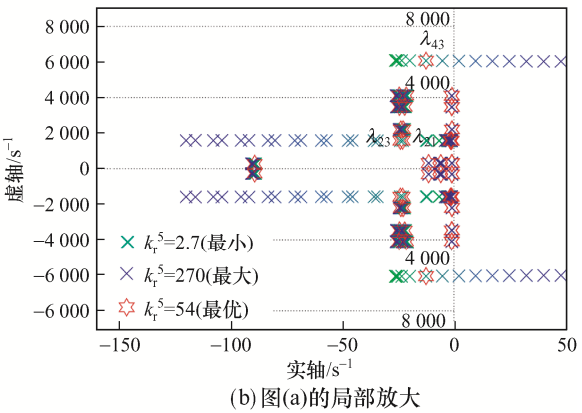
(b) 图(a)的局部放大

图 8 参数 k_r^{-1} 变化时系统闭环极点轨迹

Fig. 8 Closed-loop pole loci when k_r^{-1} varies



(a) 闭环极点轨迹



(b) 图(a)的局部放大

图 9 参数 k_r^5 变化时系统闭环极点轨迹

Fig. 9 Closed-loop pole loci when k_r^5 varies

过大会导致右半平面出现一对主导极点，表明系统是不稳定的。因此，在满足稳定性判据的同时，k_r^5 应尽可能大，以提高动态响应性能。从图 9(b)可以看出，k_r^5 对 $\lambda_{21}(\lambda_{23})$和 λ_{43} 的影响相反，其中 $\lambda_{21}(\lambda_{23})$对应 5 次谐波谐振控制器的谐振峰值，而 λ_{43} 受所有谐振控制器的影响。因此，k_r^5 的设计需要在 $\lambda_{21}(\lambda_{23})$和 λ_{43} 之间权衡。综合考虑该极点与其他 3 个谐振环节对应的极点，满足所有谐波谐振系数对应指定频率处的极点实部大小相一致，以保障相近的响应速度。最终基于闭环极点设计的 k_r^h 见表 1。

表 1 不平衡与谐波控制实验参数

Tab. 1 Experimental parameters of unbalanced and harmonic control

参数	数值	参数	数值
额定电压 V_{base}/V	380	k_{droop}/(p.u./p.u.)	−0.04
ω_0/(rad/s)	314.159	k_p	1.43
S_{base1}/(kV·A)	5.0	k_r^{-1}	25
S_{base2}/(kV·A)	2.5	k_r^5	54
R_{line1}/Ω	0.86	k_r^7	50
R_{line2}/Ω	0.86	k_r^{11}	44
L_{line1}/mH	2.062	k_r^{13}	36
L_{line2}/mH	4.062	ω_c/(rad/s)	1

综上所述，所提出控制方案的参数设计方法流程如图 10 所示。上述控制参数的设计方法是将基波负序与 5、7、11、13 次谐波作为控制对象。当引入更高次谐波如 17、19 次谐波所对应的谐振控制时，由于谐振点对应的频率升高，为使系统稳定，所对应的带宽要求也要提高，会进一步增加参数设计的难度。

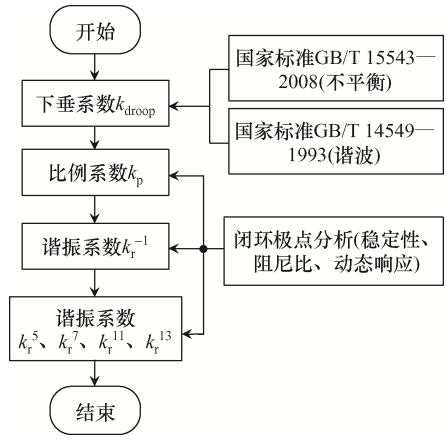


图 10 关键参数设计流程

Fig.10 Flow chart of design of key parameters

4　性能比较

为了验证所提控制方法的优越性，将该控制策略与现有方法在动态特性和计算复杂度方面进行对比分析。

4.1　动态特性

针对图 6 中典型微电网，对本文所提方法与文献[23]中基于虚拟阻抗的控制方法进行了动态特性的仿真。由于 2 种方法均可实现不平衡与谐波治理，不平衡与谐波控制方法类似，这里仅以不平衡控制为例进行对比分析。该仿真中，不平衡控制一直被启用，开始时刻仅连接线性负载，1.0 s 时连接不平衡负载。图 11 和图 12 分别给出了 2 种方法下 PCC 电压与输出电流不平衡度的变化情况。可以看出，所提控制方法的超调量较小，响应时间较短，由此验证了该方法在动态特性方面的优越性。

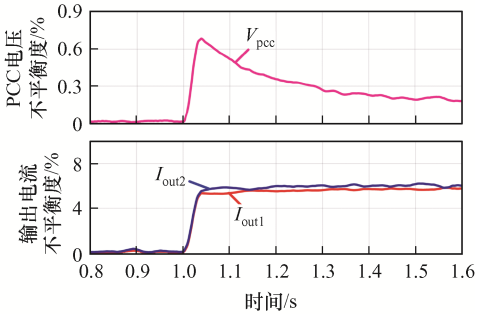


图 11　PCC 电压与输出电流不平衡度(虚拟阻抗法)

Fig. 11 Imbalance factor of PCC voltage and output current (virtual impendence method)

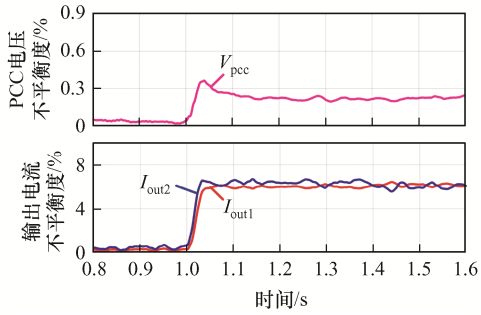


图 12　PCC 电压与输出电流不平衡度(所提方法)

Fig. 12 Imbalance factor of PCC voltage and output current (proposed method)

4.2　计算复杂度

为了证明本文所提不平衡与谐波控制方法的简易性，对该控制方案和现有控制方法的计算复杂性进行了比较，结果见表 2。所有方法都考虑了基波负序与 5、7、11 和 13 次谐波序列的控制回路，通过每个控制周期的数学运算量对计算复杂度进行评估。可以看出，文献[23]和文献[18]的方法是通过分别提取各次谐波序列并分开控制，因此计算复杂度较高。以 MPC 为例，本文所提控制方法在乘法运算上减少了 65.1%，在加法运算上减少了 73.2%。综上，本文提出的统一不平衡/谐波电压-电流下垂控制具有更低的计算复杂度。

实验中变流器控制采用主频 1.25 GHz 的 DSP。经测量，MPC 与所提出控制方法的算法中断程序总运行时间见表 2。根据频率比例折算原则，表 2 还给出了工业界常用的主频150 MHz 的 DSP 条件下 2 种控制的估算运行时间。可以得出，在控制相同的谐波序列条件下，所提控制算法的运行时间更

表 2　计算复杂度对比

Tab. 2 Comparison of computational complexity

控制方法	控制类型	计算复杂度(每个控制周期)	中断程序总运行时间/μs	
			1.25 GHz DSP(测量)	150 MHz DSP(估算)
文献[23]	虚拟阻抗控制	248 次乘法运算、158 次加法运算和 12 次三角函数运算	—	—
文献[18]	谐波下垂控制 (模型预测控制)	602 次乘法运算、514 次加法运算和 2 次三角函数运算	6.54	54.50
本文	谐波下垂控制 (统一电压-电流下垂)	210 次乘法运算、138 次加法运算	7.94	63.75

小，对应的最大控制频率更高。因此在相同的控制频率下，所提控制方法可采用成本更低的DSP，或者在使用相同的DSP 时控制更多的谐波频次，体现了方法的成本优势。

表 3 总结了构网型变流器不平衡与谐波控制方法的总体性能。由此可以得出以下结论：在计算资源有限的情况下，本文所提出的方法具有最优的整体性能。

表 3 构网型变流器不平衡/谐波控制方案比较

Tab. 3 Comparison among unbalanced and harmonic control schemes for GFM converter

控制方法	输出电流分配 (不平衡/谐波)	PCC 电压治理 (不平衡/谐波)	是否需要通信	是否分开提取 控制各次谐波	计算量
文献[10]	不平衡	—	否	—	中
文献[11]	不平衡	—	否	—	中
文献[12]	不平衡	不平衡	是	—	高
文献[13]	不平衡	不平衡	是	—	中
文献[14]	不平衡	不平衡	否	—	高
文献[15]	不平衡	不平衡	是	—	高
文献[16]	不平衡	不平衡	是	—	高
文献[17]	不平衡	不平衡	是	—	高
文献[18]	不平衡/谐波	不平衡/谐波	否	是	高
文献[20]	谐波	—	否	否	低
文献[21]	谐波	—	否	是	高
文献[22]	谐波	谐波	是	是	高
文献[23]	不平衡/谐波	不平衡/谐波	否	是	高
文献[24]	不平衡/谐波	不平衡/谐波	是	是	高
文献[25]	谐波	谐波	是	是	高
文献[26]	不平衡/谐波	不平衡/谐波	是	是	高
文献[27]	谐波	—	否	是	高
文献[28]	谐波	谐波	是	是	高
本文	不平衡/谐波	不平衡/谐波	否	否	低

5 实验验证

为验证所提不平衡与谐波下垂控制方案的有效性，本文对基于图 13 的典型微电网进行实验测试。1 个 5.0 kV·A 和 1 个 2.5 kV·A 的变流器通过各自的 LCL 滤波器与一段线路连接到 380 V/50 Hz 的交流母线，所研究的构网型变流器使用表 1 所示的参数进行测试。实验平台如图 14 所示。所有变流器由基于 TI TMS320C6657 DSP 的数字控制单元 Myway PE-Expert IV 控制。通过 YOKOGAWA WT1804E 功率分析仪测量电压、电流波形以及基波、谐波大小。其中，WT1804E数据记录的采样时间设置为50 ms。为证明该控制方法的有效性，分别在离网与并网模式下进行了实验验证，对比了采用所提控制方案前后电压、电流不平衡度与谐波大小。

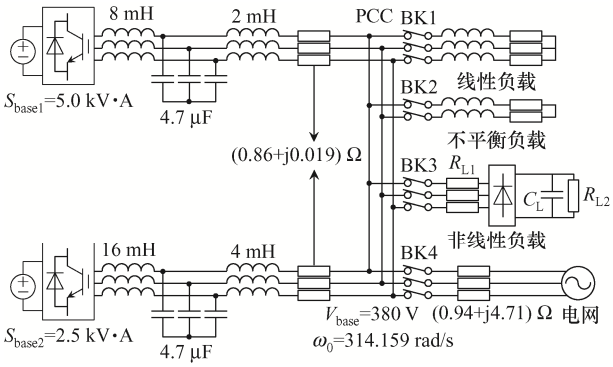


图 13 实验电路

Fig. 13 Experimental circuit

5.1 离网模式

离网模式下，图 13 中的 BK1、BK2 和 BK3

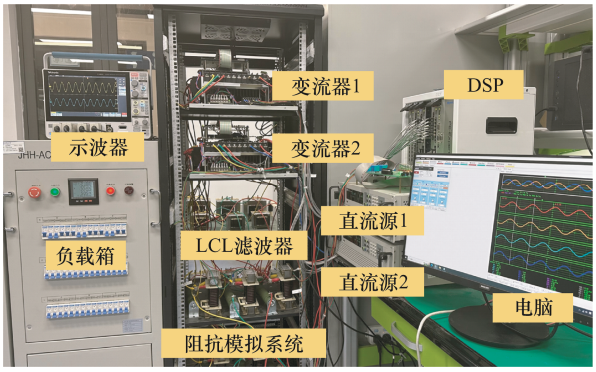


图 14　实验平台

Fig. 14 Experimental platform

闭合，线性负载、不平衡负载与非线性负载均连接，所提统一不平衡/谐波电压-电流下垂控制在 6.1 s 左右启动。图 15 为未启动该控制时的 PCC 电压与输出电流波形。由于不平衡负载与非线性负载的存在，PCC 电压严重失真，2 个构网型变流器之间存在基波负序与谐波环流。在加入本文提出的控制方法后，电压和电流波形得到了很大改善，如图 16 所示。图 17 展示了 PCC 电压不平衡度与谐波的变

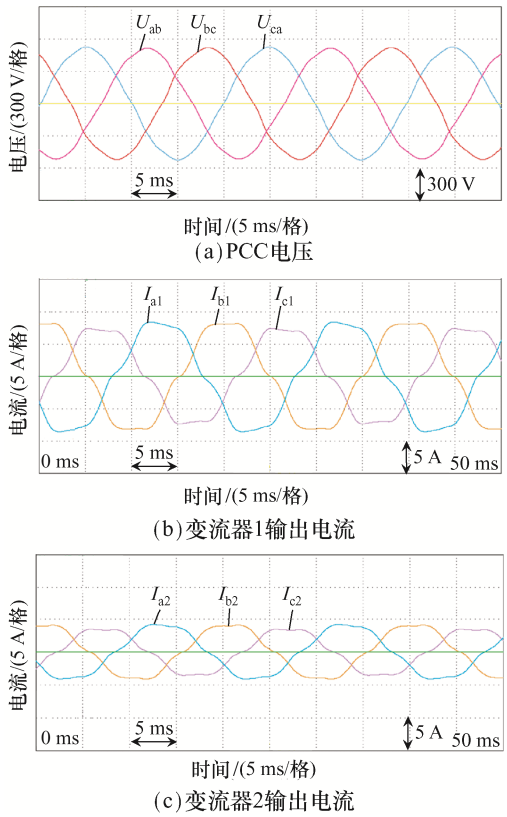


图 15　离网模式下未采用不平衡/谐波控制的电压、电流波形

Fig. 15 Waveforms of voltage and current without unbalanced and harmonic control in islanded mode

化情况，在 0.2 s 内，PCC 电压的不平衡度及 5、7、11、13 次谐波幅值均大幅度降低。图 18 展示了每个变流器的输出电流的不平衡度与单次谐波畸变率 IHDs(individual harmonic distortions)。2 个变流器

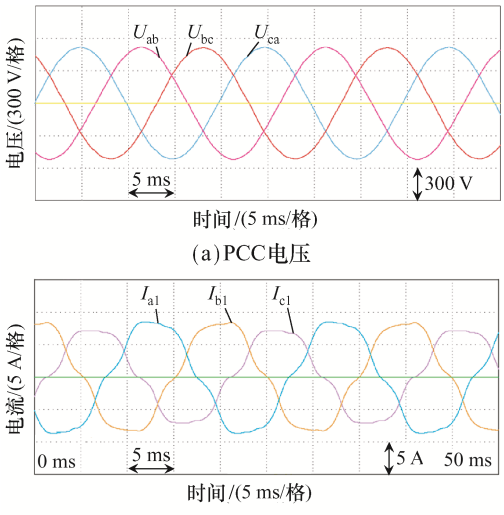


图 16　离网模式下采用不平衡/谐波控制的电压电流波形

Fig. 16 Waveforms of voltage and current with unbalanced and harmonic control in islanded mode

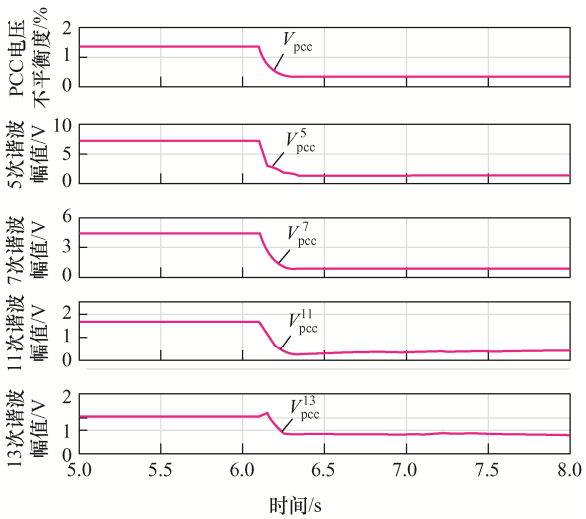


图 17　离网模式下 PCC 电压不平衡度与谐波幅值

Fig. 17 Imbalance factor and harmonic amplitudes of PCC voltage in islanded mode

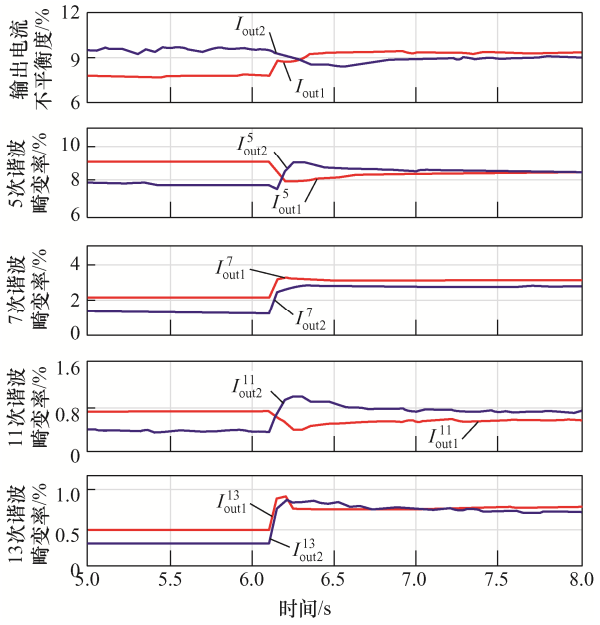


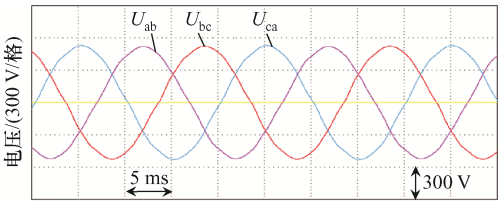
图 18 离网模式下输出电流不平衡度与谐波畸变率

Fig. 18 Imbalance factor and IHDs of output current in islanded mode

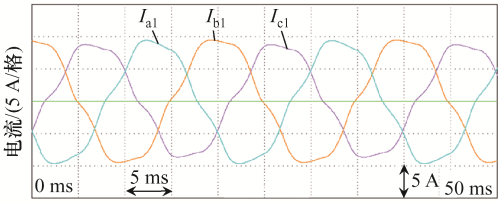
电流的不平衡度与单次谐波畸变率相同，表明输出电流基波负序/谐波与变流器容量成正比。因此，验证了所提控制方法可同时兼顾降低 PCC 电压不平衡/谐波和不平衡/谐波均流这两大要求。

5.2 并网模式

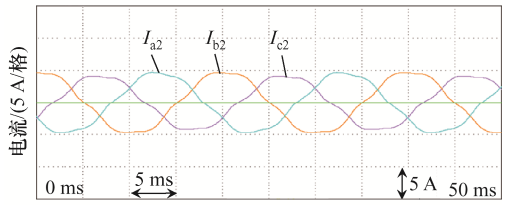
并网模式下，微电网通过电网阻抗与主电网相连，其中电网短路比为 4.0，电网阻抗的电感与电阻之比为 5∶1。统一电压-电流下垂控制在 6.2 s 左右启动，PCC 电压和输出电流波形如图 19 和图 20 所示。



(a)PCC电压



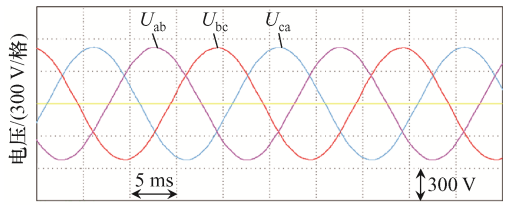
(b)变流器1输出电流



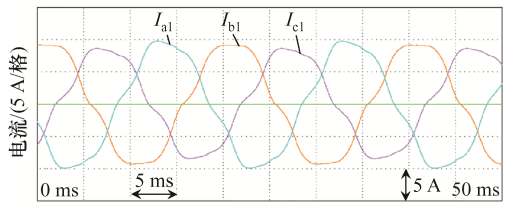
(c)变流器2输出电流

图 19 并网模式下未采用不平衡与谐波控制的电压、电流波形

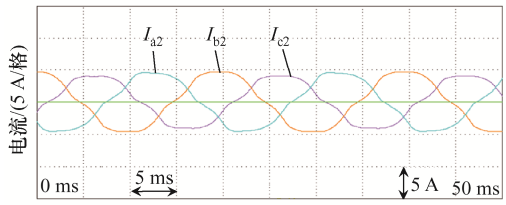
Fig. 19 Waveforms of voltage and current without unbalanced and harmonic control in grid-connected mode



(a)PCC电压



(b)变流器1输出电流



(c)变流器2输出电流

图 20 并网模式下采用不平衡与谐波控制的电压、电流波形

Fig. 20 Waveforms of voltage and current with unbalanced and harmonic control in grid-connected mode

与离网模式类似，PCC 电压波形得到明显改善，2 个变流器的输出电流波形相似。图 21 为 PCC 电压不平衡度与谐波的变化情况，该控制使得 PCC 电压不平衡度与谐波幅值均下降，并在 0.3 s 内趋于稳定。图 22 反映了该控制使得 2 个变流器输出电流的不平衡度与 IHDs 相同。由此可见，本文所提控制方法也能在并网模式下实现 PCC 不平衡/谐波

电压抑制和不平衡/谐波均流。

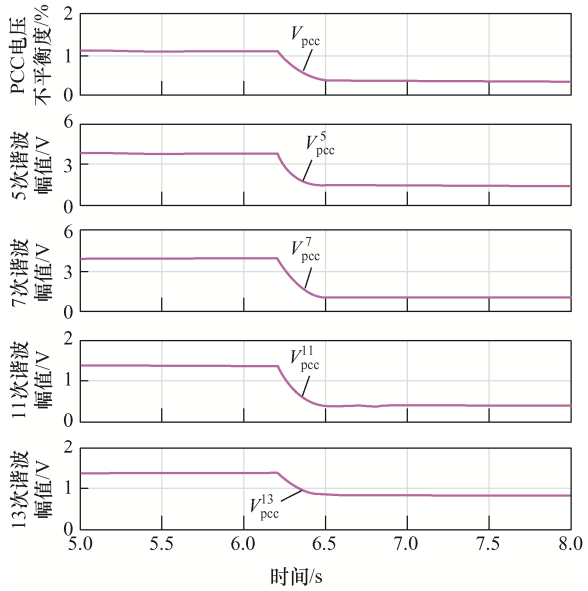


图 21　并网模式下 PCC 电压不平衡度与谐波幅值

Fig. 21 Imbalance factor and harmonic amplitudes of PCC voltage in grid-connected mode

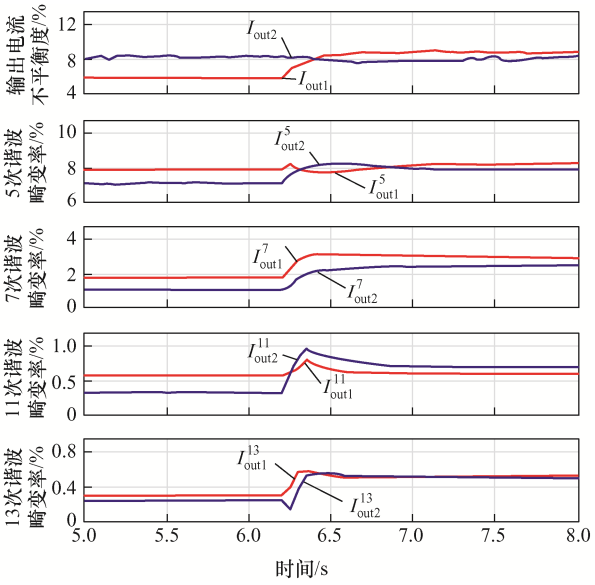


图 22　并网模式下输出电流不平衡度与谐波畸变率

Fig. 22 Imbalance factor and IHDs of output current in grid-connected mode

6　结语

针对构网型变流器系统中电能质量问题，本文提出了一种基于统一不平衡/谐波电压-电流下垂的电能质量控制策略。当多变流器单元连接到同一 PCC 时，针对基波负序与主要的谐波成分，每个变流器的 PCC 电压与输出电流之间将满足对应的下垂关系。此外，对 2 个变流器系统进行闭环极点分析，讨论了主要控制参数的设计方法。实验结果表明，在实现输出电流不平衡与谐波按照变流器容量分配的同时，PCC 电压不平衡与谐波也会得到抑制。该方法与已有方法相比，主要优势在于不需要单独提取基波负序以及特定阶次的谐波。针对每个控制周期的计算复杂度，相比于 MPC，所提方法在乘法运算上减少了 65.1%，在加法运算上减少了 73.2%，证明了该控制方案减少了计算资源，降低了运行成本。相比于基于虚拟阻抗的控制方案，本文所提方法具有更好的动态特性。另外，与以往只考虑离网或并网模式的控制方案不同，所提方法同时适用于离网与并网模式，具有更好的适用性。

参考文献：

[1] Lasseter R H, Chen Zhe, Pattabiraman D. Grid-forming inverters: a critical asset for the power grid [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 925-935.

[2] Shen Chao, Shuai Zhikang, Shen Yang, et al. Transient stability and current injection design of paralleled current-controlled VSCs and virtual synchronous generators [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2021, 12(2): 1118-1134.

[3] Liu Jia, Liu Xinyu, Liu Jinjun, et al. Adaptive-droop-coefficient VSG control for cost-efficient grid frequency support [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2024, 39(5): 6768-6771.

[4] 许诘翊, 刘威, 刘树, 等. 电力系统变流器构网控制技术的现状与发展趋势[J]. 电网技术, 2022, 46(9): 3586-3594.
Xu Jieyi, Liu Wei, Liu Shu, et al. Current state and development trends of power system converter grid-forming control technology [J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3586-3594. (in Chinese)

[5] Liu Quanwei, Tao Yong, Liu Xunhao, et al. Voltage unbalance and harmonics compensation for islanded microgrid inverters [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(5):

1055-1063.

[6] 王逸超, 罗安, 金国彬, 等. 大连线阻抗环境下的微网逆变器并联运行策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(4): 858-865.
Wang Yichao, Luo An, Jin Guobin, et al. Microgrid inverter parallel operation strategy in large feeder impedance environment [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(4): 858-865. (in Chinese)

[7] Naderi Y, Hosseini S H, Ghassem Zadeh S, et al. An overview of power quality enhancement techniques applied to distributed generation in electrical distribution networks [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, 93: 201-214.

[8] 董彦杰, 付子义. 不平衡电网下 SVG 和 APF 共母线联合运行系统[J]. 电源学报, 2021, 19(1): 126-132.
Dong Yanjie, Fu Ziyi. Common-bus joint operation system of SVG and APF under unbalanced power grid [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(1): 126-132. (in Chinese)

[9] 李国华, 梁敬博, 张宇, 等. 一种新型有源电力滤波器双滞环电流控制策略[J]. 电源学报, 2021, 19(3): 109-115.
Li Guohua, Liang Jingbo, Zhang Yu, et al. Novel dual hysteresis current control strategy for active power filter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(3): 109-115. (in Chinese)

[10] 陈杰, 赵冰, 陈新, 等. 不平衡负载条件下三相四线制并联逆变器的下垂控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4790-4801.
Chen Jie, Zhao Bing, Chen Xin, et al. Droop control of three-phase four-wire parallel inverters under unbalanced load condition [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(20): 4790-4801. (in Chinese)

[11] Cheng P T, Chen C A, Lee T L, et al. A cooperative imbalance compensation method for distributed-generation interface converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2): 805-815.

[12] 陈强, 章心因, 吕干云. 孤岛微电网逆变器不平衡负载下的控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(2): 124-130.
Chen Qiang, Zhang Xinyin, Lü Ganyun. Control strategy of inverter for islanded microgrid with unbalanced load [J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(2): 124-130. (in Chinese)

[13] 马添翼, 金新民. 基于自适应负序电流虚拟阻抗的微电网不平衡控制策略[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(12): 12-18.
Ma Tianyi, Jin Xinmin. An unbalanced control strategy for microgrid based on adaptive negative sequence current virtual impedance [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(12): 12-18. (in Chinese)

[14] Golsorkhi M S, Lu D D. A decentralized control method for islanded microgrids under unbalanced conditions [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3): 1112-1121.

[15] 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.

[16] Meng Lexuan, Zhao Xin, Tang Fen, et al. Distributed voltage unbalance compensation in islanded microgrids by using a dynamic consensus algorithm [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 827-838.

[17] Zhao Xin, Guerrero J M, Savaghebi M, et al. Low-voltage ride-through operation of power converters in grid-interactive microgrids by using negative-sequence droop control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 3128-3142.

[18] Liu Jia, Miura Y, Ise T. Cost-function-based microgrid decentralized control of unbalance and harmonics for simultaneous bus voltage compensation and current sharing [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7397-7410.

[19] Brandao D I, Paredes H K M, Costabeber A, et al. Flexible active compensation based on load conformity factors applied to non-sinusoidal and asymmetrical voltage conditions [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(2): 356-364.

[20] Vandoorn T, Meersman B, De Kooning J, et al. Controllable harmonic current sharing in islanded microgrids: DG units with programmable resistive behavior toward harmonics [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(2): 831-841.

[21] Yazdavar A H, Azzouz M A, El-Saadany E F. A novel decentralized control scheme for enhanced nonlinear load sharing and power quality in islanded microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(1): 29-39.

[22] Moussa H, Shahin A, Martin J P, et al. Harmonic power sharing with voltage distortion compensation of droop

controlled islanded microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(5): 5335-5347.

[23] Wang Xiongfei, Blaabjerg F, Chen Zhe. Autonomous control of inverter-interfaced distributed generation units for harmonic current filtering and resonance damping in an islanded microgrid [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 452-461.

[24] He Jinwei, Li Yunwei, Blaabjerg F. An enhanced islanding microgrid reactive power, imbalance power, and harmonic power sharing scheme [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 3389-3401.

[25] Hoang T V, Lee H H. Virtual impedance control scheme to compensate for voltage harmonics with accurate harmonic power sharing in islanded microgrids [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 1682-1695.

[26] Lu Jinghang, Zhao Ming, Golestan S, et al. Distributed event-triggered control for reactive, unbalanced, and harmonic power sharing in islanded AC microgrids [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1548-1560.

[27] Zhong Qingchang. Harmonic droop controller to reduce the voltage harmonics of inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(3): 936-945.

[28] 黄骏翅, 曾江, 杨林, 等. 低压微网逆变器自适应谐波下垂控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(5): 204-210, 226.
Huang Junchi, Zeng Jiang, Yang Lin, et al. Adaptive harmonic droop control strategy of low-voltage microgrid inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(5): 204-210, 226. (in Chinese)

[29] Liu Jia, Bevrani H, Ise T. A design-oriented Q-V response modeling approach for grid-forming distributed generators considering different operation modes [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(1): 387-401.

[30] Liu Jia, Liu Xinyu, Liu Jinjun, et al. Virtual synchronous generator parameter optimization considering grid frequency support effect and transient energy demand [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2024, PP(99): 1-10.

[31] Rodríguez P, Luna A, Candela I, et al. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 127-138.

[32] 国家质量监督检验检疫总局, 国家标准化管理委员会. 电能质量 三相电压不平衡: GB/T 15543— 2008[S]. 北京: 中国标准出版社, 2009.
State Administration for Market Regulation, National Standardization Administration. Power quality: three-phase voltage unbalance: GB/T 15543—2008 [S]. Beijing: Standards Press of China, 2009. (in Chinese)

[33] 国家技术监督局. 电能质量 公用电网谐波: GB/T 14549—1993[S]. 北京: 中国标准出版社, 1994.
State Administration for Market Regulation. Quality of electric energy supply: harmonics in public supply network: GB/T 14549—1993 [S]. Beijing: Standards Press of China, 1994. (in Chinese)



熊亮雳

作者简介：

熊亮雳(1993—)，男，博士，工程师。研究方向：新能源及储能控制、性能评价技术等。E-mail：xliangli@foxmail.com。

游力(1987—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：构网型储能控制、并网检测及储能电池本体等。E-mail：youli90909@163.com。

韩刚(1972—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：电力系统运行控制、电力市场、智能配电技术等。E-mail：hg1691@qq.com。

李奕萱(1999—)，女，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电能质量与谐波控制等。E-mail：liyixuan@stu.xjtu.edu.cn。

刘佳(1986—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子装置的建模、分析与控制、新能源发电并网技术、分布式发电系统与微电网技术、电能质量与谐波控制等。E-mail：jia.liu@xjtu.edu.cn。

刘进军(1971—)，男，中国电源学会会士，博士，教授。研究方向：电力电子技术在电能质量控制、输配电系统以及分布式发电系统中的应用、电力电子电路和系统的建模、仿真分析和控制等。E-mail：jjliu@mail.xjtu.edu.cn。

(责任编辑：陈国珍)