

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.5.203

中图分类号: TM28

文献标志码: A

# 计及控制延迟和电网阻抗变化的并网微网内 压控逆变器的被动增强控制

陈 丽, 周永博, 李瑞琪, 卫 祥, 袁 昊  
(国网甘肃省电力公司信息通信公司, 兰州 730050)

**摘要:** 随着对环境问题的日益关注, 越来越多以微电网为代表的分布式能源系统出现在电力系统中, 这给传统电力系统带来挑战。如数字控制系统中的延迟、弱电网中的电网阻抗变化及微电网中并联逆变器之间的相互作用等会对微电网稳定运行造成不利影响。基于此, 提出 1 种计及控制延迟和电网阻抗变化的新型微电网形成控制方法, 以提升微电网应对不确定性的稳定性。该方法首先对上述问题进行建模, 并提出 1 种延迟补偿方法, 提升控制系统对电网阻抗变化的鲁棒性; 然后, 在控制系统中引入前馈回路, 使控制系统免受微电网中并联逆变器的干扰; 最后, 实验结果验证了所提控制方法的有效性与优越性。

**关键词:** 控制延迟; 相互作用; 电网形成逆变器; 微型电网; 稳定

## Passive Enhancement Control of Voltage-controlled Inverters in Grid-connected Microgrids Considering Control Delay and Variation in Grid Impedance

CHEN Li, ZHOU Yongbo, LI Ruiqi, WEI Xiang, YUAN Hao

(Information and Communication Corporation, State Grid Gansu Electric Power Company, Lanzhou 730050, China)

**Abstract:** With the increasing attention to environmental issues, more and more distributed energy systems represented by microgrids are appearing in the power system, which also poses some challenges to the traditional power systems. For example, the delay in digital control system, variations in grid impedance of weak grid and the interaction between parallel converters in microgrids will cause adverse effects on the stable operation of microgrids. On this basis, a novel type of grid-forming control method for microgrid considering control delay and variation in grid impedance is put forward to enhance the stability of microgrids under uncertainties. First, the above problems are modeled, and a delay compensation method is proposed to improve the robustness of the control system with respect to the variation in grid impedance. Then, a feedforward loop is introduced into the control system to protect it from the interference of parallel inverters in microgrids. Finally, experimental results demonstrate the effectiveness and superiority of the proposed control method.

**Keywords:** Control delay; interaction; grid-forming inverter; microgrid; stability

并网变换器在可再生能源系统与电网的连接中起着关键作用<sup>[1]</sup>, 因此, 其稳定运行控制是极其重要的问题。通常, 并网逆变器的控制方法有 2 种, 即电网跟随控制和电网形成控制<sup>[2-5]</sup>。电网跟随控制的

目标是保持并网逆变器实时跟踪参考电流; 电网形成控制主要用于微电网存在有意孤岛、无意孤岛和并网孤岛 2 种模式的切换期间。在电网跟随控制方面, 已有较多研究成果, 而在电网形成控制方面, 大多研究未考虑非理想因素, 如控制延迟、电网阻抗变化及并联逆变器之间的耦合效应<sup>[6-10]</sup>。目前带有 LC 或 LCL 滤波器的电压型逆变器已广泛应用于分布式发电系统<sup>[11]</sup>、不间断电源<sup>[12]</sup>和电网模拟器<sup>[13]</sup>等。

收稿日期: 2021-06-28; 修回日期: 2021-08-22; 录用日期: 2021-09-13; 网络首发日期: 2022-03-07

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51777027)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51777027

为了保证分布式发电系统的运行目标,通常采用双回路控制方法,由控制电流的内环和控制电压的外环组成。双回路控制方法中,内环可以被建模为与逆变器侧电感串联的虚阻抗<sup>[8]</sup>,因此,其具有固有的主动阻尼来缓解滤波器谐振。在数字控制系统中,虚阻抗受到控制延迟的影响,可能会引起不稳定问题<sup>[6-8]</sup>。控制延迟给逆变器控制带来负虚阻抗和信号混叠等问题<sup>[14]</sup>。在高于 $f_s/6$ 的采样频率处,虚阻抗表现为负电阻,因此,当滤波器电容和逆变器侧电感的谐振频率高于临界频率 $f_{cr}=f_s/6$ 时,环路增益具有右半平面 RHP(right-half-plane)极点。由于 RHP 极点的存在,系统易出现非最小相特性,这可能会使系统不稳定<sup>[15]</sup>。

为了改善控制延迟对控制系统的不利影响,国内外学者进行了大量研究。文献[16]和文献[17]分别提出了陷波滤波器和高通滤波器的倒数法,以减少控制延迟的负面影响;文献[18]通过改变采样周期来缓解延迟效应,然而,这种方法容易产生开关噪声和信号混叠;文献[19]提出了 1 种基于重复延迟的补偿控制方法来扩展临界频率 $f_{cr}$ ,然而,由于在奈奎斯特频率上的无穷增益,该方法使系统面临噪声放大的风险。上述研究及其他诸多研究都是针对控制延迟主动补偿开展的,针对被动补偿的研究却很少,即无源性意味着变换器的输出阻抗具有正实部,这样不管电网阻抗如何变化,变换器都可以保持其稳定性<sup>[20]</sup>。

微电网中并联变换器的耦合效应也是一项挑战,特别是当许多并联变换器连接到 1 个公共耦合点 PCC(point of common coupling)时。这种情况下,由于并联变换器之间的耦合效应,每个逆变器在输出中看到的等效电网阻抗将与实际电网阻抗不同,可能会导致不稳定问题<sup>[21]</sup>,特别是在弱电网中可能出现,由于电网阻抗变化范围很广,连接或断开 1 个逆变器会影响其他逆变器的电网阻抗。无源性的概念提供了 1 种直观的方法来研究谐波稳定问题和变换器的负电阻特性问题,无源稳定性的目标是使所有连接的子系统在较宽的频率范围内具有无源稳定的特性。这种情况下系统的稳定性不受电网阻

抗变化和并联逆变器数量的影响,因为每个元件都是单独无源的。目前,针对无源稳定性的研究受到广泛关注。文献[22]研究了微电网中非无源逆变器在不同电网阻抗下的相互作用;文献[23]将逆变器输出阻抗分解为 1 个无源阻抗和 1 个有源阻抗,其中无源阻抗取决于 LCL 滤波器,论证了电流控制器和控制延迟对有源阻抗有影响;文献[24]提出了 1 种串联 LC 滤波器的主动阻尼器来抑制谐振,可用于无源性增强,但增加了额外的转换器,因此,增加了控制成本,且需要复杂的控制系统。

以上大部分无源性研究都是在电流控制系统上开展的,而针对电压控制系统的研究较少。基于此,本文针对双环电压控制逆变器进行了稳定性分析。首先,深入分析了数字控制系统中控制延迟对系统稳定性的影响;然后,通过超前滞后滤波器给系统引入足够的正相位来补偿控制延迟的负面影响,以保证临界频率扩展到高于频率 $f_s/6$ ,故该方法适用于采样频率较低或谐振频率高于 $f_s/6$ 的电压控制系统;此外,还设计了 1 个宽带宽控制系统,并对每个部分增加了 1 个步进控制器;最后,提出输出电流前馈法,在不考虑电网阻抗变化和并联逆变器间耦合影响的情况下,可保证系统的稳定性。

## 1 系统建模与问题描述

图 1 为并网逆变器的电压控制结构。

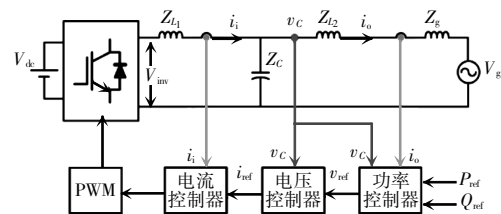


图 1 并网逆变器的电压控制框图

Fig. 1 Block diagram of voltage control of grid-connected inverter

图中: $Z_{L1}$ 和 $Z_{L2}$ 分别为逆变器侧电感和电网侧电感的阻抗; $Z_C$ 为电容阻抗; $Z_g$ 为电网阻抗。其表达式为

$$\begin{cases} Z_{L_1} = L_1 s \\ Z_{L_2} = L_2 s \\ Z_C = \frac{1}{C s} \\ Z_g = L_g s \end{cases} \quad (1)$$

由于阻性元件提供了一定阻尼,并有助于稳定系统,因此,本文将其忽略,以考虑最坏的情况。如图 1 所示,逆变器控制方法采用双环控制结构,外环控制电容电压,内环调节逆变器侧电流。参考电压是通过功率控制器产生的,与电压和电流控制回路相比,功率控制器具有更低的带宽。因此,在不显著影响精度的情况下,电压和电流控制回路的稳定性评估中可忽略其动态。本文的研究是在对三相电压、电流信号应用克拉克变换到  $\alpha\beta$  坐标系下实现的。考虑到系统是对称的,电压和电流控制环的  $\alpha$  轴和  $\beta$  轴相同,因此可以看作是 1 个单相系统。图 2(a)为  $\alpha\beta$  坐标系下传统双环电压型并网逆变器的控制框图,其中,  $G_v(s)$  为电压控制器;  $G_i(s)$  为电流控制器;  $G_d(s)$  为模型计算和 PWM 延迟,可表示为

$$G_d(s) = e^{-1.5T_s} \quad (2)$$

式中,  $T_s$  为采样周期。可将图 2(a)网侧电感  $L_2$  视为电网阻抗的一部分,不影响系统动态特性。在双环控制系统中,通常使用比例调节器作为内环电流控制器<sup>[29]</sup>,因此,本文考虑  $G_i(s) = k_{pi}$ 。对图 2(a)运用方框图代数,如图 2(b)所示,表明内环可以被建模为与逆变器侧电感串联的虚阻抗  $Z_v(s)$ ,可表示为

$$Z_v(s) = G_i(s) e^{-1.5T_s} = k_{pi} e^{-1.5T_s} \quad (3)$$

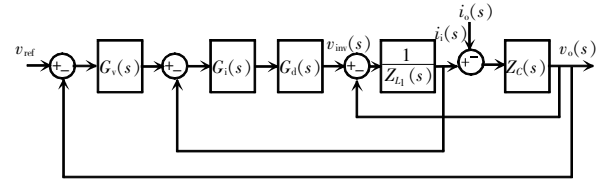
图 3 为双环电压型并网逆变器的等效电路。双环控制系统具有固有的主动阻尼,可以抑制滤波器的谐振,从而提高系统的稳定性。

应用欧拉公式,将  $G_i(s)$  作为比例控制器,  $Z_v(s)$  可以表示为

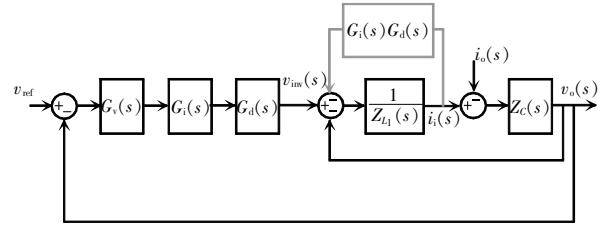
$$Z_v(j\omega) = k_{pi} [\cos(1.5\omega T_s) - j\sin(1.5\omega T_s)] \quad (4)$$

由式(4)可知,对于  $0 < f_{cr} < f_s/6$ ,虚阻抗的实部为正,而对于  $f_s/6 < f_{cr} < f_s/2$ ,虚阻抗的实部为负。因此,当滤波器电容  $C$  和逆变器侧电感  $L_1$  的谐振频率高于  $f_s/6$  时,系统环路增益将出现 RHP 极点,从而使控制系统不稳定。这种情况下,虚阻抗不仅不能提

高系统的稳定性,还会使系统存在失稳风险。如果忽略延迟,虚阻抗变成 1 个电阻,由延迟而来的负相位将改变理想状态。因此,扩大临界频率  $f_{cr}$  是逆变器稳定运行的第一步。



(a) 传统的双回路电压控制



(b) 双环电压控制的单环等效图

图 2 传统电压型逆变器的控制方法

Fig. 2 Control method for traditional voltage-controlled inverter

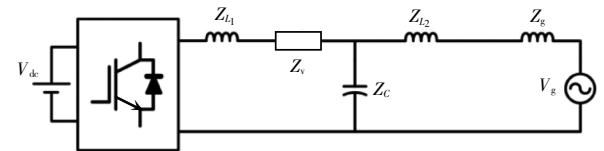


图 3 双环电压型并网逆变器的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of dual-loop voltage-controlled grid-connected inverter

## 2 延迟补偿方法

本节提出 1 种利用超前滞后滤波器进行延迟补偿和扩展临界频率的方法,并讨论了其调谐方面的问题。

### 2.1 基于超前滞后滤波器的延迟补偿

为了扩大临界频率,从而增强主动阻尼环对谐振频率的稳定性,以提高临界频率,必须校正由延迟引起的相位延迟。图 4 为含超前滞后滤波器的所提控制框图。其传递函数为

$$G_{lp}(s) = k_{lp} \frac{s + \omega_\alpha}{s + \omega_\beta} \quad (5)$$

式中:  $k_{lp}$  为增益;  $\omega_\alpha$  和  $\omega_\beta$  为角频率。所提控制系统

中的虚拟阻抗可以实现对系统的控制,表示为

$$Z_v(s) = k_{pi} G_{lp}(s) e^{-1.5T_s s} \quad (6)$$

由式(6)可知,延迟的负面影响可以通过  $G_{lp}(s)$  进行校正。如果超前滞后滤波器引入足够的正相位,虚阻抗将在更宽的频率范围内保持其正的真实值,因此,临界频率将会扩大。

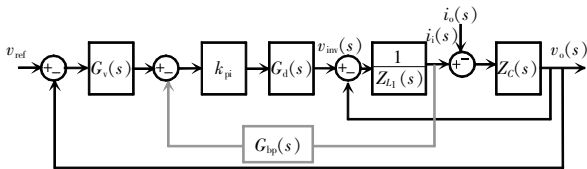


图 4 扩展  $f_{cr}$  的控制系统框图

Fig. 4 Block diagram of control system for expanding  $f_{cr}$

2.2 超前滞后滤波器参数的调整

利用式(6),可以得到虚拟阻抗在频域的真实部为

$$\text{Re}\{Z_v(j\omega)\} = \frac{k_{pv} k_{lp}}{\omega^2 + \omega_\beta^2} [(\omega_\alpha \omega_\beta + \omega^2) \cos(1.5\omega T_s) + \omega(\omega_\beta - \omega_\alpha) \sin(1.5\omega T_s)] \quad (7)$$

很明显,电流控制器增益  $k_{pi}$  和超前滞后滤波器增益  $k_p$  对虚拟阻抗的相位没有影响,只影响  $Z_v(s)$  的大小。因此,其必须被调谐,以便共振峰值减轻,并为控制系统提供足够的带宽。为避免噪声放大,  $\omega_\beta$  的设计应使  $G_{lp}(s)$  的量值保持在一个合理的高频范围内。为此,奈奎斯特频率可以被认为是上限,因为在数字控制系统中,由于采样效应,不应超过奈奎斯特频率,故选择  $\omega_s = 2\pi f_s$ ,  $f_s$  为采样频率。对于截止频率  $\omega_\alpha$ ,采用图形化设计方法进行调谐。图 5 为  $Z_v(j\omega)$  的真实部随  $\omega$  和  $\omega_\alpha$  的变化情况。

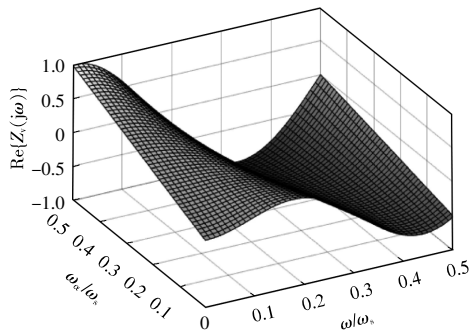


图 5  $Z_v(j\omega)$  的真实部随  $\omega_\alpha$  和  $\omega$  的变化

Fig. 5 Variations in real part of  $Z_v(j\omega)$  with  $\omega_\alpha$  and  $\omega$

选择  $\omega_\alpha$  的原则是使  $Z_v(j\omega)$  的实际值在该频率较宽的邻域内保持为正,以确保实际应用中的参数

公差不会影响稳定性。从图 5 可以看出,  $\omega_\alpha = 0.1\omega_s$  是明智的选择,使  $Z_v(j\omega)$  的真实值在频率高达 2 400 Hz 时为正,这意味着临界频率从  $f/6$  扩展到 2 400 Hz。超前滞后滤波器保持  $Z_v(j\omega)$  实部为正的最大频率约为 2 800 Hz,此时  $\omega_\alpha = 0$ 。对  $\omega_\alpha$  和  $\omega_\beta$  进行调整后,需要设计超前滞后滤波器的增益  $k_{lp}$ ,根据式(6),  $k_{lp}$  只影响  $Z_v(s)$  的大小,本文取  $k_{lp} = 20$ 。

2.3 电压和电流控制器的设计

对于外部电压控制,采用  $\alpha\beta$  坐标系下的积分谐振 IR 控制器代替传统 PR 控制器。IR 控制器可以在  $s$  域中表示,即

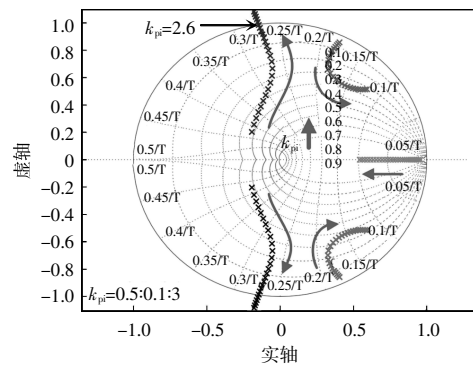
$$G_v(s) = \frac{k_{pv}}{s} + k_{rv} \frac{s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2} \quad (8)$$

式中:  $\frac{k_{pv}}{s}$  为控制器的积分部分;  $k_{rv} \frac{s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2}$  为控制器的谐振部分,用于消除基频稳态误差。IR 控制器在基频处的谐振部分应足够高,以减小稳态误差,因此,  $k_{rv} = 500$ 。为调整 IR 控制器的积分增益  $k_{pv}$  与内环成比例,保证稳定性,将 ZOH 变换应用于被控对象,得到系统环路增益  $T$  的离散形式为

$$T(z) = \frac{G_v(z) k_{pi} [1 - \cos(\omega_r T_s)] (z + 1)}{z[z^2 - 2z \cos(\omega_r T_s) + 1] + C\omega_c k_{pi} \sin(\omega_r T_s) (z - 1) G_{lp}(z)} \quad (9)$$

式中,  $\omega_r = 1/\sqrt{L_1 C}$ 。需要注意的是,式(9)中的电压控制器  $G_v(z)$  和超前滞后控制器  $G_{lp}(z)$  采用 Tustin 方法离散。

图 6 给出了 3 种典型  $k_{pv}$  值的闭环极点图。如图 6(a) 所示,  $k_{pv} = 500$  的极点在  $k_{pi} \geq 2.6$  时向单位圆



(a)  $k_{pv} = 500$

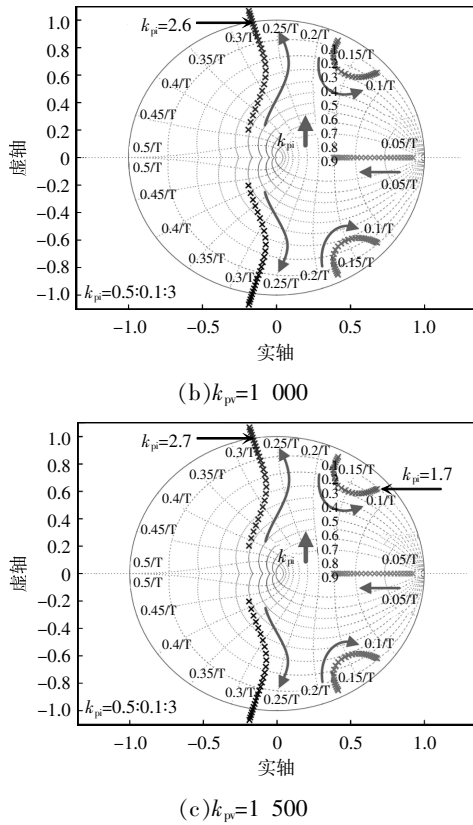


图 6 控制系统的闭环极点运动

Fig. 6 Movement of closed-loop poles in control system 外移动;当  $k_{pi}=1\ 000$  时,情况与图 6(b)相同。然而,在  $k_{pi}=1\ 500$  的情况下,闭环极点移动到单位圆外,  $k_{pi} \geq 1.7$ 。

### 3 基于输出电流前馈法的无源性增强

图 7 为电压型逆变器的等效戴维南电路。图中,  $Z_o(s)$  为逆变器输出阻抗,  $G_{cl}(s)$  为闭环控制系统的传递函数,即  $G_{cl}(s) = T(s)/[T(s)+1]$ 。逆变器输出阻抗  $Z_o(s)$  为

$$Z_o(s) = \left. \frac{v_o(s)}{-i_o(s)} \right|_{v_{in}=0} = \frac{sL_1 + k_{pi}G_{cl}(s)G_{lp}(s)}{s^2L_1C + 1 + sCk_{pi}G_{cl}(s)G_{lp}(s) + G_v(s)k_{pi}G_{cl}(s)} \quad (10)$$

基于无源稳定性准则,电压控制逆变器要保持其稳定性,必须满足 2 个约束条件<sup>[26]</sup>:①其闭环传递函数中应无 RHP 极点,即逆变器应内部稳定;②逆变器输出阻抗的实部必须为正,这意

味着在所有频率下,逆变器输出阻抗的相位必须在  $[-90^\circ, 90^\circ]$  的区间内。双环控制系统通过其固有的主动阻尼来减小逆变器非无源频率,然而,在共振频率附近的区域,  $Z_o(s)$  的相位可能仍然超过  $90^\circ$ 。如果电网阻抗与  $Z_o(s)$  在此区域相交,可能会使系统处于不稳定状态。这种情况可能发生在弱电网中,电网阻抗变化很大,或者在多并联系统中,逆变器之间的耦合效应会改变每个逆变器看到的电网阻抗。因此,本文采用基于无源性的稳定性来减轻  $Z_o(s)$  的非无源部分,并提供 1 个逆变器在非理想电网条件下可以稳定工作的条件。图 8 为无输出电流前馈回路的  $Z_o(s)$  伯德图。

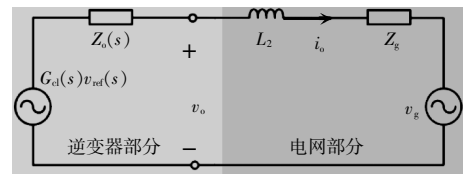


图 7 电压型逆变器的等效电路

Fig. 7 Equivalent circuit of voltage-controlled inverter

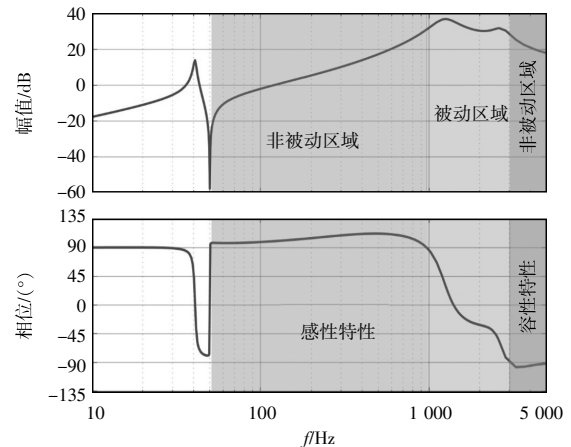


图 8 无输出电流前馈回路的  $Z_o(s)$  伯德图

Fig. 8 Bode diagram of  $Z_o(s)$  without the output current feedforward loop

由图 8 可以看出,  $Z_o(s)$  的相位超过  $\pm 90^\circ$  的范围很广。在大多数非被动区域,  $Z_o(s)$  具有感性特性,不会使系统不稳定,电网阻抗主要呈感性或阻感性,而  $Z_o(s)$  在高频下的容性特性可能会使系统不稳定。为了保证 2 个并联子系统的稳定运行,其输出阻抗必须在波德图相交于频率  $f_i$  处有 1 个正相位裕度,即其波德图在频率  $f_i$  处的交点处



### 4.1 $f_{cr}$ 的有效性验证

图 12 为有和无延迟补偿方法的控制系统环路增益伯德图,验证所提方法扩展临界频率的有效性。从图中可以看出,未使用延迟补偿,系统具有非最小相位行为,是不稳定的。事实上,这种情况下,滤波器电容和逆变器侧电感的谐振频率高于  $f_s/6$  ( $f_r=1\ 768\ \text{Hz}$ ),且虚拟阻抗的实部在谐振频率处变为负,从而引入了 RHP 极点。但由于  $f_{cr}$  在前文进行了扩展,通过在内部反馈路径上使用  $G_{ip}(s)$  控制器,系统可以稳定工作。

本文对采用和不采用延迟补偿方法进行了实验,逆变器与电网断开,逆变器输出电流为 0。图 13 为滤波电容电压,可以看出,采用延迟补偿方法后系统工作稳定,当延迟补偿停用时,变得不稳定。结果表明,采用传统的双环控制系统,谐振频率高于  $f_s/6$ ,即使在开路状态下,控制系统也不能稳定工作。实验结果与分析一致,证明控制器设计对扩展主动阻尼区域的有效性。

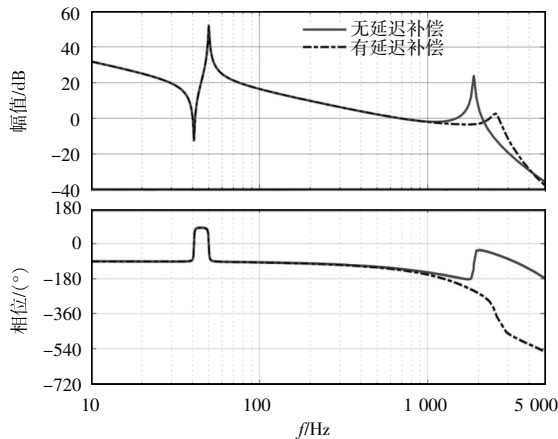


图 12 有、无延迟补偿控制系统的环路增益伯德图  
Fig. 12 Bode diagram of loop gain of the control system with and without delay compensation

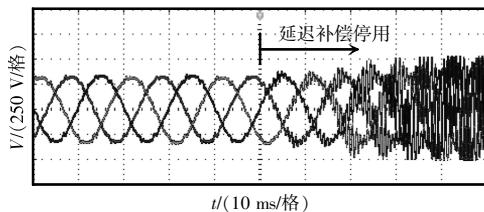


图 13 有、无延迟补偿方法时的滤波器电容开路电压  
Fig. 13 Filter capacitor voltage under open-circuit condition with and without the delay compensation method

### 4.2 基于输出电流前馈方法提高稳定性

上述实验结果表明虽然系统在理想电网状态下是稳定的,但是  $Z(s)$  的频率响应中存在非无源区域,可能会使逆变器在弱电网中不稳定。为了研究电压型逆变器的稳定性,可以将电网侧电感  $L_2$  视为电网阻抗的一部分,其总值  $L_t=L_2+L_g$  可作为基于阻抗的稳定性判据。图 14 为在  $L_g=0.5\ \text{mH}$  ( $L_t=1\ \text{mH}$ ) 和  $L_g=2.5\ \text{mH}$  ( $L_t=3\ \text{mH}$ ) 时逆变器输出阻抗的伯德图。

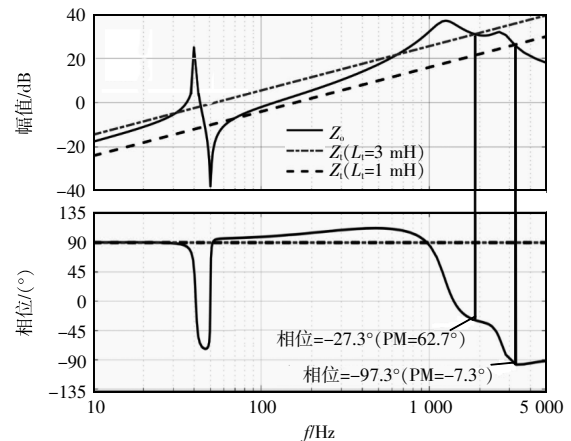


图 14 未采用输出电流前馈方法时  $Z_o$  和  $Z_t$  的伯德图  
Fig. 14 Bode diagram of  $Z_o$  and  $Z_t$  without the output current feedforward method

从图 14 中可以看出,当  $L_g=2.5\ \text{mH}$  时,电网阻抗与逆变器输出阻抗在无源区域相交,  $\text{PM}=62.7^\circ$ ,说明电网逆变器可以稳定工作,然而,当电网电感降低到  $0.5\ \text{mH}$  ( $L_t=1\ \text{mH}$ ) 时,在  $\text{PM}=-7.3^\circ$  的禁区内,  $Z_o(s)$  与  $Z_t$  对应的阻抗  $Z_t(s)$  相交,说明系统此时失去了稳定性。为了解决这一问题,可以采用输出电流前馈法,  $Z_o(s)$  和  $Z_t(s)$  相交处,逆变器的  $\text{PM}$  为正。图 15 为关闭输出电流环时的电网注入电流,当

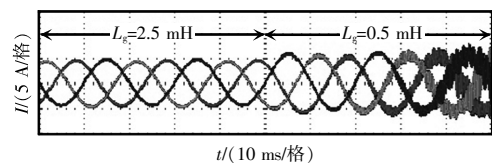


图 15 电网电感变化情况下未采用输出电流前馈法的三相注入电网电流  
Fig. 15 Three-phase injected current to grid without the output current feedforward method in the case of grid inductance variation

电网电感由 2.5 mH 变化到 0.5 mH 时,可以看出在  $L_g=2.5$  mH 时,电流是稳定的,当  $L_g$  减小时,变得不稳定。图 16 为所提输出电流前馈方法的实验波形,采用该方法,逆变器在不考虑电网阻抗变化的情况下保持稳定。

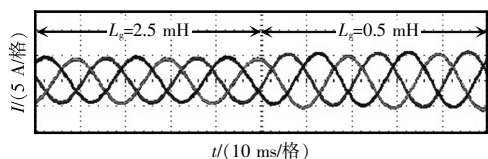


图 16 电网电感变化情况下,采用输出电流前馈法向电网注入三相电流

Fig. 16 Three-phase injected current to grid with the output current feedforward method in the case of grid inductance variation

### 4.3 并联逆变器的稳定性研究

图 17 为并联逆变器的等效电路。由图 17 可知,每个逆变器的等效电网阻抗  $Z_{g,eq}$  包括电网侧滤波器电感、电网阻抗及另一个并联逆变器的逆变器输出阻抗,则

$$Z_{g,eq}(s) = Z_g || [Z_o(s) + Z_{L_1}] + Z_{L_2} \quad (14)$$

式中,并联阻抗用“||”符号表示。

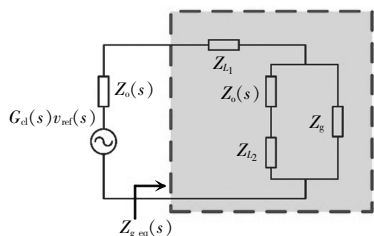


图 17 两并联逆变器的等效阻抗模型示意

Fig. 17 Schematic of equivalent impedance model for two paralleled inverters

图 18 为无输出电流前馈回路的  $Z_o, Z_t$  和  $Z_{g,eq}$  的伯德图,逆变器为  $L_1=L_2+L_g=1.5$  mH 的电网阻抗。如图 18 所示,系统在  $Z_o(s)$  和  $Z(s)$  交点处有正 PM (PM=4.99),这意味着单个逆变器可以稳定地并网。而当 2 个逆变器都接通时,系统在  $Z_o(s)$  和  $Z_{g,eq}(s)$  交点处有负相位裕度 (PM=-143.19),这意味着 2 个逆变器的并联是不稳定的。

为了验证所提方法的有效性,图 19 为输出电流前馈方法的伯德图,在 1 个或 2 个并联逆变器的情况

下,逆变器输出阻抗具有无源特性,PM 在交点处为正。

图 20 为没有输出电流前馈回路和电网注入总电流的实验结果。该实验过程中逆变器 1 向电网供电,逆变器 2 突然接入。

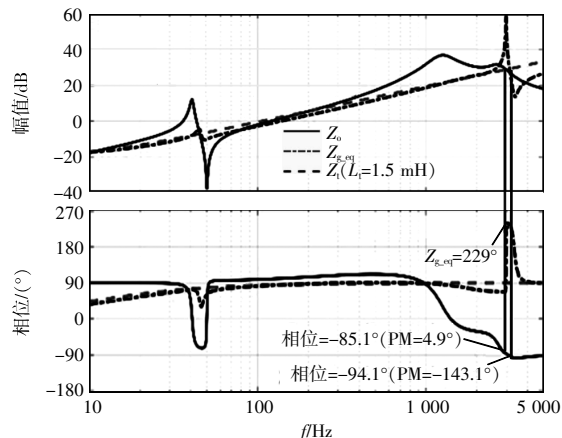


图 18 无输出电流前馈回路的  $Z_o, Z_t$  和  $Z_{g,eq}$  的伯德图  
Fig. 18 Bode diagram of  $Z_o, Z_t$  and  $Z_{g,eq}$  without the output current feedforward loop

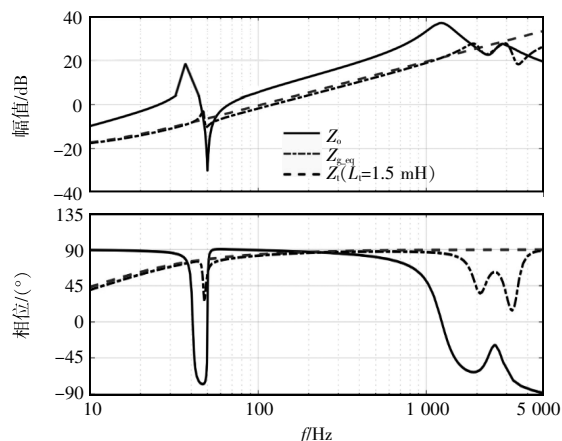


图 19 输出电流前馈回路下  $Z_o, Z_t$  和  $Z_{g,eq}$  的伯德图  
Fig. 19 Bode diagram of  $Z_o, Z_t$  and  $Z_{g,eq}$  with the output current feedforward loop

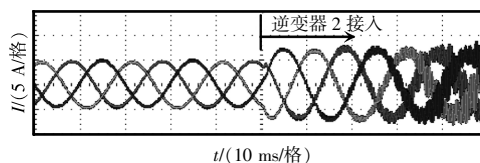


图 20 未采用输出电流前馈法的电网注入总电流  
Fig. 20 Total injected current to grid without the output current feedforward method

如图 20 所示,逆变器 1 单独并网时是稳定的,而连接第 2 逆变器后,由于等效电网电感发生变

化,逆变器输出阻抗在新的交点上具有非被动特性,使得2个逆变器变得不稳定。

图21为利用所提输出电流前馈方法再次进行上述实验的波形。很明显,由于无源控制器的设计,使逆变器输出阻抗的相位保持在无源区域内,即使在连接逆变器2后,系统仍然保持稳定。

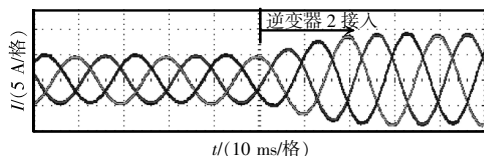


图21 输出电流前馈法注入电网的总电流

Fig. 21 Total injected current to grid with the output current feedforward method

## 5 结语

本文提出了1种适用于弱电网环境下并网微电网的新型双环电压控制方法,详细研究了传统控制系统中,控制延迟会导致1个负虚拟电阻,并引入RHP极点,这将使谐振发生在高于频率 $f_s/6$ 处。为了解决上述问题,首先将1个超前滞后滤波器增加到主动阻尼环中,以扩大临界频率;然后,利用前馈输出电流的方法,缓解非被动区域,使逆变器输出阻抗在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 范围内的相位达到奈奎斯特频率,可保证并网逆变器在电网阻抗变化和并联逆变器耦合效应的情况下稳定运行;最后,通过实例分析和实验结果验证了该控制系统的有效性。

### 参考文献:

[1] Nikkhajoei H, Lasseter R H. Distributed generation interface to the CERTS microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(3): 1598-1608.

[2] 黄伟, 孙昶辉, 吴子平, 等. 含分布式发电系统的微网技术研究综述[J]. 电网技术, 2009, 33(9): 14-18.  
Huang Wei, Sun Changhui, Wu Ziping, et al. A review on microgrid technology containing distributed generation system [J]. Power System Technology, 2009, 33(9): 14-18 (in Chinese).

[3] Liu Xiong, Wang Peng, Loh P C. A hybrid AC/DC microgrid and its coordination control [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2011, 2(2): 278-286.

[4] 黄旭程, 何志兴, 伍文华, 等. 交直流微电网中变换器级联系统稳定性分析与协同控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1432-1443.  
Huang Xucheng, He Zhixing, Wu Wenhua, et al. Stability analysis of converters cascade system in the hybrid AC/DC microgrid and coordinative control [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1432-1443 (in Chinese).

[5] 杨捷, 金新民, 杨晓亮, 等. 交直流混合微网功率控制技术综述[J]. 电网技术, 2017, 41(1): 29-39.  
Yang Jie, Jin Xinmin, Yang Xiaoliang, et al. Overview on power control technologies in hybrid AC-DC microgrid [J]. Power System Technology, 2017, 41(1): 29-39 (in Chinese).

[6] 贾利虎, 朱永强, 杜少飞, 等. 交直流微电网互联变流器控制策略[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(24): 98-104.  
Jia Lihu, Zhu Yongqiang, Du Shaofei, et al. Control strategy of interlinked converter for AC/DC microgrid [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(24): 98-104 (in Chinese).

[7] 杨向真, 李玉宁, 杜燕, 等. 交直流混合微电网多模式功率协调控制策略[J]. 高电压技术, 2021, 47(4): 1262-1274.  
Yang Xiangzhen, Li Yuning, Du Yan, et al. Multi-mode power coordination control strategy for AC/DC hybrid microgrid [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(4): 1262-1274 (in Chinese).

[8] Loh P C, Li Ding, Chai Yikang, et al. Autonomous operation of hybrid microgrid with AC and DC subgrids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2214-2223.

[9] Jin Chi, Loh P C, Wang Peng, et al. Autonomous operation of hybrid AC-DC microgrids [C]// 2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET). Kandy, Sri Lanka, 2010: 1-7.

[10] Loh P C, Li Ding, Chai Yikang, et al. Autonomous control of interlinking converter with energy storage in hybrid AC-DC microgrid [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(3): 1374-1382.

[11] 李峰, 秦文萍, 任春光, 等. 混合微电网交直流母线接口变换器虚拟同步电机控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3776-3788.  
Li Feng, Qin Wenping, Ren Chunguang, et al. Virtual synchronous motor control strategy for interfacing converter in hybrid AC/DC micro-grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3776-3788 (in Chinese).

- [12] 马艺玮, 杨苹, 王月武, 等. 微电网典型特征及关键技术[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(8): 168-175.  
Ma Yiwei, Yang Ping, Wang Yuewu, et al. Typical characteristics and key technologies of microgrid [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(8): 168-175 (in Chinese).
- [13] Yu Xiaoxiao, Khambadkone A M, Wang Huanhuan, et al. Control of parallel-connected power converters for low-voltage microgrid—part I: A hybrid control architecture [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (12): 2962-2970.
- [14] Guerrero J M, Berbel N, Matas J, et al. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters in microgrids using resistive output impedance [C]// IECON 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. Paris, France, 2006: 5149-5154.
- [15] 朱永强, 张泉, 刘康, 等. 交直流混合微电网分段协调控制策略[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(6): 52-58.  
Zhu Yongqiang, Zhang Quan, Liu Kang, et al. Segmented coordination control strategy for hybrid AC/DC microgrid [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(6): 52-58 (in Chinese).
- [16] Zhang Baifu, Cao Guodong, Ren Chunguang, et al. Autonomous control strategy of bidirectional AC/DC converter in low voltage hybrid microgrid [C]// 2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications(ICIEA). Siem Reap, Cambodia, 2017: 1564-1569.
- [17] Xiao Huagen, Luo An, Shuai Zhikang, et al. An improved control method for multiple bidirectional power converters in hybrid AC/DC microgrid [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2016, 7(1): 340-347.
- [18] Asiminoaei L, Teodorescu R, Blaabjerg F, et al. A digital controlled PV-inverter with grid impedance estimation for ENS detection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1480-1490.
- [19] Asiminoaei L, Teodorescu R, Blaabjerg F, et al. Implementation and test of an online embedded grid impedance estimation technique for PV inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(4): 1136-1144.
- [20] Liserre M, Blaabjerg F, Teodorescu R. Grid impedance detection via excitation of LCL filter resonance [C]// IEEE Industry Applications Conference, Fortieth IAS Annual Meeting. Hong Kong, China, 2005: 910-916.
- [21] Liserre M, Blaabjerg F, Teodorescu R. Grid impedance estimation via excitation of LCL filter resonance [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(5): 1401-1407.
- [21] Gh M J B, Ghzaïel W, Slama-Belkhdja I, et al. Online detection and estimation of grid impedance variation for distributed power generation [C]// 2012 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference. Yasmine Hammamet, Tunisia, 2012: 555-560.
- [23] Ciobotaru M, Teodorescu R, Rodriguez P, et al. Online grid impedance estimation for single-phase gridconnected systems using PQ variations [C]// 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Orlando, USA, 2007: 2306-2312.
- [24] Timbus A V, Rodriguez P, Teodorescu R, et al. Line impedance estimation using active and reactive power variations [C]// 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Orlando, USA, 2007: 1273-1279.
- [25] Wang Xiongfei, Loh P C, Blaabjerg F. Stability analysis and controller synthesis for single-loop voltage-controlled VSIs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (9): 7394-7404.
- [26] Bai Haofeng, Wang Xiongfei, Loh P C, et al. Passivity enhancement of grid-tied converters by series LC-filtered active damper [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 369-379.

#### 作者简介:

陈丽(1991—),女,通信作者,硕士研究生,工程师。研究方向:微电网控制。E-mail:huzi37812@163.com。

周永博(1990—),男,硕士研究生,工程师。研究方向:电力信息化技术。E-mail:lxt6856@163.com。

李瑞琪(1992—),男,硕士研究生,工程师。研究方向:微电网协调控制。E-mail:1585521250@qq.com。

卫祥(1983—),男,硕士研究生,高级工程师。研究方向:微电网控制。E-mail:308310756@qq.com。

袁昊(1981—),男,硕士研究生,高级工程师。研究方向:电力信息技术。E-mail:2311269650@qq.com。



陈丽