

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230262

基于改进线性二次调节器的微电网运行模式 无缝切换控制策略

孙佳航¹, 黄景光¹, 徐慧鑫¹, 陈勇¹, 张霞¹, 王楷杰²

(1. 三峡大学电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002; 2. 强电磁工程与新技术国家重点实验室
(华中科技大学), 湖北 武汉 430074)

摘要: 微电网的主要特点之一是能够在并网模式和孤岛模式下运行, 进行微电网运行模式之间的切换可能导致电压和频率的显著波动, 严重时威胁到整个系统的稳定性。无缝切换控制策略是保证微电网稳定可靠运行的关键, 为解决传统无缝切换控制策略易受干扰影响和动态稳定性差的问题, 提出了一种基于改进线性二次调节器的微电网运行模式无缝切换控制策略, 该策略包括并网-孤岛平滑调节器和孤岛-并网平滑调节器。并网-孤岛平滑调节器通过对传统电压控制环的改进, 可以为系统提供更多的阻尼并补偿逆变器输出处的瞬态电压降, 从而改善系统动态性能。同时, 通过对传统下垂控制策略的改进, 可以根据系统有功功率的变化来调整其下垂系数, 在受干扰的情况下能够将频率偏差降低到期望的水平。孤岛-并网平滑调节器考虑内部控制回路和 PLL 动态的情况下, 根据并网控制策略下的状态空间模型对传统电流控制回路进行了改进, 可以保证 PCC 两侧电压的同步性和微电网频率的稳定性。最后, 对所提出的控制策略进行了小信号分析, 同时研究了孤岛检测算法对控制策略的潜在影响, 突出了所提策略的鲁棒性, 并验证了所提控制策略能够平滑稳定地实现微电网运行模式间的切换。

关键词: 并网模式; 孤岛模式; 微电网; 线性二次调节器; 平滑过渡

Seamless switching control strategy for microgrid operation mode based on an improved linear secondary regulator

SUN Jiahang¹, HUANG Jingguang¹, XU Huixin¹, CHEN Yong¹, ZHANG Xia¹, WANG Kaijie²

(1. College of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;
2. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology
(Huazhong University of Science and Technology), Wuhan 430074, China)

Abstract: One of the main features of microgrids is their ability to operate in both grid-connected and islanded modes. Switching between microgrid operating modes can lead to significant voltage and frequency fluctuations, which can seriously threaten the stability of the entire system. Seamless switching control strategy is the key to ensuring stable and reliable operation of a microgrid. To solve the problems that traditional seamless switching control strategy is susceptible to interference and poor dynamic stability, a strategy based on an improved linear secondary regulator is proposed, one which includes grid-islanding and islanding-gridding smoothing regulators. The grid-islanding smoothing regulator improves the system dynamic performance by providing more damping and compensating for transient voltage drops at the inverter output through an improvement to the traditional voltage control loop. Also, by improving on the traditional sag control strategy, it can adjust its sag coefficient according to changes in the active power of the system and is able to reduce the frequency deviation to the desired level in the presence of disturbances. The islanding-grid smoothing regulator considers the internal control loop and PLL dynamics and improves the traditional current control loop according to the state space model under the grid-connected control strategy. This can ensure the synchronisation of the voltages on both sides of the PCC and the stability of the microgrid frequency. Finally, a small-signal analysis of the proposed control strategy is carried out, and the potential impact of the islanding detection algorithm on the control strategy is investigated, highlighting the robustness of the proposed strategy and verifying that the proposed control strategy can achieve smooth and stable switching between microgrid operation modes.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52107095).

Key words: grid-connected mode; islanding mode; microgrid; linear quadratic regulator; smooth transition

基金项目: 国家自然科学基金项目资助 (52107095)

0 引言

微电网(microgrid, MG)作为一个小型电力系统,可以在并网(grid connected, GC)和孤岛(islanding, IS)模式下运行^[1-4]。在每种运行模式下,微电网中的分布式能源(distributed energy resource, DER)都可以使用不同的策略进行控制,基于电力电子逆变器的DER通常是MG的主要部分。在并网模式下,MG的电压和频率由上游电网决定,DER通常使用电流控制器将预定量的有功/无功功率注入电网^[5];在孤岛模式下,通常采用下垂控制策略,其中负载所要求的总有功/无功功率在DG之间实现共享,而电压和频率则控制在规定范围内^[6-7]。但随着MG的操作模式改变,DER的电流/电压控制器和下垂控制器之间会发生切换,这可能导致系统的功率/频率和电压/电流的波动。此外,MG运行模式的变化可能会导致系统平衡点的变化,从而导致系统波动^[8-9]。在MG中,模式的转换有两种情况:IS到GC模式和GC到IS模式。前一种情况对应于同步程序,其中公共耦合点处的电压必须遵循主电网;后一种情况可能是计划或非计划的。在计划孤岛中,可以通过重新调整MG操作点来控制过渡稳定性^[10]。在突发的非计划性孤岛情况下,控制系统没有足够的时间做出适当的反应,重新调整DER的操作点也不是一个可行的解决方案,MG的频率和电压幅度将受到较大干扰,并可能危及系统稳定性。无论是哪种情况下的模式切换,若不能有效抑制过渡期间的干扰,MG的稳定性则可能会遭受到致命的威胁。

MG的稳定性和鲁棒性取决于DER的性能。大多数控制器基于非线性控制理论,例如,文献[11]基于Lyapunov的方法提出了一种非线性MG稳定器,开发了一个增强的逆变器模型,并通过自适应反步技术设计MG稳定器,以保证MG系统在孤岛、电网重联、负载功率变化大等突发恶劣瞬变下的稳定性和高控制性能。文献[12]基于模型预测控制的方法开发了一种预测控制器,能够实现并网模式下的直接解耦功率控制和孤岛模式下的负载电压调节。上述方法通常需要系统和DER动态行为的精确模型,但这些控制器具有复杂的结构和较大的计算量,在实践中不容易实现。相反,线性控制策略提供了简单结构、低计算负担,并且在设计和实现方面非常方便^[13-14]。由于使用了物理变量的反馈或前馈,线性控制策略对控制器性能有更好的理解。上述类型的控制器必须能够在两种模式下操作,而且能够在它们之间实现无缝转换,这种模式之间的过渡应在干扰出现或消除后的时间内平稳进行。在微

电网模式切换时的暂态过渡过程中(即从IS切换到GC,或从GC切换到IS的暂态过程),可能存在以下问题:1)由于模式之间的切换,系统频率波动加剧,这会对DER的功率角造成干扰,甚至威胁MG稳定性;2)由于模式之间的切换,DER中的输出电压和电流偏差加剧。为了最小化暂态过渡过程中干扰的影响,保证无缝切换,文献[15]提出了具有电压回路和电流回路两个级联回路的间接电流控制,以确保运行模式之间的无缝转换,文献[16]针对多模式切换控制开发了基于线性二次调节器(linear quadratic regulator, LQR)的控制策略,MG的无扰动传输由两个独立的补偿器提供。但在模式切换期间,GC模式下的锁相环(phase-locked loop, PLL)和IS模式下的电压控制环的动态偏差未被处理。为了更好地抑制多控制模式之间切换所产生的干扰,文献[17-18]使用了鲁棒控制技术,利用一组卡尔曼滤波器来估计输出信号,该方法的性能取决于卡尔曼滤波器的设计,这些技术具有非常复杂的设计过程,并且由于其非线性时变特性而在实际应用中难以实现。文献[19]提出了一种基于自适应下垂的功率控制器的改进型电压控制器,以促进平滑孤岛过渡。文献[20]提出了一种基于内部模型控制的自适应控制结构,虽然所提出的控制器通过实验结果得到了验证,但模型必须与设备精确匹配才能够获得准确的设计和性能,有一定的局限性。

在已经切换到GC模式(或IS模式),但尚未达到新稳态的阶段,功率角和频率可能会受到大幅度波动的影响。为了平稳过渡到新的稳态,需要提高阻尼比。为了减少MG过渡期间的频率偏差,虚拟惯性是一个很好的解决方案。虚拟同步发电机(virtual synchronous generator, VSG)和下垂控制是实现虚拟惯性的两种方法^[21-22]。尽管在某些情况下,VSG控制的小信号模型等效于下垂控制,但它们的动态性能并不完全相同。文献[23]表明VSG比下垂控制具有更大的惯性,但VSG的输出有功功率比下垂控制更具振荡性,当调速器延迟被添加到VSG控制时,振荡将会被放大。由于下垂控制在微电网中的应用越来越广泛,这种方法能够在过渡模式产生和VSG相同的惯性响应。根据文献[24]分析可知,如果根据系统要求正确设计了下垂控制中的参数,则逆变器的动态性能甚至优于VSG。尽管文献[25]在下垂机制中通过增加一个导数项改善了DER之间的功率共享,但为了将虚拟惯性考虑进下垂控制当中,仍需要对现有的下垂控制方法进行改进。

综上所述,为了避免非线性技术的复杂性并且实现微电网两种模式之间的平滑过渡、DER之间的

适当负载分配以及系统稳定性的提升, 本文提出了一种具有改进动态性能的线性控制策略。在微电网从并网向孤岛模式过渡时, 提出了一种改进的线性电压控制策略和改进的下垂控制机制; 在微电网从孤岛模式重新连接至电网时, 提出了一种改进的电流控制策略。为了深入研究所提策略的性能, 通过测试 MG 在各种负载下的小信号模型进行了稳定性分析, 并验证了孤岛检测算法对两类平滑控制的潜在影响, 以表明所提策略的鲁棒性。

1 微电网配置及控制结构

图 1 显示了带有 3 个基于逆变器的 DER 的 MG 总体方案。假设忽略了 DER 原动机的动态特性, 由直流电压源(V_{dc})表示。MG 通过 5 kVA 电力变压器连接到上游电网。断路器将因上游电网中的故障事件等干扰而断开。系统中的所有 DER 都是电压源逆变器(voltage source inverter, VSI)。基于逆变器的 DER 的常规控制结构如图 2 所示, 其中 DER 可以在并网或孤岛控制模式中运行。一旦接收到模式转换命令, 控制器就切换到另一种操作模式。

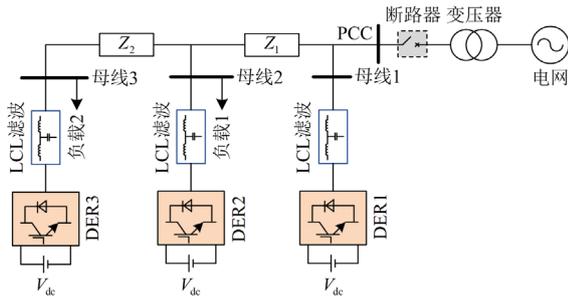


图 1 微电网配置示意图
Fig. 1 Schematic of a MG

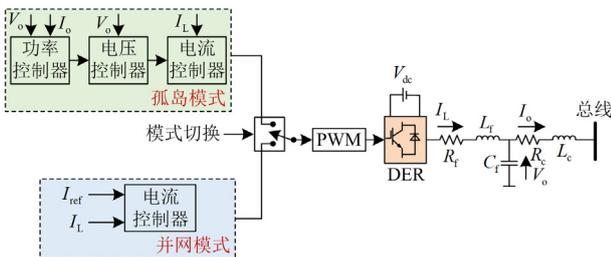


图 2 基于逆变器的 DER 的常规控制结构
Fig. 2 Structure of the conventional control for a converter-based DER

1.1 并网模式

在并网模式下, DER 通常在电流控制器的控制下运行, 传统的电流控制器结构是分别在 dq 或 $\alpha\beta$ 参考框架中基于 PI 或 PR 控制器实现的。图 3 显示了在 dq 参考框架中考虑 PWM 延迟和物理滤波器的

电流控制回路框图。通过解耦方法, 该模型可以近似简化为两个相同的 SISO 系统。因此, 在以下分析中忽略下标 d 和 q 。系统(包括控制部分和物理设备)的闭环传递函数 I_L 推导^[26]为

$$I_L = \frac{G_i(s)G_{pwm}(s)C_f s}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + G_i(s)G_{pwm}(s)C_f s + 1 - G_{pwm}(s)} I_{ref} - \frac{G_{pwm}(s) - 1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + G_i(s)G_{pwm}(s)C_f s + 1 - G_{pwm}(s)} I_o \quad (1)$$

式中: L_f 、 C_f 和 R_f 为滤波器的参数; I_{ref} 为电流参考值; $G_{pwm}(s)$ 是 PWM 延迟传递函数; $G_i(s)$ 为一个简单的 PI 控制^[27], $i = a, b, c$; I_o 为系统等效电流。

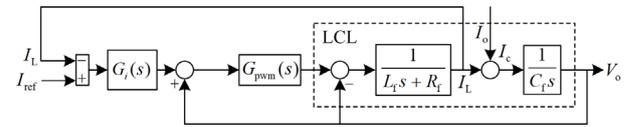


图 3 常规电流控制结构的框图

Fig. 3 Block diagram of the conventional current control structure

根据式(1)并在滤波器的电容器节点使用 KCL, 可以得到并网模式中逆变器的诺顿等效电流为

$$I_o = \underbrace{G_i(s)I_{ref}}_{I_{DER}} - Y_o V_o \quad (2)$$

式中: Y_o 为线路对地等效导纳; I_{DER} 为 DER 的等效电流; V_o 为输出电压。

如图 4(a)所示, 在该操作模式下, 可以通过等效电路对 DER 进行建模。等效电路由与导纳 Y_o 并联的恒流源表示。 Y_2 是逆变器输出端与其本地总线之间的线路导纳。

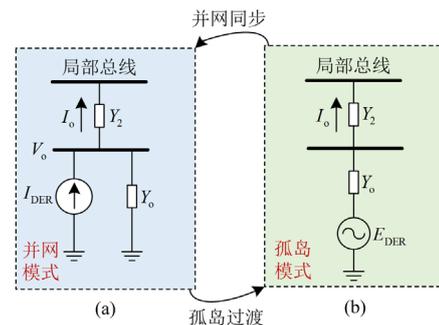


图 4 两种模式控制策略中的 DER 等效电路

Fig. 4 DER equivalent circuits of control strategy in two modes

1.2 孤岛模式

并网模式的控制策略通常基于级联回路^[28], 包括功率控制器、电压控制器和电流控制器。功率控制器是一种传统的下垂控制, 它提供内部回路的电压幅值和相位的参考。传统的下垂机制可以表示为

$$\begin{cases} \omega = \omega^* - m(P - P^*) \\ E = E^* - n(Q - Q^*) \end{cases} \quad (3)$$

式中: ω 为逆变器角频率; ω^* 为参考角频率; E 为输出电压幅值; E^* 为参考电压幅值; P 和 Q 分别为通过具有小截止频率 (ω_c) 的低通滤波器所测量的有功和无功功率输出; P^* 和 Q^* 分别为有功和无功功率的参考值; m 和 n 均是下垂系数。

具有输出电压和电感器电流反馈以及虚拟阻抗的传统孤岛模式控制框图如图 5 所示。传统孤岛控制的闭环传递函数由式(4)表示。

$$V_o = \frac{G_v(s)G_i(s)G_{pwm}(s)}{\begin{bmatrix} L_f C_f s^2 + R_f C_f s + \\ G_i(s)G_{pwm}(s)(G_v(s) + C_f s) + \\ 1 - G_{pwm}(s) \end{bmatrix}} V_{ref} - \frac{L_f s + R_f + G_i(s)G_{pwm}(s)(G_v(s)Z_v(s) + 1)}{\begin{bmatrix} L_f C_f s^2 + R_f C_f s + \\ G_i(s)G_{pwm}(s)(G_v(s) + C_f s) + 1 - G_{pwm}(s) \end{bmatrix}} I_o \quad (4)$$

式中: $G_v(s)$ 为电压控制器的传递函数; V_{ref} 为参考电压。输出电压 V_o 可以用传统孤岛控制策略的闭环传递函数 $G_{conv}(s)$ 表示为

$$V_o = \underbrace{G_{conv}(s)}_{E_{DER}} V_{ref} - Z_o^{conv} I_o \quad (5)$$

其中

$$\begin{cases} G_{conv}(s) = \frac{G_v(s)G_i(s)G_{pwm}(s)}{\begin{bmatrix} L_f C_f s^2 + R_f C_f s + \\ G_i(s)G_{pwm}(s)(G_v(s) + C_f s) + \\ 1 - G_{pwm}(s) \end{bmatrix}} \\ Z_o^{conv}(s) = \frac{L_f s + R_f + G_i(s)G_{pwm}(s)(G_v(s)Z_v(s) + 1)}{\begin{bmatrix} L_f C_f s^2 + R_f C_f s + \\ G_i(s)G_{pwm}(s)(G_v(s) + C_f s) + \\ 1 - G_{pwm}(s) \end{bmatrix}} \end{cases} \quad (6)$$

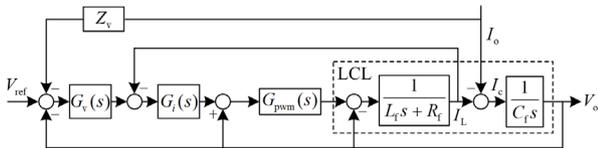


图 5 传统孤岛控制框图

Fig. 5 Block diagram of traditional island control

可以通过虚拟阻抗 Z_v 对输出阻抗 Z_o^{conv} 进行整形, 以实现不同的目标, 如功率共享等。根据式(5)可知, DER 可以通过戴维南等效电路来建模, 图 4(b)

显示了孤岛控制策略中 DER 的等效电路由和阻抗 Z_o 串联的电压源表示。

1.3 模式切换

与计划孤岛相反, 在非计划孤岛的情况下, 不可能立即调整 DER 控制器设定点或其操作点。在这种情况下, 由于电力电子转换器的低惯性, DER 的电压和电流输出可能会出现较大的偏差。因此, 孤岛模式下的控制器必须能够抵抗大的偏差, 并将稳态条件保持在规定的范围内。

图 6 显示了 MG 从并网模式到孤岛模式的过渡过程。假设 MG 在并网模式下运行, 在 $t = T_1$ 时, 断路器因非计划孤岛而断开, 孤岛检测算法可在几个电源周期内确认孤岛情况; 在 $t = T_2$ 时, 发出模式转换信号(切换到孤岛控制策略)。DER 在时间间隔 T_1 至 T_2 内继续以并网控制策略运行。

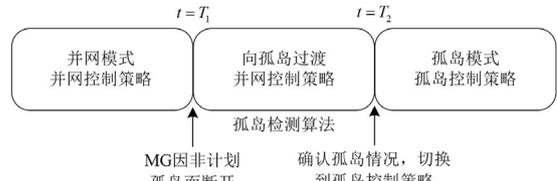


图 6 并网向孤岛过渡的时间过程

Fig. 6 Time procedure during transition from grid-connected mode to islanding mode

由孤岛模式向并网模式切换时, 过渡过程采用第 3 节中的并网连接控制策略, 该过程除了需要保证微电网和控制器的稳定性以及扰动的抑制外, 还需要保证 PCC 两侧的电压保持同步, 且满足同步标准。这要求并网控制策略中必须要考虑 PLL 对电压相位的影响以及并网控制策略下状态空间模型对电压幅值的影响。

2 并网-孤岛平滑调节器

在本节中, 为了使 DER 在因非计划孤岛从 GC 模式过渡到 IS 模式时能够具有良好的性能, 提出了改进的电压和下垂控制策略。

2.1 改进电压控制

图 7 显示了基于逆变器的 DER 控制策略的结构, 平滑过渡补偿器以电容器电流 I_c 和输出电流 I_o 作为输入, 输出信号由两个不同的传递函数生成然后叠加至电压控制器。具有平滑过渡补偿器的电压控制器称为改进电压控制器。

在模式过渡情况下产生偏差的大小和持续时间取决于控制器的性能。为了将偏差的幅度和持续时间强制控制在可接受的范围内, 电压控制器必须提供更多的阻尼。通过将电容器电流反馈添加到图 2

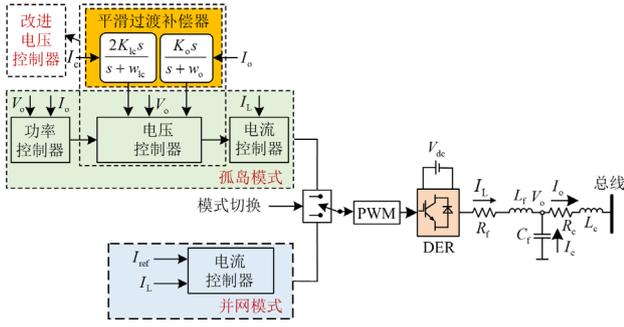


图 7 基于改进电压控制器的 DER 控制策略

Fig. 7 DER control strategy based on an improved voltage controller

中的电压回路, 新的参考电压可以计算为

$$V_{ref}^* = V_{ref} - \lambda G_{Ic}(s)I_c \quad (7)$$

式中: I_c 为电容器电流; λ 为控制器微分增益; $G_{Ic}(s)$ 是高通滤波器, 如式(8)所示。

$$G_{Ic}(s) = \frac{2K_{Ic}s}{s + w_{Ic}} \quad (8)$$

式中: K_{Ic} 为控制增益; w_{Ic} 为截止频率。

使用该反馈方法, 图 5 中的孤岛控制策略被改

进为图 8。根据式(5)和式(7)可以将输出电压($V_o - V_{ref}$) 的闭环传递函数写为

$$V_o = G_{conv}(s)V_{ref}^* = G_{conv}(s) \left(V_{ref} - \frac{1}{2}G_{Ic}(s)I_c \right) \quad (9)$$

由于 $I_c = C_f s V_o$, 闭环传递函数的最终形式如式(10)所示。

$$V_o = \frac{\lambda G_{conv}(s)}{1 + 2G_{conv}(s)G_{Ic}(s)C_f s} V_{ref} = G_{proposed}(s)V_{ref} \quad (10)$$

式中, $G_{proposed}(s)$ 为最终形式的电压传递函数。

为了减少输出电流对输出电压的干扰影响, 将输出电流的前馈添加到所提的电压控制策略中, 作为电流控制器的输入(见图 8)。因此, 可以得到新的电流控制器参考值, 如式(11)所示。

$$I_{ref}^* = I_{ref}^v + \lambda G_o(s)I_o \quad (11)$$

式中: I_{ref}^* 为新的电流控制器参考值; I_{ref}^v 为并网-孤岛平滑调节器的电流参考值; $G_o(s)$ 为高通滤波器传递函数, 如式(12)所示。

$$G_o(s) = \frac{K_o s}{s + w_o} \quad (12)$$

式中: K_o 是增益; w_o 是截止频率。

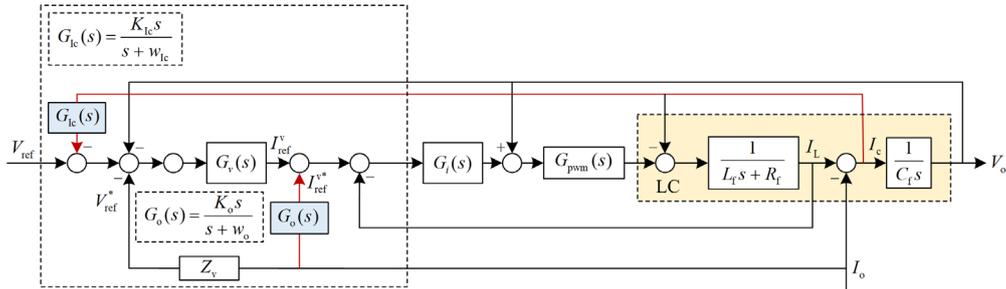


图 8 孤岛模式下改进电压控制器的控制策略框图

Fig. 8 Block diagram of the proposed control strategy with modified voltage controller in islanding mode

通过施加前馈电流, 式(6)中的闭环传递函数改进为式(3)所示。

$$Z_o = Z_o^{conv} - G_i(s)G_{pwm}(s)G_o(s) \quad (13)$$

式中, Z_o 为输出阻抗。

通过考虑图 8 中的电容器电流反馈, 所提出的控制策略的等效输出阻抗 $Z_o^{proposed}$ 可以表示如式(14)所示。

$$Z_o^{proposed} = \frac{\begin{bmatrix} L_f s + R_f + \\ G_i(s)G_{pwm}(s)(1 + G_v(s)Z_v - G_o(s)) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} L_f C_f s^2 + R_f C_f s + \\ G_i(s)G_{pwm}(s)(G_v(s) + G_v(s)G_{Ic}(s)C_f s + C_f s) + \\ 1 - G_{pwm}(s) \end{bmatrix}} \quad (14)$$

最后, 根据图 8, 修改后的电压控制器的闭环传递函数可以表示为

$$\begin{cases} G_{proposed}(s) = \frac{G_v(s)G_i(s)G_{pwm}(s)}{\Delta} \\ Z_o^{proposed} = \frac{\begin{bmatrix} L_f s + R_f + \\ G_i(s)G_{pwm}(s)(1 + G_v(s)Z_v - G_o(s)) \end{bmatrix}}{\Delta} \end{cases} \quad (15)$$

其中

$$\Delta = L_f C_f s^2 + R_f C_f s + G_i(s)G_{pwm}(s) \times [G_v(s) + G_v(s)G_{Ic}(s)C_f s + C_f s] + 1 - G_{pwm}(s) \quad (16)$$

2.2 改进下垂控制

如上所述, 两个控制器之间在进行切换时, 输

出电压相位变化或跃变将增加输出电压和电流偏差。如图 12 所示, 内环(电流控制器和电压控制器)的闭环传递函数在宽频率范围内具有单位增益和零相移。因此, DER 的输出电压相位和幅值可以通过基于本节中下垂机制的功率控制器近似地确定。下垂控制产生的输出参考电压可以表示为

$$V_{\text{ref}} = \zeta E \sin(\omega^* t + \varphi - \varphi') \quad (17)$$

式中: E 为输出电压幅值; ζ 为改进下垂控制系数; ω^* 为参考角频率; φ 为式(5)中生成的相位; φ' 为零相移偏差。

在并网-孤岛的模式转换或负载切换过程中的相位偏差可能会影响 MG 稳定性。为了解决这个问题, 将传统的频率下垂控制重新调整为

$$P - P^* = \frac{1}{m}(\omega - \omega^*) + \frac{T_{\text{wc}}}{m} s \omega \quad (18)$$

式中: T_{wc} 是下垂控制中低通滤波器的时间常数; T_{wc}/m 和 $1/m$ 分别为等效惯性矩和阻尼系数。系统惯性将通过减小 m 而增加, 这可以强制使相位偏差保持在一个较低的水平上。因此, 提出了一种改进的下垂控制来适当调整其系数。改进的下垂控制的一般形式如式(19)所示。

$$\omega = \omega^* - \frac{1}{\sigma} f_i \left(m, P, \frac{dP}{dt} \right) \quad (19)$$

其中

$$f_i \left(m, P, \frac{dP}{dt} \right) = m e^{-\gamma \left| \frac{dP}{dt} \right|} P - \beta_m \frac{dP}{dt} \quad (20)$$

非线性项 导数项

Q-E 下垂控制方程为

$$E = \zeta E^* - nQ - \beta_n \frac{dQ}{dt} \quad (21)$$

式中: σ 为改进 Q-E 下垂控制系数; β_m 、 β_n 均为导数系数; γ 为指数系数; E^* 为期望的电压值。

在稳定状态下, dP/dt 将等于零, 本文所提出的下垂控制与传统下垂控制的行为一致。在非计划孤岛过渡状态下, 通常会引入一个死区, 以防止系统微小变化对 dP/dt 产生影响。

2.3 小信号分析

所提出的控制策略参数必须保证 MG 的稳定性。为了评估改进下垂控制的稳定性, 在本节进行小信号分析。通过电抗连接到电网的 DER 的功率注入可以表示为

$$P = \frac{EV}{X} \sin \varphi \quad (22)$$

$$Q = \frac{EV}{X} \cos \varphi - \frac{V^2}{X} \quad (23)$$

通过围绕特定操作点对式(22)和式(23)进行线性化处理, 可以得到

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \frac{w_c}{s + w_c} \frac{V}{X} \begin{bmatrix} \sin \Phi & E \cos \Phi \\ \cos \Phi & -E \sin \Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E \\ \Delta \varphi \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中: ΔP 、 ΔQ 、 ΔE 和 $\Delta \varphi$ 为操作点周围的小扰动; E 、 V 和 Φ 为操作点变量; X 为输出电抗。假设 $e^\alpha \approx (1 + \alpha)$, 所提下垂控制的线性模型推导如式(25)所示。

$$\omega = \omega^* - m \left(1 - \beta \frac{dP}{dt} \right) P - m_d \frac{dP}{dt} \quad (25)$$

通过在平衡点周围对上述方程进行扰动, 并假设 $(\Delta P)^2 \approx 0$, 式(25)和式(21)的拉普拉斯形式为

$$\Delta \omega = \Delta \omega^* + (-m + \beta m P_0 s - m_d s) \Delta P \quad (26)$$

$$\Delta E = \Delta E^* - n \Delta Q - n_d s \Delta Q \quad (27)$$

式中: β 为综合导数系数; P_0 为平衡点处的有功功率; m_d 为发电机的无功功率导纳; n_d 为负载的功率导纳。

通过式(24)、式(26)和式(27), 小信号模型变为式(28)一式(29)。

$$s \Delta \varphi = \Delta \omega = (-m + \beta m P_0 s - m_d s) \times \frac{w_c}{w_c + s} \frac{V}{X} (\sin \varphi \Delta E + E \cos \varphi \Delta \varphi) \quad (28)$$

$$\Delta E = -(n + n_d s) \frac{w_c}{w_c + s} \frac{V}{X} (\cos \varphi \Delta E - E \sin \varphi \Delta \varphi) \quad (29)$$

式中, w_c 为控制系统中的截止频率。

将式(29)代入式(28)中, 可得

$$s \Delta \varphi = (-m + m \beta P_0 s - m_d s) \times \frac{w_c}{w_c + s} \frac{V}{X} \times \left[\frac{(n + n_d s) w_c \frac{V}{X} E \sin \varphi}{\left(w_c + s + w_c (n + n_d s) \frac{V}{X} \cos \varphi \right)} \Delta \varphi + E \cos \varphi \Delta \varphi \right] \quad (30)$$

最后, 特征方程计算为

$$s^3 + As^2 + Bs + C = 0 \quad (31)$$

$$A = \frac{w_c}{X_d} \left[m_d E V \left(w_c n_d \frac{V}{X} + \cos \varphi \right) + V E \beta m P_0 \left(w_c n_d \frac{V}{X} + \cos \varphi \right) \right] \quad (32)$$

$$B = \frac{w_c}{X_d} \begin{bmatrix} Xw_c + mw_c \frac{V}{X} \cos \varphi + mEV \cos \varphi + \\ mn_d w_c \frac{V}{X} + \dots + m_d EV w_c \left(n \frac{V}{X} + \cos \varphi \right) + \\ VE \beta m P_0 w_c \left(n \frac{V}{X} + \cos \varphi \right) \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$C = w_c^2 \frac{V}{X_d} mE \left(n \frac{V}{X} + \cos \varphi \right) \quad (34)$$

式中, $X_d \triangleq X + n_d w_c V \cos \varphi$ 。

根据表 1 中提供的特征方程和参数, 不同 m 和 γ 值下系统的根轨迹如图 9 所示。图 9(a) 中参数为: $\gamma = 0$ 、 10^{-2} 和 10^{-1} , $\beta_m = 7.5 \times 10^{-7}$, $10^{-6} \leq m \leq 30 \times 10^{-5}$ 。可以看出, 当 γ 增加时, 复数特征值(λ_2, λ_3) 由于有较大的实部而向实轴移动, 这意味着系统将具有更大的阻尼。不同 β_m 和 γ 值的系统根轨迹如图 9(b) 所示, 其中: $\gamma = 0$ 、 10^{-2} 和 10^{-1} , $m = 30 \times 10^{-5}$, $10^{-7} \leq \beta_m \leq 10^{-6}$ 。随着 β_m 和 γ 的增加, 采用了更大的实部和更小的虚部, 从而提高了系统的动态性能。

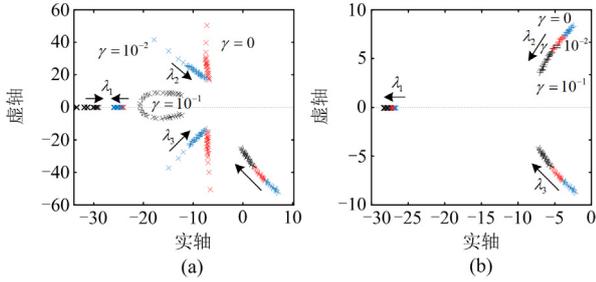


图 9 本文所提方法的系统根轨迹

Fig. 9 Root loci of the system considering the proposed solution

值得一提的是, 动态负载(如电机)会影响系统的动态特性。这些动态性能可以在小信号稳定性分析中建模为恒定功率负载(constant power load, CPL)^[29]。在文献[29]中可以找到带有负载的 MG 完整小信号模型。为了评估所提出的控制器在动态负载下的有效性, 开发了测试 MG 的小信号模型。测试 MG 的完整小信号模型可描述如式(35)所示。

$$\begin{bmatrix} \Delta x'_{INV} \\ \Delta i'_{lineDQ} \\ \Delta i'_{loadDQ} \end{bmatrix} = A_{MG} \begin{bmatrix} \Delta x_{INV} \\ \Delta i_{lineDQ} \\ \Delta i_{loadDQ} \end{bmatrix} \quad (35)$$

式中: Δx_{INV} 表示逆变器状态变量的变化值; Δi_{lineDQ} 和 Δi_{loadDQ} 分别表示微电网电流和负载电流; A_{MG} 表示系统电压幅值变化量; $\Delta x'_{INV}$ 、 $\Delta i'_{lineDQ}$ 和 $\Delta i'_{loadDQ}$

分别表示负载波动后上述变量的对应值。

根据图 10(a), 在常规策略中, 系统具有正实部的特征值。这些正特征值随着 CPL 的负增量电阻增加而增加。为了克服 CPL 的失稳效应, 本文所提出的策略可以向左半平面改变正特征值, 如图 10(b) 所示。

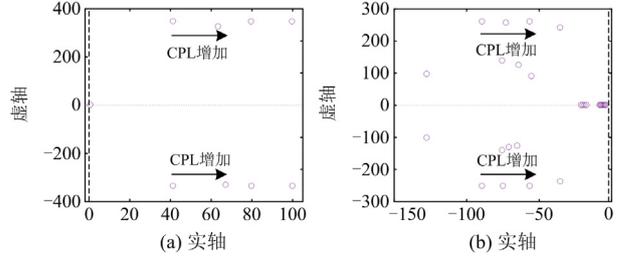


图 10 考虑动态负载的系统主要特征值的根轨迹

Fig. 10 Root loci of the dominant eigenvalues of the system considering dynamic loads

3 孤岛-并网平滑调节器

微电网由 IS 过渡至 GC 模式的并网连接控制策略总体结构如图 11 所示。

在 GC 模式下, $r_1 = [V_q^*, \omega^*, I_{Ld}^*, I_{Lq}^*]$ 是控制策略设定值的向量。此外, $V_1 = [\theta_1, V_{d1}, V_{q1}]$ 是并网连接控制策略的输出矢量, 其中变量在 dq 轴上的值可以使用带有 PLL 的派克变换来提取电压的相位。采用电网连接控制策略的 DER 的性能直接取决于 PLL 的动态特性(尤其是在模式过渡期间)。因此, 本节通过改进电流控制回路来考虑 PLL 的动态特性, 如图 11 所示。当 MG 通过 PCC 重新连接到主电网时, 必须使 PCC 两侧的电压同步。同步标准可在 IEEE.std.1547 中找到, 其允许的电压幅度波动为 $\pm 10\%$ 、频率和相角波动分别为 0.3 Hz 和 20° 。当满足标准时, 闭合信号被触发并发送至 PCC 断路器。

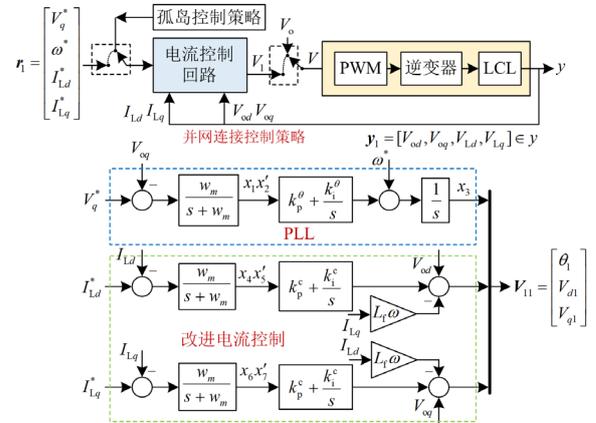


图 11 并网连接控制策略总体结构

Fig. 11 General structure of the grid-connected control strategy

角频率和电压幅度的失配值被添加到改进电压控制以调节 MG 侧电压。此外, 为了保证从孤岛模式到 GC 模式的平稳过渡, 且合理设计并网连接控制策略, 需要获得该控制策略下的状态空间模型。状态变量 x_1 、 x_2 和 x_3 表示 PLL 的动态, 并在其后使用具有截止频率 w_m 的低通滤波器。在常规电流控制回路中加入上述修改, 状态空间模型将是可控的和可观察的。其余状态变量表示电流控制器的动态(见图 11)。并网连接控制策略的状态空间模型通过式(36)获得^[30]。

$$\begin{cases} x_1' = -x_1 w_m + w_m (V_q^* - V_{oq}) \\ x_2' = x_1' \end{cases} \quad (36)$$

$$\begin{cases} x_3' = \omega^* + k_p^\theta x_1 + k_i^\theta x_2 \\ x_4' = -x_4 w_m + w_m (I_{Ld}^* - I_{Ld}) \end{cases} \quad (37)$$

$$\begin{cases} x_5' = x_4' \\ x_6' = -x_6 w_m + w_m (I_{Lq}^* - I_{Lq}) \end{cases} \quad (38)$$

$$x_7' = x_6' \quad (39)$$

输出 V_1 可以表示为式(40)一式(42)所示。

$$\theta_1 = x_3 \quad (40)$$

$$V_{d1} = k_i^c x_5 + k_p^c x_4 + V_{od} - L_f w_0 I_{Ld} \quad (41)$$

$$V_{q1} = k_i^c x_7 + k_p^c x_6 + V_{oq} + L_f w_0 I_{Ld} \quad (42)$$

4 仿真分析

为验证本文所提改进控制策略的有效性和优越性, 在 Matlab/Simulink 中构建如图 1 所示的 MG 系统。3 台配备 LCL 滤波器和线路负载阻抗的 2.2 kW 逆变器用于建立 MG 系统。通过电力变压器连接至电网, 可控开关用于模拟断路器, 具体参数设置如表 1 所示。

表 1 系统参数

Table 1 System parameters

参数	符号	数值
MG 电压(峰值)	V_{nom}/V	330
切换频率	f_s/kHz	10
滤波器电感	$L_f, L_c/mH$	1.8
滤波器电容	$C_f/\mu F$	24
虚拟阻抗	$R_v/\Omega, L_v/mH$	0.6, 3.5
线路阻抗 1	$Z_1/(\Omega, mH)$	0.9, 3.6
线路阻抗 2	$Z_2/(\Omega, mH)$	0.5, 1.7
下垂系数 P-W	$m/(\text{rad/s} \cdot W)$	0.000 33
下垂系数 Q-V	$n/(V/\text{var})$	0.02
$G_{ic}(s)$ 参数	$k_{ic}, w_{ic}/(\text{rad/s})$	15 500
$G_{oc}(s)$ 参数	$k_{oc}, w_{oc}/(\text{rad/s})$	3200

4.1 改进电压控制器效果验证

为了分析 2.1 节所提出的改进控制器的性能, 进行时域(阶跃响应)和频域(频率响应)的仿真研究。

在 $K_{ic} = 15$ 以及 $w_{ic} = 400$ Hz 的情况下, 基于闭环跟踪电压传递函数 $G_{proposed}(s)$ 和 $G_{conv}(s)$ 的频率响应比较结果如图 12 所示。可以发现, 本文所提出的控制器减轻了频率响应中的峰值幅度, 并且传统控制器的带宽低于所提出的控制器。为了验证所提出的改进控制器 $G_{proposed}(s)$ 相比传统控制器 $G_{conv}(s)$ 的优越性, 其阶跃响应如图 13 所示, 可见改进控制器具有更小的谐振频率峰值和更高的带宽。

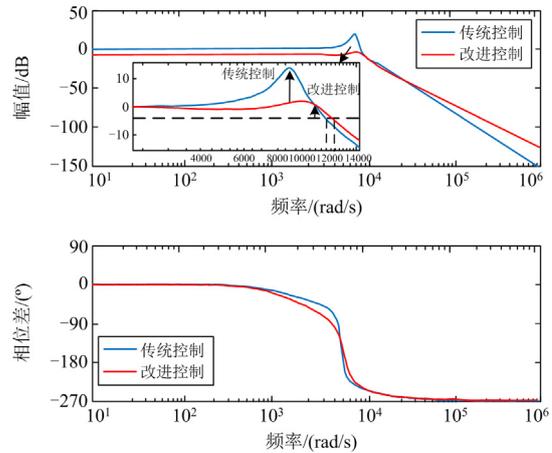


图 12 闭环传递函数 $G_{proposed}(s)$ 和 $G_{conv}(s)$ 的频率响应
Fig. 12 Frequency response of the closed-loop transfer functions $G_{proposed}(s)$ and $G_{conv}(s)$

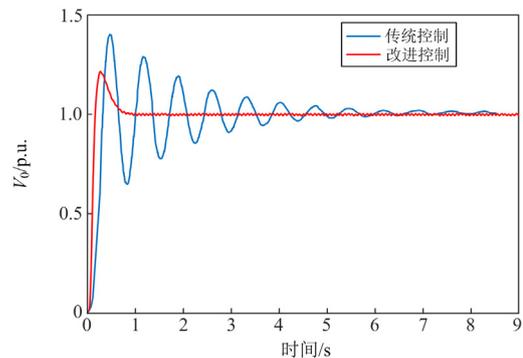


图 13 闭环传递函数 $G_{proposed}(s)$ 和 $G_{conv}(s)$ 的阶跃响应
Fig. 13 Step response of the closed-loop transfer functions $G_{proposed}(s)$ and $G_{conv}(s)$

图 14 和图 15 分别显示了本文所提方法和传统方法在输出阻抗上的频率响应和阶跃响应。与传统方法相比, 本文所提出的方法具有更小的谐振频率峰值和更高的带宽。可以看出, 所提出的方法在频率的波动范围内具有较小的增益, 这意味着拥有较

强的干扰抑制效果。

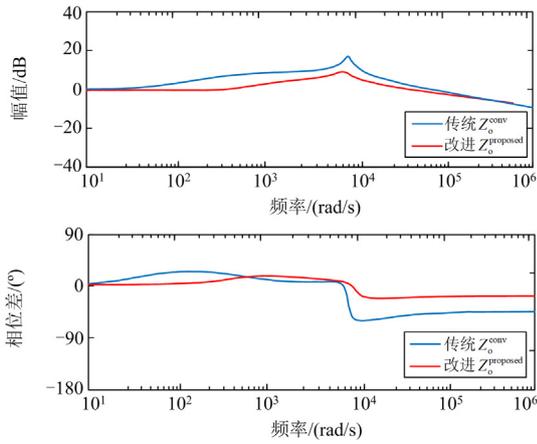


图 14 传统 Z_o^{conv} 和改进 $Z_o^{proposed}$ 闭环传递函数的频率响应
Fig. 14 Frequency response of the closed loop transfer function for conventional Z_o^{conv} and proposed controller $Z_o^{proposed}$

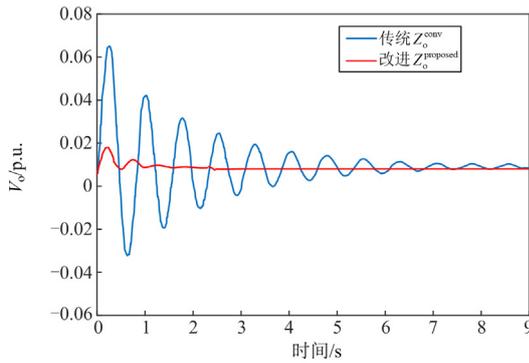


图 15 传统 Z_o^{conv} 和改进 $Z_o^{proposed}$ 闭环传递函数的阶跃响应
Fig. 15 Step response of the closed loop transfer function for conventional Z_o^{conv} and proposed controller $Z_o^{proposed}$

4.2 并网-孤岛控制效果验证

MG 在并网模式下运行。断路器在 $t = T_1 = 4.4$ s 时因非计划孤岛干扰而断开。100 ms 后，即在孤岛检测算法所需的时间段后，MG 将进入孤岛模式。在 GC 模式下，所有 DER 都按照并网控制策略运行，并负责向电网注入 300 W 功率。图 16—图 21 显示了从 GC 模式切换到 IS 模式期间传统控制器和本文改进控制器的实验结果。如图 16(a)所示，传统控制器由于低惯性和缺乏足够的阻尼，输出电流具有较大的波动，具有较高的过冲和稳定时间。如图 16(b)所示，通过使用所提出的改进控制器提供更多的惯性和阻尼，输出电流的偏差被显著抑制。

图 17 和图 18 显示了母线 1 处的电压波形和电压波动幅度。由图 17 可知，该电压在传统控制策略下电压幅度下降约 80 V，由于所提出的改进控制器

在电压控制环增设了平滑补偿器，DER 的输出电压降得到了显著补偿，不会出现明显的电压降落。由图 18 可知，本文提出的改进控制器显著改善了电压恢复过程，电压波动幅度较传统控制器降低了约 35%，并且能够实现更加平滑的电压恢复，降低了系统失稳的风险。

图 19 显示了模式过渡期间传统控制和改进控制下 DER1 和 DER3 输出的有功和无功功率。可以

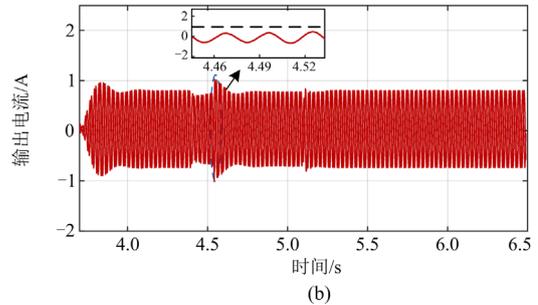
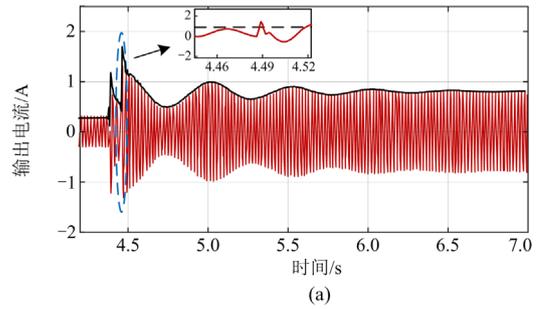


图 16 从并网模式过渡到孤岛模式期间 DER1 的输出电流
Fig. 16 Output current waveform of DER 1 during transition from grid-connected to islanding mode

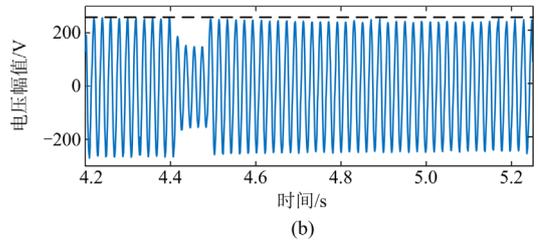
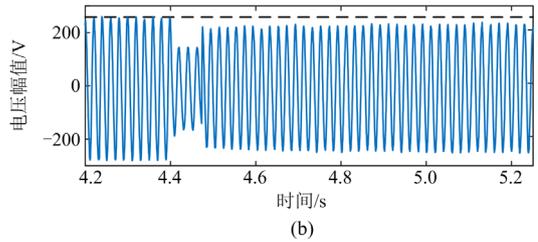


图 17 从并网模式过渡到孤岛模式期间 DER1 的输出电压
Fig. 17 Output voltage waveforms of DER 1 during transition from grid-connected to islanding mode

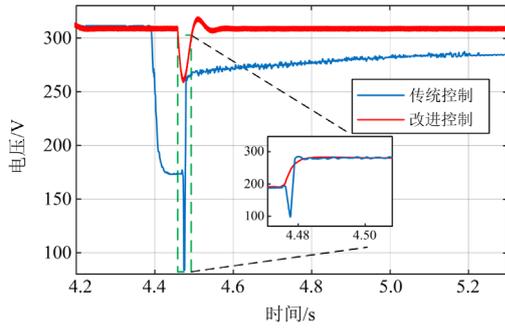


图 18 传统控制策略和改进控制策略下 DER1 的电压变化
Fig. 18 Voltage variation of DER1 under conventional and improved control strategies

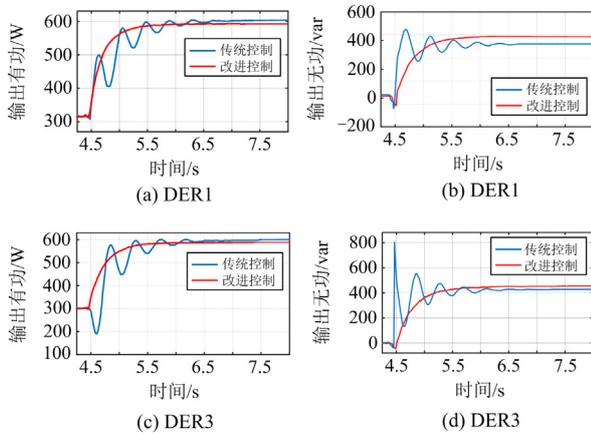


图 19 传统控制和改进控制下 DER1 和 DER3 输出的有功功率和无功功率

Fig. 19 Active and reactive power output of DER1 and DER3 under conventional and improved control

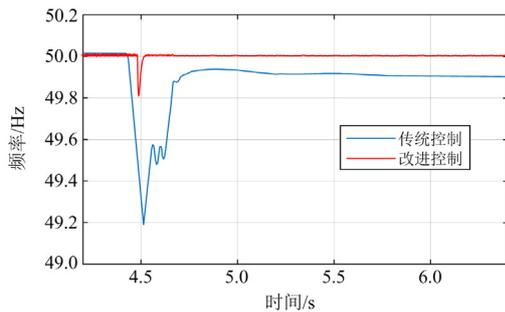


图 20 传统控制策略和改进控制策略下的系统频率
Fig. 20 Frequency of the system under both conventional and the proposed strategy

看出, 传统控制策略下的有功、无功功率波动较为明显, 且电流和电压的较大波动会导致 DER 的高频振荡, 该策略下有功和无功功率振荡和波动的持续时间相对较长。反观本文提出的改进控制策略下的功率曲线, 无明显波动, 且能够在 1 s 内恢复至稳定

状态, 较传统策略有明显改进。

由于 DER 用于有功功率共享的并联操作基于下垂控制, 并且频率是有功功率的函数, 因此其具有非平滑行为。由图 20 可以明显看出, 使用所提出的改进控制器, 频率能够更快地达到稳态值。

仿真结果表明, 所提出的控制器的输出电流超调量从基本情况下的 200%降低到 5%。在这种情况下, 所提出的控制器的稳定时间显著减少。与传统方法相比, 本文所提出的控制器改善了动态响应, 例如, DER1 电压幅值的过冲被限制在稳态值的 15%。

4.3 孤岛-并网控制效果验证

为了显示微电网过渡期间电流控制回路和相位锁定环(PLL)动态特性对系统的影响, 以及验证并网连接控制策略的有效性, 通过将本文改进控制策略与文献[31]中的方法和无平滑调节器的情况进行了比较分析, 验证了所提调节器的优秀控制效果。

当 $t = 25$ s 时, MG 重新连接到主电网。图 21 显示了重新连接过渡期间 DER 的有功和无功功率(此处以 DER2 为代表进行分析)。在没有调节器的情况下, DER2 的有功和无功功率经历了显著的峰值。然而, 通过所提出的并网连接控制策略可以看出, DER 的有功功率能够顺利跟踪其参考值。PLL 的动态对过渡过程的影响可以从文献[31]方法和本文所提方法之间的无功功率响应差异中推断出来。本文方法与文献[31]的方法相比, 无功功率没有峰值, 并且响应平稳。

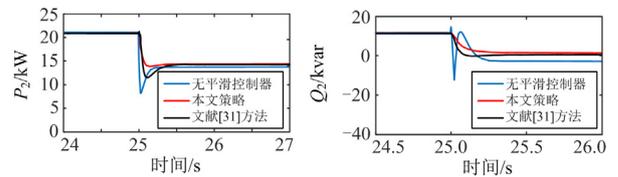


图 21 IS-GC 过渡时 DER2 输出的有功和无功功率
Fig. 21 Active and reactive power output from DER2 at the IS-GC transition

图 22 显示了重新连接过渡期间的 PCC 电压和 MG 频率。重新连接后, 无调节器的控制方法下 PCC 处电压降至 0.79 p.u.。使用文献[31]中的方法, PCC

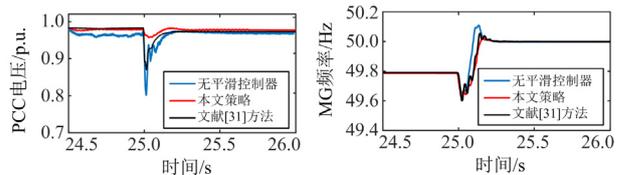


图 22 IS-GC 过渡期间 PCC 电压和 MG 频率
Fig. 22 PCC voltage and MG frequency during the IS-GC transition

处电压降至 0.86 p.u., 而使用本文所提出的控制方法, PCC 处电压至多降低到 0.98 p.u., 显然, 本文方法能够使 MG 稳定连接至并网状态。

4.4 鲁棒性分析

孤岛检测算法是影响微电网过渡的有效因素之一。通常, 孤岛检测算法的缺陷可以通过触发信号的建模来实现相同效果。根据文献[32], 互连系统的保护装置的最大清除时间建议为 300 ms。为了分析本文所提出策略的鲁棒性, 在不同的孤岛检测持续时间下进行了仿真研究。图 23 显示了并网-孤岛过渡期间 DER2 的有功功率, 两个清除时间分别为 150 ms 和 300 ms。可以发现, 3 种控制策略的过冲值通过增加孤岛检测时间而被放大。通过比较这些策略可以发现, 本文所提出的策略具有最低的过冲值。可以推断, 在本文所提出的方法中, DER2 的有功功率可以在最大清除时间内以最小的波动达到稳态。

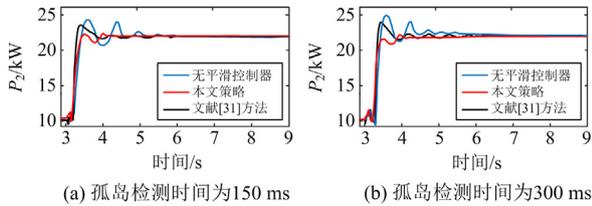
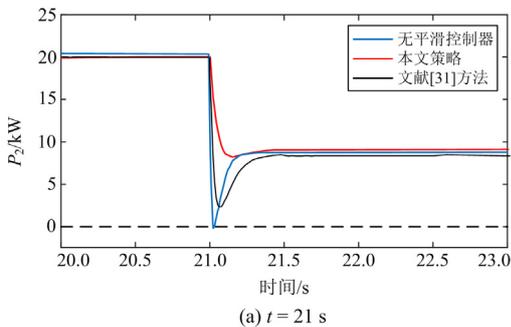


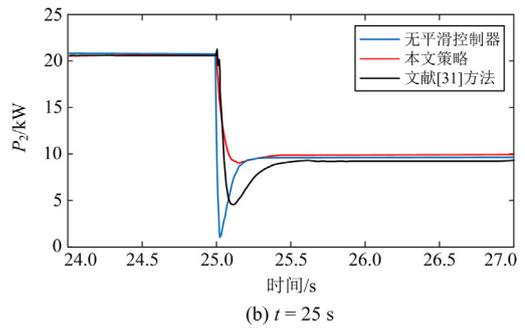
图 23 两个孤岛检测时间下 DER2 并网-孤岛过渡期间的有功功率

Fig. 23 DER2 active power during islanding transition with two islanding detection time

相似的, 为研究 3 种控制策略在孤岛-并网过渡过程中 MG 过早重新连接时(即满足同步标准之前, 闭合命令被发送到断路器)的特性以及 3 种控制策略在不同重连过程中的性能好坏, 在两个不同的时间进行了仿真研究, 其中断路器在 $t = 21$ s 和 $t = 25$ s 关闭。图 24 显示了重新连接过渡期间 DER2 的有功功率。当断路器较早闭合时, 3 种控制策略很容易发现明显的瞬态。然而, 与其他两种控制策略相比, 所提出的控制策略在 DER 遭受严重瞬态的情况下具有优异的性能。



(a) $t = 21$ s



(b) $t = 25$ s

图 24 在两个断路器闭合时间下的孤岛-并网过渡期间 DER2 的有功功率

Fig. 24 Active power of DER2 during reconnecting transition with two circuit breaker closing time

5 结论

为了实现微电网 GC 和 IS 模式之间的无缝切换、DER 之间的适当负载分配以及提高系统稳定性, 本文提出了一种基于改进线性二次控制调节器的控制策略。具体工作如下。

1) 提出了一种并网-孤岛平滑调节器。包括改进的线性电压控制策略, 该策略具有输出电流前馈和电容器电流反馈, 并将其添加到电压环和电流环中, 该策略可以通过提供更多的阻尼、减轻干扰影响和补偿逆变器输出处的瞬态电压降来改善系统动态性能。由于调节器为线性结构, 便于工程实施, 其内部所构造的一种改进的下垂机制, 可根据有功功率变化来调整其系数。该技术受到同步发电机惯性响应的启发, 可以将频率偏差降低到期望的水平。

2) 提出了一种孤岛-并网平滑调节器。在 MG 重新连接到电网的过渡过程中, 不仅考虑了下垂机制, 还考虑了内部控制回路和 PLL 动态, 通过改进电流控制最小化过渡过程中 DER 输出变量的瞬态, 调节器的输出是标量恒定的状态反馈值, 其形式简单且易于实现。

3) 在频域和时域分析了补偿器的性能。仿真结果表明了该控制器的有效性, 如减少过冲、增加带宽和改善阻尼。已为改进的下垂控制开发了小信号分析, 以方便获取系数。为了研究 CPL 对 MG 的失稳影响, 研究了具有不同 CPL 值的单独小信号稳定性。最后, 通过仿真结果验证了两类平滑控制的有效性, 以及孤岛检测算法对两类平滑控制的潜在影响, 表明了所提控制策略的鲁棒性。

参考文献

[1] 刘晖, 雷勇, 朱英伟, 等. 微电网运行模式切换下储能变流器双无源控制策略[J]. 中国电力, 2022, 55(1): 196-202.

- LIU Hui, LEI Yong, ZHU Yingwei, et al. Dual-passivity-based control strategy for energy storage converter under microgrid operation mode switching[J]. *Electric Power*, 2022, 55(1): 196-202.
- [2] 金涛, 朱莉, 陈博文, 等. 基于合作博弈的微电网群运行优化方法研究[J]. *智慧电力*, 2022, 50(3): 15-21, 29. JIN Tao, ZHU Li, CHEN Bowen, et al. Operation optimization method of microgrid group based on cooperative game[J]. *Smart Power*, 2022, 50(3): 15-21, 29.
- [3] 张纯江, 徐菁远, 庆宏阳, 等. 主从结构微电网逆变器离网全过程平滑切换控制策略[J]. *电力系统自动化*, 2022, 46(23): 125-133. ZHANG Chunjiang, XU Jingyuan, QING Hongyang, et al. Seamless transferring control strategy for master-slave microgrid inverter in whole off-grid process[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2022, 46(23): 125-133.
- [4] 林日晖, 陈友立. 基于深度 Q 学习的含用户侧储能微电网频率-电压数字化智能控制策略[J]. *中国电力*, 2022, 55(12): 43-50. LIN Rihui, CHEN Youli. Frequency-voltage digital intelligent control strategy of microgrid with user-side energy storage based on deep Q-Learning[J]. *Electric Power*, 2022, 55(12): 43-50.
- [5] 张运, 姜望, 张超, 等. 基于储能荷电状态的主从控制微电网离网协调控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(4): 180-187. ZHANG Yun, JIANG Wang, ZHANG Chao, et al. Off-grid coordinated control strategy of a master/slave control microgrid based on the state of charge of energy storage[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(4): 180-187.
- [6] 孙亮, 杨晓飞, 孙立国, 等. 基于改进虚拟同步发电机的多逆变器频率无差控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2021, 49(11): 18-27. SUN Liang, YANG Xiaofei, SUN Liguang, et al. Frequent deviation-free control for microgrid multi-inverters based on improving a virtual synchronous generator[J]. *Power System Protection and Control*, 2021, 49(11): 18-27.
- [7] 易文飞, 卜强生. 计及下垂控制的潮流计算研究综述[J]. *电力工程技术*, 2022, 41(3): 72-82. YI Wenfei, BU Qiangsheng. Overview of research on power flow calculation with droop control[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2022, 41(3): 72-82.
- [8] 王子豪, 牟龙华, 方重凯. 基于下垂控制的低压微电网故障控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2020, 48(22): 84-90. WANG Zihao, MU Longhua, FANG Chongkai. Fault control strategy of a low-voltage microgrid based on droop control[J]. *Power System Protection and Control*, 2020, 48(22): 84-90.
- [9] 陈钦泽, 王文, 岳雨霏, 等. 基于功率补偿量及下垂系数衰减的直流微电网并网转离网无缝切换控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2022, 50(16): 14-22. CHEN Qinze, WANG Wen, YUE Yufei, et al. Seamless switching control strategy of a DC microgrid from grid to off grid based on power compensation and droop coefficient attenuation[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(16): 14-22.
- [10] 张纯江, 徐菁远, 庆宏阳, 等. 主从结构微电网逆变器离网全过程平滑切换控制策略[J]. *电力系统自动化*, 2022, 46(23): 125-133. ZHANG Chunjiang, XU Jingyuan, QING Hongyang, et al. Seamless transferring control strategy for master-slave microgrid inverter in whole off-grid process[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2022, 46(23): 125-133.
- [11] ASHABANI S M, MOHAMED Y A R I. A flexible control strategy for grid-connected and islanded microgrids with enhanced stability using nonlinear microgrid stabilizer[J]. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2012, 3(3): 1291-1301.
- [12] LI X, ZHANG H, SHADMAND M B, et al. Model predictive control of voltage source inverter with seamless transition between islanded and grid-connected operations[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(10): 7906-7918.
- [13] CHEN Y, GUERRERO J M, SHUAI Z, et al. Fast reactive power sharing, circulating current and resonance suppression for parallel inverters using resistive-capacitive output impedance[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(8): 5524-5537.
- [14] 邹常跃, 陈俊, 魏伟, 等. 基于下垂控制的柔直变流器孤岛-并网控制模式切换方法[J]. *南方电网技术*, 2022, 16(11): 92-101. ZOU Changyue, CHEN Jun, WEI Wei, et al. Method for switching of island-grid control mode for VSC-HVDC converter based on droop control[J]. *Southern Power System Technology*, 2022, 16(11): 92-101.
- [15] 耿英明, 侯梅毅, 朱国防, 等. 基于虚拟阻抗的微电网有功均分阻性下垂控制策略[J]. *电力自动化设备*, 2020, 40(10): 132-138. GENG Yingming, HOU Meiyi, ZHU Guofang, et al. Resistive droop control strategy of active power distribution for microgrid based on virtual impedance[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2020, 40(10): 132-138.
- [16] KIM J, GUERRERO J M, RODRIGUEZ P, et al. Mode adaptive droop control with virtual output impedances for an inverter-based flexible AC microgrid[J]. *IEEE*

- Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3): 689-701.
- [17] 王雪, 雷胜华, 胡文平, 等. 基于自适应负序电压正反馈的孤岛检测方法[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(12): 36-42.
WANG Xue, LEI Shenghua, HU Wenping, et al. An islanding detection method based on adaptive negative sequence voltage positive feedback[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(12): 36-42.
- [18] MAHMOOD H, JIANG J. A control strategy of a distributed generation unit for seamless transfer between grid connected and islanded modes[C]// 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), June 1-4, 2014, Istanbul, Turkey: 2518-2523.
- [19] 王开让, 赵一名, 孟建辉, 等. 基于自适应模型预测控制的光储虚拟同步机平滑并网策略[J]. 高电压技术, 2023, 49(2): 831-839.
WANG Kairang, ZHAO Yiming, MENG Jianhui, et al. Smooth grid-connected strategy for photovoltaic-storage virtual synchronous generator based on adaptive model predictive control[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(2): 831-839.
- [20] 李翼翔, 田震, 唐英杰, 等. 考虑构网型与跟网型逆变器交互的孤岛微电网小信号稳定性分析[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(8): 11-18.
LI Yixiang, TIAN Zhen, TANG Yingjie, et al. Small-signal stability analysis of islanded microgrids considering the interaction between grid-configured and grid-following inverters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(8): 11-18.
- [21] 兰征, 刁伟业, 曾进辉, 等. 含异构微源孤岛微电网内虚拟同步发电机预同步控制策略[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(19): 154-161.
LAN Zheng, DIAO Weiye, ZENG Jinhui, et al. Pre-synchronization control strategy of virtual synchronous generator in islanded microgrid with heterogeneous distributed generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(19): 154-161.
- [22] 王光宇, 付立军, 胡祺, 等. 计及电压环影响的虚拟同步发电机低频振荡阻尼分析与控制[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(14): 177-184.
WANG Guangyu, FU Lijun, HU Qi, et al. Analysis and control of low-frequency oscillation damping of virtual synchronous generator considering influence of voltage loop[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(14): 177-184.
- [23] LIU J, MIURA Y, ISE T. Comparison of dynamic characteristics between virtual synchronous generator and droop control in inverter-based distributed generators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3600-3611.
- [24] TAMRAKAR U, SHRESTHA D, MAHARJAN M, et al. Virtual inertia: current trends and future directions[J]. Applied Sciences, 2017, 7(7): 654-665.
- [25] MENG X, LIU Z, LIU J, et al. Comparison between virtual synchronous generator and droop controlled inverter[C]// 2016 the IEEE 2nd Annual South Power Electronics Conference (SPEC), December 5-8, 2016, Auckland, New Zealand.
- [26] SHEN G, XU D, CAO L, et al. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with an LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1899-1906.
- [27] ROY T K, GHOSH S K, SAHA S. Robust backstepping global integral terminal sliding mode controller to enhance dynamic stability of hybrid AC/DC microgrids[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(1): 139-151.
- [28] ZHANG H, KIM S, SUN Q, et al. Distributed adaptive virtual impedance control for accurate reactive power sharing based on consensus control in microgrid[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(4): 1749-1761.
- [29] BOTTRELL N, PRODANOVIC M, GREEN T C. Dynamic stability of a microgrid with an active load[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5107-5119.
- [30] MORTEZAPOUR V, GOLSHANNAVAZ S, POURESMAEIL E, et al. A new hybrid control technique for operation of DC microgrid under islanded operating mode[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2022, 7(4): 646-656.
- [31] DAS D, GURRALA G, SHENOY U J. Linear quadratic regulator-based bumpless transfer in microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(1): 416-425.
- [32] VASQUEZ J C, GUERRERO J M, SAVAGHEBI M, et al. Modeling, analysis, and design of stationary-reference-frame droop-controlled parallel three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1271-1280.

收稿日期: 2023-03-15; 修回日期: 2023-06-14

作者简介:

孙佳航(1999—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为新能源电网与控制系统; E-mail: jiahangsun@163.com

黄景光(1968—), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向为电力系统及其自动化、电力系统继电保护。E-mail: hjg8008@sina.com

(编辑 张颖)