DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.3.330 **中图分类号**：TM28 **文献标志码**：A

基于改进线性二次调节器的微电网模式平滑切换控制

朱超群[1]，沈 杰[1]，李 洁[1]，张晓明[1]，马 军[2]
(1.国网苏州供电公司，苏州 215000；2.国网宁夏电力有限公司调度控制中心，银川 750001)

摘要：随着越来越多的微电网MG(microgrid)接入到电力系统中，其运行控制技术成为提升可再生能源RESs(renewable energy sources)利用率的关键技术之一。然而，MG在并网与孤岛2种运行模式切换时，受RESs出力不确定性以及2种运行模式下电压、频率和相角不一致等因素影响，极易造成模式切换过程中电压和频率波动大等问题。为此，首先提出了一种基于线性二次调节器LQR(linear quadratic regulator)的MG模式平滑切换控制方法，以减小模式切换过程中MG相关参数的剧烈波动。所提方法利用传统LQR方法和状态反馈理论，建立了平滑调节模型；然后，设计了基于二自由度结构的平滑线性二次调节器及其参数选择原则，以最小化模式切换过程中MG相关参数的暂态变化；最后，通过仿真分析与实验验证了所提方法的有效性与优越性。与其他方法相比，所提方法可有效降低MG相关参数约22%的超调百分率，缩短约13%的MG电压与频率振荡时间，同时，所提方法易于实现，且与常见双环PI控制兼容性较好。

关键词：微电网；并网；孤岛；线性二次调节器；平滑切换

Smooth Switching Control of Microgrid Modes Based on Improved Linear Quadratic Regulator

ZHU Chaoqun[1], SHEN Jie[1], LI Jie[1], ZHANG Xiaoming[1], MA Jun[2]
(1. State Grid Suzhou Power Supply Company, Suzhou 215000, China; 2. Dispatching Control Center, State Grid Ningxia Electric Power Co., Ltd, Yinchuan 750001, China)

Abstract: With more and more microgrids (MGs) connected to power system, their operation control technology has become one of the key technologies to improve the utilization of renewable energy sources (RESs). However, when an MG switches between grid-connected and islanding operation modes, problems such as large voltage and frequency fluctuations will occur due to uncertainties in RESs output and the inconsistency of voltage, frequency and phase angle in the two operation modes. On this basis, a smooth switching control method of MG modes based on linear quadratic regulator (LQR) is proposed to reduce the drastic fluctuations of MG-related parameters during the mode switching. The proposed method uses the traditional LQR method and the state feedback theory to establish a smooth regulation model. Then, a smooth LQR based on a 2-DOF structure and its parameter selection principle are designed to minimize the transient changes in MG-related parameters during the mode switching. Finally, the simulation analysis and experimental results validated the effectiveness and superiority of the proposed method. Compared with other methods, the novel method can effectively reduce the overshoot percentage of MG-related parameters by about 22% and shorten the time of MG voltage and frequency oscillations by about 13%. In addition, it is easy to implement, and it has good compatibility with the common double-loop PI control.

Keywords: Microgrid (MG); grid-connected; islanding; linear quadratic regulator (LQR); smooth switching

收稿日期：2022-04-17；**修回日期**：2022-08-02，2022-09-15，2022-10-10，2022-10-22；**录用日期**：2022-10-28；**网络首发日期**：2023-01-11

微电网MG(microgrid)正逐渐改变传统电力系统的运行方式与方法[1]，这是因为MG可规模化接纳分布式能源DERs(distributed energy resources)，

从而可有效提高传统电力系统的供电可靠性和弹性。MG 具有 2 种运行模式，即与主网连接的并网 GC(grid-connected)运行模式和与主网断开时的孤岛 IS(islanding)运行模式。然而，通常 DERs 是通过电力电子变换器接入 MG 的，因此，MG 的运行模式就决定了 DERs 的控制策略。目前最常见的 DERs 控制策略为构网型控制和电网跟随控制[2]。MG 通常以并网模式运行，控制目标是控制其内部 DERs 向主网注入功率，而不是电压和频率调节，而在孤岛模式运行时，DERs 的控制策略为构网型控制策略，其控制目标是实现 MG 的电压和频率稳定，以及合理的功率分配。但为了抑制可再生能源间歇性对 MG 系统的不稳定影响，2 种模式下均可采用电网跟随控制策略。文献[3-4]对MG 的 2 种运行模式下各种控制策略做了详细介绍。然而，当断路器在公共耦合点 PCC(point of common coupling)断开时，短时间内没有主网或带并网策略的 DER 等电压控制源，这可能会造成 MG 内部相关参数的较大扰动，严重影响 MG 的稳定运行，特别是在 MG 的 2 种运行模式切换期间。因此，有必要研究一种具有鲁棒性的 MG 运行模式平滑切换 控制策略，以保障 MG 安全稳定运行。

针对这一问题，国内外学者做了一些研究，已有研究成果表明，DER 控制器的性能直接决定了在扰动时 DER 的输出响应，若 DERs 的控制不当，则会造成 MG 的电压电流剧烈波动，甚至危及系统正常运行，因此，在切换过程中 DER 的控制目标之一是抑制或消除这些扰动[5-6]。近年来，国内外学者已提出了多种模式切换控制方法[7-12]，如滑模控制、自适应控制和模型预测控制等。虽然这些算法具有较好的动态控制效果，但控制结构复杂，且不易实现。此外，大多数控制方法均是基于经典线性控制理论。如文献[10]提出了一种基于电压控制器的模式切换控制策略，其中电压和频率参考值是由下垂控制提供，但受下垂控制的局限性，该方法动态性能较差；文献[13]在文献[10]的基础上改进下垂控制，但仍未提升控制系统的抗扰动性；文献[14]提出了一种基于扰动观测器的模式切换控制策略，并研究了观测器参数的不确定性，然而该方法在模式切换过程中忽略了切换时间，这可能造成 MG 较大的电压电流波动；文献[15]提出了基于电压电流环的级联控制策略，该技术具有结构简单、易于实现、性能优良等优点，但模式转换过程中，DERs 的输出波动可能会加剧，此外，若电力电子设备控制器的设计不好，其开关管引起的大量暂态变化会降低控制性能并导致系统不稳定[16]。为了解决这一难题，文献[17]提出了一个由比例谐振控制器和反馈线性化技术组成的模式切换控制方法，该方法可有效降低切换过程中 MG 相关参数的波动；文献[18]提出了一种在最坏条件下利用柴油发电机组支撑 MG 运行的一般控制方法。由于有足够的惯性，柴油发电机可改善切换过程中扰动，但该方法的成本较高，且适用范围较窄；文献[19]提出了一种由电压环和电流环 2 个级联环组成的间接电流控制，以确保微电网运行模式之间的无缝切换；文献[20]提出了一种基于线性二次调节器 LQR(linear quadratic regulator)的多模式切换控制策略，MG 的平滑模式切换是由 2 个独立的控制器实现的。然而，锁相环 PLL(phase locked loop)在并网运行模式和电压控制环在孤岛运行模式的暂态变化问题也没有得到解决。

基于此，为减小微电网在并离网模式切换过程中对通信网络的依赖性以及非线性模式切换模型的复杂性，本文提出一种基于二自由度平滑 LQR 的微电网模式切换控制方法，以改进传统 LQR 控制模型的动态特性，实现微电网并离网模式的平滑切换。本文的主要创新点为：①与传统构网型控制相比，本文充分考虑仅在外环采用下垂控制，忽略内环控制影响的问题，采用了二自由度平滑 LQR 设计平滑调节机制，并进一步改善传统构网型控制在切换暂态过程中的超调量高和振荡时间偏长等问题；②深入分析孤岛检测和过早重连对切换过程的潜在影响，并在控制器设计中设计有效平滑调节机制，增加所提方法的鲁棒性。

1　基于二自由度平滑 LQR 的模式切换控制

图 1 为基于二自由度平滑 LQR 的模式切换控

制框图。

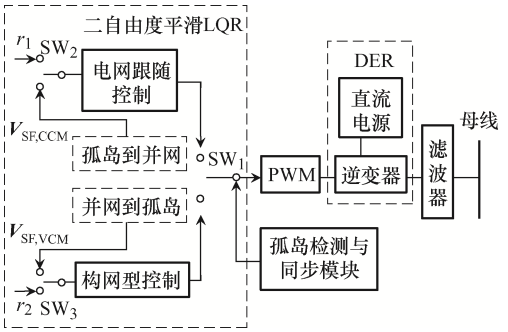


图 1 基于二自由度平滑 LQR 的平滑切换控制框图

Fig. 1 Block diagram of smooth switching control based on 2-DOF smooth LQR

由图 1 可知，MG 的 GC 和 IS 控制策略分别为电网跟随控制和构网型控制；MG 中 DER 经过 LCL 滤波器连接到母线。在不失一般性的情况下，本文忽略了 DER 的原动机侧的动态特性，采用直流电源对其进行了建模，这是因为本文的研究重点是 MG 运行模式之间的平滑切换，因此需要设计 2 个切换控制器来实现 GC 到 IS 和 IS 到 GC 的平滑切换，即在线控制器和离线控制器。在线控制器负责 MG 从 GC 到 IS 的平滑切换，而离线控制器则负责 MG 从 IS 到 GC 的平滑切换，这 2 个控制器都有其特定的输入 r_1 和 r_2。二自由度结构是指 2 个控制器都是由系统输出的设定值和反馈值来控制的。由于在线控制器和离线控制器馈入的设定值和误差信号不同，系统输出在模式切换过程中可能会出现较大波动。为了减轻暂态变化，2 个控制器必须生成类似的输出，因此，本文利用 LQR 和状态反馈理论，设计了 MG 的模式平滑调节机制，据此形成 GC 到 IS 模式和 IS 到 GC 模式的平滑切换控制器，最终实现 MG 并离网模式切换过程中系统参数暂态变化的最小化。

1.1 平滑调节原理

由图 1 可知，所提控制系统含有 3 个控制开关：输入开关 SW$_1$、离线控制器输入开关 SW$_2$ 和在线控制器输入开关 SW$_3$。离线控制器由切换时间前后的设定值 r_1 确定。为了保证 MG 运行模式的平滑切换，离线控制器必须与在线控制器保持一致。因此，传统 LQR 的 2 个控制目标分别为

$$\begin{cases} E_{\mathrm{u}}(t)=u_1(t)-u_2(t) \\ E_{\mathrm{e}}(t)=k(t)-r_1(t) \end{cases} \tag{1}$$

式中：$u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 分别为离线和在线控制器的输出；$E_{\mathrm{u}}(t)$ 和 $E_{\mathrm{e}}(t)$ 分别为在线与离线控制器输出误差和离线控制器输入误差。为了便于求解目标函数，需要提取离线控制器的状态空间模型。离线控制器的二自由度状态空间模型为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}_1\boldsymbol{k}+\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{y}_1 \\ \boldsymbol{u}_1=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{k}+\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{y}_1 \end{cases} \tag{2}$$

式中：$\boldsymbol{x}$ 和 $\boldsymbol{y}_1$ 分别为离线控制器的状态变量和系统输出；$\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}_1$、$\boldsymbol{B}_2$、$\boldsymbol{C}$、$\boldsymbol{D}_1$、$\boldsymbol{D}_2$ 均为系数矩阵。故可得改进 LQR 的目标函数 J 为

$$\begin{aligned} J=\frac{1}{2}\int_0^T \{&[\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{k}+\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{y}_1-\boldsymbol{u}_2(t)]^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}[\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}+ \\ &\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{k}+\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{y}_1-\boldsymbol{u}_2(t)]+[\boldsymbol{k}(t)-\boldsymbol{r}_1(t)]^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}}[\boldsymbol{k}(t)- \\ &\boldsymbol{r}_1(t)]\}\mathrm{d}t \end{aligned} \tag{3}$$

式中：T 为控制时间区间；$\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}$ 和 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}}$ 分别为控制误差加权矩阵和参考跟踪误差加权矩阵。

通过拉格朗日乘子 $\boldsymbol{\lambda}(t)\in\mathbf{R}^n$，式(3)改写为

$$\hat{J}=\int_0^T \{\boldsymbol{H}(t)-[\boldsymbol{\lambda}(t)]^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{x}}(t)\}\mathrm{d}t \tag{4}$$

式中，$\boldsymbol{H}(t)$ 为哈密顿量，$\boldsymbol{H}(t)=\frac{1}{2}\{[\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{k}+\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{y}_1-\boldsymbol{u}_2(t)]^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}[\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{D}_1\boldsymbol{k}+\boldsymbol{D}_2\boldsymbol{y}_1-\boldsymbol{u}_2(t)]+[\boldsymbol{k}(t)-\boldsymbol{r}_1(t)]^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}}[\boldsymbol{k}(t)-\boldsymbol{r}_1(t)]+\boldsymbol{\lambda}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}_1\boldsymbol{k}+\boldsymbol{B}_2\boldsymbol{y}_1)\}$。

$H(t)$的一阶最优性必要条件为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}=\dfrac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial \boldsymbol{\lambda}} \\ \dot{\boldsymbol{\lambda}}=-\dfrac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial \boldsymbol{x}} \\ 0=\dfrac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial \boldsymbol{k}} \end{cases} \tag{5}$$

利用文献[18]中提出的引理，可求得式(4)的最优解(状态反馈矩阵乘以向量的形式)为

$$\boldsymbol{k}=-(\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{D}_1+\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}})^{-1}\begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{C}\right)^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{B}_1 \\ \left(\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{D}_2\right)^{\mathrm{T}} \\ -\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}} \\ -\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{x} \\ \boldsymbol{\lambda} \\ \boldsymbol{y}_1 \\ \boldsymbol{u}_2 \\ \boldsymbol{r}_1 \end{bmatrix} \tag{6}$$

式中：向量 $\boldsymbol{k}$ 包括离线控制器的状态变量、拉格朗日乘子、系统输出、在线控制器的输出和离线控制器的输出设定值；$\boldsymbol{\lambda}$ 为拉格朗日乘子，$\boldsymbol{\lambda}=\boldsymbol{P}\boldsymbol{x}-\boldsymbol{g}$，其中 $\boldsymbol{P}$ 为微分 Riccati 方程 DRE(differential Riccati equation)的解，$\boldsymbol{g}$ 为与参考信号轨迹相关的非齐次偏移项。假设 DRE 的时间范围是无限的，解具有时不变性，其代数 Riccati 方程 ARE(algebraic Riccati equation)可表示为

$$0=\boldsymbol{P}\hat{\boldsymbol{A}}+\hat{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}\hat{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{P}+\hat{\boldsymbol{C}} \tag{7}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{A}}=\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B}_1[(-\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{D}_1+\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}})^{-1}]\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{C}$；$\hat{\boldsymbol{B}}=\boldsymbol{B}_1\left[(-\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{D}_1+\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}})^{-1}\right]\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}$；$\hat{\boldsymbol{C}}=\boldsymbol{C}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}[\boldsymbol{I}+\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{D}_1[(-\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\cdot\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{D}_1+\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}})^{-1}]\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}]\boldsymbol{C}$。式(7)存在稳定解的充分必要条件是$(\hat{\boldsymbol{A}},\hat{\boldsymbol{B}})$具有能控性、$(\hat{\boldsymbol{A}},\sqrt{\hat{\boldsymbol{C}}})$具有可观测性。因此，根据最优控制理论，可得 $\boldsymbol{g}$ 的近似值 $\dot{\boldsymbol{g}}$ 为

$$\dot{\boldsymbol{g}}=-(\hat{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{P}\hat{\boldsymbol{B}})\boldsymbol{B}_{\boldsymbol{g}}\hat{\boldsymbol{\omega}} \tag{8}$$

式中，$\boldsymbol{B}_{\boldsymbol{g}}$ 为补偿偏移项 $\boldsymbol{g}$ 的矩阵。通过求解式(7)，结合式(8)中的 $\dot{\boldsymbol{g}}$，可求得 $\boldsymbol{\lambda}$。将 $\boldsymbol{\lambda}$ 代入式(6)，可确定无穷时解 $\boldsymbol{k}$ 的最终形式为

$$\begin{cases}\boldsymbol{k}=\boldsymbol{W}_{\mathrm{SF}}[\boldsymbol{x}\ \ \boldsymbol{y}_1\ \ \boldsymbol{u}_2\ \ \boldsymbol{r}_1]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{W}_{\mathrm{SF}}=(\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{D}_1+\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}})^{-1}\cdot\\ \qquad\begin{bmatrix}(\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{C}+\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P})^{\mathrm{T}}\\ (\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{D}_2-\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\hat{\boldsymbol{Y}})^{\mathrm{T}}\\ (-\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}+\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\hat{\boldsymbol{U}})^{\mathrm{T}}\\ (-\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}}+\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{M}\hat{\boldsymbol{R}})^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}\end{cases} \tag{9}$$

式中，$\boldsymbol{W}_{\mathrm{SF}}$ 为状态反馈矩阵，它是一个时不变矩阵，计算和实现都较容易。为了将所提方法应用于任何系统，本文还给出了系统状态反馈矩阵 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{SF}}$ 的计算方法。首先，确定离线控制器的状态空间。为了在 MG 模式切换过程中获得平滑切换效果，离线控制器的闭环主特征值的确定方式为其输出 $\boldsymbol{u}_1$ 以最小的误差跟踪在线控制器的输出 $\boldsymbol{u}_2$。线性控制设计准则中超调百分比和上升时间可用于制定离线控制器的期望特征值。离线控制器闭环系统的通用形式为

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{Cl}}=\boldsymbol{A}-\boldsymbol{B}_1\boldsymbol{k}_1 \tag{10}$$

$$\boldsymbol{k}_1=-(\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{D}_1+\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}})^{-1}(\boldsymbol{B}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{D}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}\boldsymbol{C}) \tag{11}$$

式中，$\boldsymbol{A}_{\mathrm{Cl}}$ 为闭环系统矩阵。$\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}}$ 和 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}$ 在系统暂态响应过程中起重要作用，二者可使用遗传算法的极点配置算法，以达到理想的系统响应。本文中，$\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}}$ 和 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}$ 的确定原则为离线控制器的闭环极点位置与期望极点位置之间的误差收敛到一个非常小的数 F，具体为

$$\min F=\sum_i\left(\left|\lambda_i^{\mathrm{d}}\right|-\left|\lambda_i^{\mathrm{o}}\right|\right)^2(1+\rho N) \tag{12}$$

式中：λ_i^{d} 和 λ_i^{o} 分别为期望极点值和离线控制器极点值；ρ 为罚值；N 为足够大的正常数，通常为 10^5。

为了保证控制系统的可控性和可观测性，式(12)中的罚值 ρ 可表示为

$$\rho=\rho_{\mathrm{ctr}}+\rho_{\mathrm{obs}} \tag{13}$$

式中：ρ_{ctr} 为可控性惩罚项；ρ_{obs} 为可观测性惩罚项。若 $(\hat{\boldsymbol{A}},\hat{\boldsymbol{B}})$ 可控，则 $\rho_{\mathrm{ctr}}=0$，反之则 $\rho_{\mathrm{ctr}}=1$；若 $(\hat{\boldsymbol{A}},\sqrt{\hat{\boldsymbol{C}}})$ 可观，则 $\rho_{\mathrm{obs}}=0$，反之则 $\rho_{\mathrm{obs}}=1$。矩阵 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}}$ 和 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}$ 的元素是 GA 决策变量。

1.2 GC 到 IS 模式平滑切换控制器

当主网发生扰动时，MG 会发生一个非计划的孤岛事件，并进入孤岛模式，该过程控制目标是抑制电压和频率参数的较大波动及适当的功率分配。图 2 为 GC 到 IS 模式平滑切换控制器的控制框图。

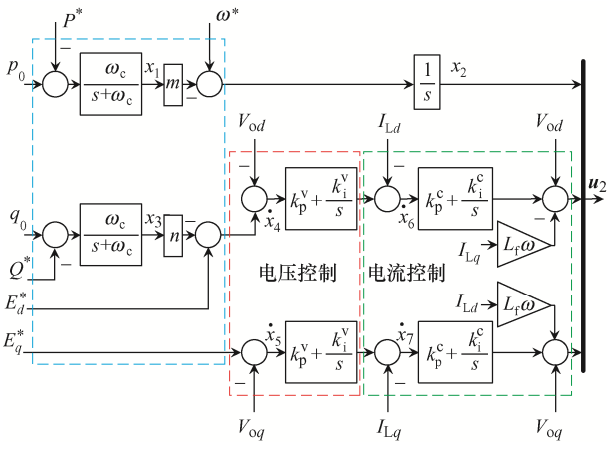


图 2　GC 到 IS 模式平滑切换控制器的控制框图

Fig. 2 Control block diagram of smooth switching controller from GC to IS mode

为了设计GC到IS模式平滑切换控制器GCISS (smooth switching controller from GC to IS mode)，离线控制器采用构网型控制策略，由状态反馈矩阵 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{SF,VCM}}$ 控制。该控制策略在孤岛模式下的设定值为 $\boldsymbol{r}_2=[P^*,Q^*,\omega^*,E_d^*,E_q^*]$，$\boldsymbol{u}_2=[\theta_2,V_{d2},V_{q2}]$为控制策略的输出向量。为了推导出构网型策略下离线控制器的状态空间模型，下垂控制可表示为

$$\omega=\omega^*-m(p_0-P^*)\frac{\omega_{\mathrm{c}}}{s+\omega_{\mathrm{c}}} \tag{14}$$

$$\begin{cases}E_d=E_d^*-n(q_0-Q^*)\dfrac{\omega_{\mathrm{c}}}{s+\omega_{\mathrm{c}}}\\ E_q=E_q^*=0\end{cases} \tag{15}$$

式中：ω为逆变器角频率；E_d和E_q分别为逆变器d轴和q轴的输出电压；p_0和q_0分别为逆变器的输出有功功率和无功功率；P^*和Q^*分别为逆变器的输出有功功率和无功功率的参考值；ω^*、E_d^*和E_q^*分别为下垂控制的角频率、d轴和q轴电压的参考值。本文采用截止频率为 ω_{c} 的低通滤波器来抑制高频分量，由此可得离线控制器的状态空间模型为

$$\begin{cases}\dot{x}_1=-x_1\omega_{\mathrm{c}}+\omega_{\mathrm{c}}(p_0-P^*)\\ \dot{x}_2=\omega^*-mx_1\end{cases} \tag{16}$$

$$\begin{cases}\dot{x}_3=-x_3\omega_{\mathrm{c}}+\omega_{\mathrm{c}}(q_0-Q^*)\\ \dot{x}_4=E_d^*-nx_3-V_{od}\end{cases} \tag{17}$$

$$\dot{x}_5=E_q^*-V_{oq} \tag{18}$$

$$\dot{x}_6=k_{\mathrm{i}}^{\mathrm{v}}x_4-k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{v}}nx_3+k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{v}}E_d^*-k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{v}}V_{od}-I_{\mathrm{L}d} \tag{19}$$

$$\dot{x}_7=k_{\mathrm{i}}^{\mathrm{v}}x_5+k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{v}}E_q^*-k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{v}}V_{oq}-I_{\mathrm{L}q} \tag{20}$$

构网型控制策略的输出方程为

$$\theta_2=x_2 \tag{21}$$

$$\begin{aligned}V_{d2}=&k_{\mathrm{i}}^{\mathrm{c}}x_6+k_{\mathrm{i}}^{\mathrm{v}}k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{c}}x_4-k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{v}}k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{c}}nx_3+k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{v}}k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{c}}E_d^*+\\ &(1-k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{v}}k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{c}})V_{od}-k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{c}}I_{\mathrm{L}d}-L_{\mathrm{f}}\omega_0I_{\mathrm{L}q}\end{aligned} \tag{22}$$

$$\begin{aligned}V_{q2}=&k_{\mathrm{i}}^{\mathrm{c}}x_7+k_{\mathrm{i}}^{\mathrm{v}}k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{c}}x_5+k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{v}}k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{c}}E_q^*+(1-k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{v}}k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{c}})\\ &V_{oq}-k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{c}}I_{\mathrm{L}q}-L_{\mathrm{f}}\omega_0I_{\mathrm{L}d}\end{aligned} \tag{23}$$

根据式(16)~(23)，可得构网型控制策略的系数矩阵，并计算出状态反馈矩阵 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{SF,VCM}}$。

1.3 IS 到 GC 平滑调节器的设计

图 3 为 IS 到 GC 模式平滑切换控制器的控制框图。该控制器采用同步参考系SRF(synchronous reference frame)实现，并由其状态反馈矩阵 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{SF,CCM}}$ 控制。在 GC 模式下，$\boldsymbol{r}_1=[V_q^*,\omega^*,I_{\mathrm{L}d}^*,I_{\mathrm{L}q}^*]$，$\boldsymbol{u}_1$=[$\theta_1$, V_{d1}, V_{q1}]为并网控制策略的输出矢量。利用带锁相环的派克变换提取电压相位，可得各变量 d、q 轴的值。电网跟随控制策略下DER的性能直接依赖于锁相环的特性，因此，通过将锁相环集成到 SRF 电流控制环中来考虑锁相环动态特性。当 MG 可用时，可在 PCC 重新连接到主电网，因此，PCC 两端的电压须同步。同步标准是：电压幅度的±10%、频率 0.3 Hz 和相角 20°。当满足标准判据时，触发开关信号送至 PCC 断路器，在下垂控制中加入角频率和电压幅值的偏差来调节 MG 侧电压。

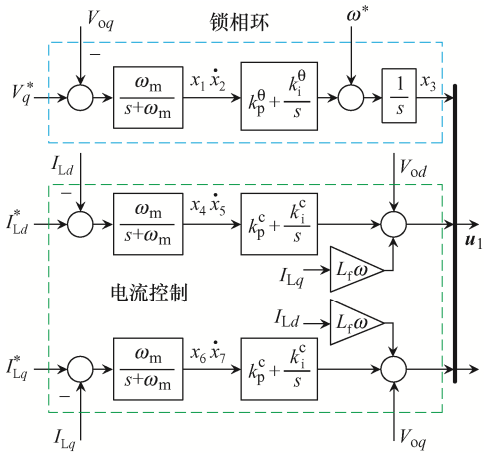


图 3 IS 到 GC 模式平滑切换控制器的控制结构

Fig. 3 Control structure of smooth switching controller from IS to GC mode

为了保证 IS 模式向 GC 模式的平稳过渡，本文开发了 IS 到 GC 模式平滑切换控制器，需要得到电网跟随控制的状态空间模型。状态变量 x_1、x_2 和 x_3 均为锁相环的动态特性，还采用了截止频率为 ω_{m} 的测量低通滤波器。在常规 SRF 电流控制回路中使用这种修正，状态空间模型是可控的和可观的；其余状态变量表示为 SRF 电流控制器的动态特性。由此可得电网跟随控制下的状态空间模型为

$$\begin{cases}\dot{x}_1=-x_1\omega_{\mathrm{m}}+\omega_{\mathrm{m}}(V_q^*-V_{oq})\\ \dot{x}_2=\omega^*-mx_1\end{cases} \tag{24}$$

$$\begin{cases}\dot{x}_3=\omega^*+k_{\mathrm{p}}^{\theta}x_1+k_{\mathrm{i}}^{\theta}x_2\\ \dot{x}_4=-x_4\omega_{\mathrm{m}}+\omega_{\mathrm{m}}(I_{\mathrm{L}d}^*-I_{\mathrm{L}d})\end{cases} \tag{25}$$

$$\begin{cases}\dot{x}_5 = x_4 \\ \dot{x}_6 = -x_6\omega_{\mathrm{m}} + \omega_{\mathrm{m}}(I^*_{\mathrm{L}q} - I_{\mathrm{L}q})\end{cases} \tag{26}$$

$$\dot{x}_7 = x_6 \tag{27}$$

其输出为

$$\theta_1 = x_3 \tag{28}$$

$$V_{d1} = k^{\mathrm{c}}_{\mathrm{i}}x_5 + k^{\mathrm{c}}_{\mathrm{p}}x_4 + V_{od} - L_{\mathrm{f}}\omega_0 I_{\mathrm{L}q} \tag{29}$$

$$V_{q1} = k^{\mathrm{c}}_{\mathrm{i}}x_7 + k^{\mathrm{c}}_{\mathrm{p}}x_6 + V_{oq} - L_{\mathrm{f}}\omega_0 I_{\mathrm{L}d} \tag{30}$$

为保证平滑切换，离线控制器应适当跟随在线控制器，这种行为受 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}$ 和 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}}$ 矩阵的影响。本文采用所提状态反馈矩阵使得离线控制器的极点固定在期望位置，$\boldsymbol{W}_{\mathrm{u}}$ 和 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{e}}$ 可用主导极点布置技术得到，其中离线控制器的主导极点根据稳定时间 100 ms 和阻尼比 0.707 设计[20-22]。

2　仿真分析与实验验证

2.1 仿真分析

为了便于与文献[20]的方法(即经典LQR方法，仅外环采用下垂控制)进行仿真比较，以验证所提方法的有效性与优越性，本文采用的微电网测试系统与文献[20]相同，微电网详细结构如图 4 所示。该微电网共有 4 个分布式电源 DER1、DER2、DER3 和 DER4，均是基于逆变器的电源，且容量均为 30 kW，微电网的 PCC 额定电压 V_{PCC} 为 325 V，表 1 为测试系统的仿真参数。

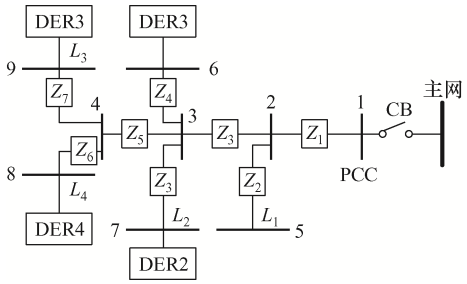


图 4　用于仿真研究的 MG 模型

Fig. 4 Model of MG for simulation study

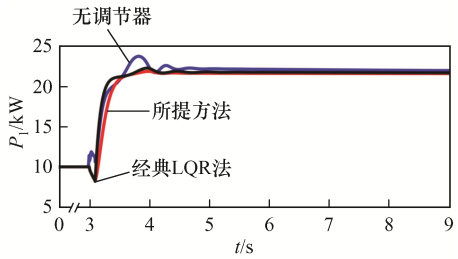
2.1.1　GC 切换至 IS 模式场景

该场景下 MG 起初以 GC 模式运行，DERs 以其额定功率的 33%运行，且功率因数相同。在 t=3 s 时，MG 进入孤岛模式。DERs 通过孤岛检测算法检测到孤岛模式，并将其运行模式切换为构网型控制策略。图 5、图 6 和图 7 分别为孤岛切换过程中 DERs 的有功功率和无功功率以及微电网的电压和频率变化情况。

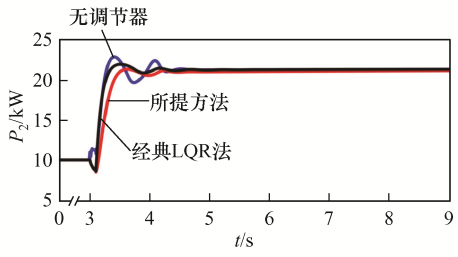
表 1　仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

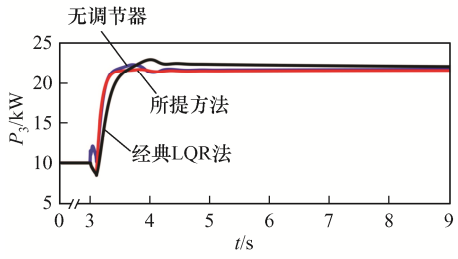
参数	数值
直流电压 V_{dc}/V	650
MG PCC 额定电压 V_{PCC}/V	325
线路 1 阻抗 Z_1/Ω	0.019 0+j0.058
线路 2 阻抗 Z_2/Ω	0.110 7+j0.002 8
线路 3 阻抗 Z_3/Ω	0.019 9+j0.058 2
线路 4 阻抗 Z_4/Ω	0.040 5+j0.002 5
线路 5 阻抗 Z_5/Ω	0.077 8+j0.013 3
线路 6 阻抗 Z_6/Ω	0.009 9+j0.003 9
线路 7 阻抗 Z_7/Ω	0.053 3+j0.005 1
负载 1 L_1 容量/kV·A	5+j2.1
负载 2 L_2 容量/kV·A	50+j28.0
负载 3 L_3 容量/kV·A	20+j11.0
负载 4 L_4 容量/kV·A	22+j12.0



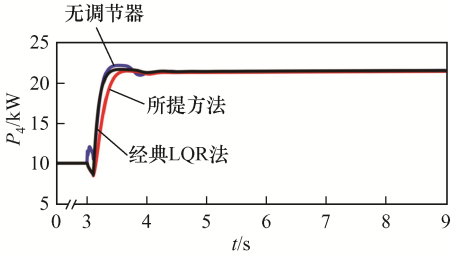
(a) DER1



(b) DER2



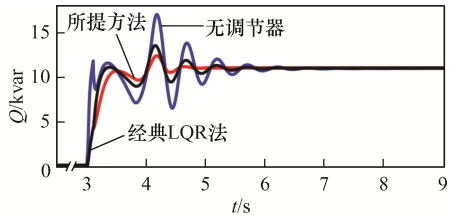
(c) DER3



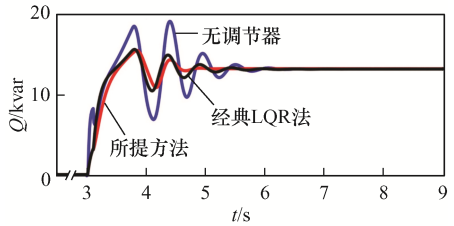
(d) DER4

图 5 孤岛过渡过程中 DER 的有功功率

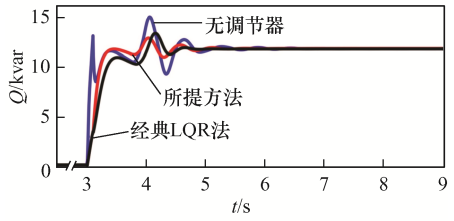
Fig. 5 DERs active power during islanding transition



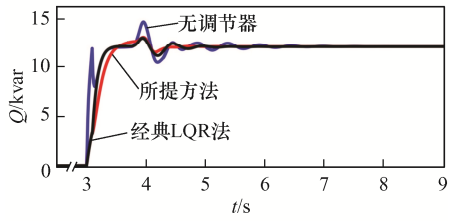
(a) DER1



(b) DER2



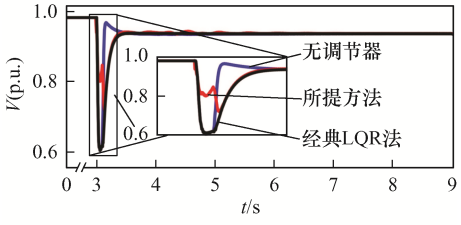
(c) DER3



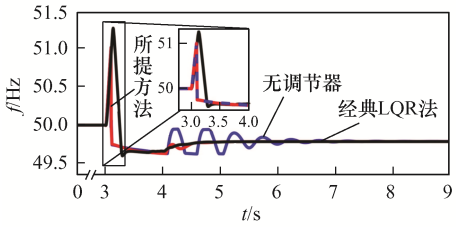
(d) DER4

图 6 孤岛过渡过程中 DER 的无功功率

Fig. 6 DERs reactive power during islanding transition



(a) DER1



(b) DER2

图 7 孤岛过渡过程中的 PCC 电压和 MG 频率

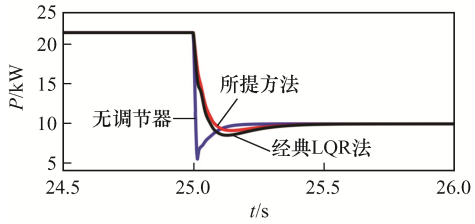
Fig. 7 PCC voltage and MG frequency during islanding transition

由图 5 可知,在无平滑调节器的情况下,DER1 和 DER2 具有 10%左右的超调峰值，且振荡时间较长；采用经典 LQR 法，DER1 和 DER2 的超调量下降至 5%左右；本文所提方法可将 DERs 有功功率的最大超调百分率下降至 1.2%以下，且切换性能平滑。观察图 6 可知，DER1 和 DER3 的无功功率在没有调节器的情况下分别具有 54%和 27%的超调百分比，且振荡明显；经典 LQR 法和所提方法可分别降低超调量 22%和 13%;在无调节器、经典 LQR 法和所提方法这 3 种情况下，PCC 电压分别下降到 0.60、0.62 和 0.75 p.u.；微电网的频率在没有调节器的情况下具有明显的振荡现象；经典 LQR 法在确定孤岛检测后，频率提高到 51.5 Hz，频率稳定时间小，响应平稳；而本文所提方法在超调量和振荡时间方面要明显好于上述 2 种方法。

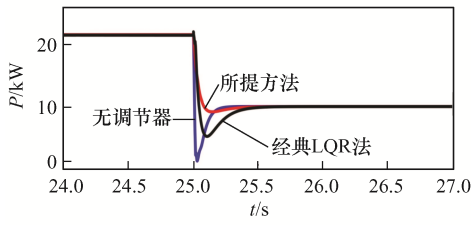
2.1.2 IS 切换至 GC 模式场景

图 8、图 9 和图 10 分别为 IS 切换至 GC 模式过程中 DERs 的有功功率和无功功率以及微电网的电压与频率变化情况。其中，该切换过程发生在 t=25 s 时，微电网重新连接到主网。

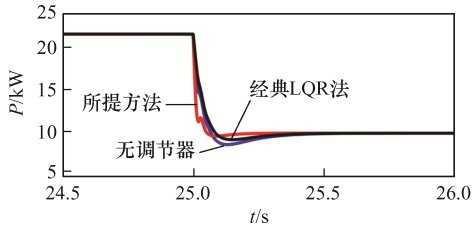
观察图 8~图 10 可知，在无调节器的情况下，DERs 的有功功率和无功功率均出现了明显的峰值；而在所提方法下，DERs 的有功功率可以平滑地跟踪其参考值；与经典 LQR 法相比，所提方法下 DERs 的无功功率无峰值，且响应平稳，重新连接主网后 PCC 电压下降至 0.77 p.u.，而经典 LQR 法中，PCC 电压降低到 0.85 p.u.，可见所提方法的 PCC 电压稳定在无峰值状态。



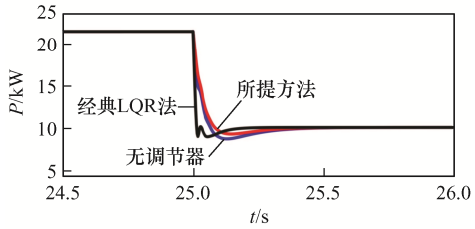
(a) DER1



(b) DER2



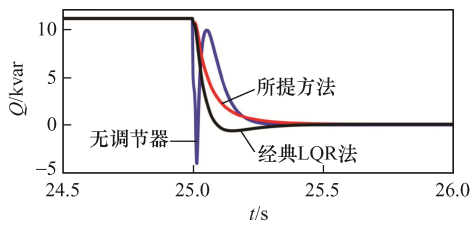
(c) DER3



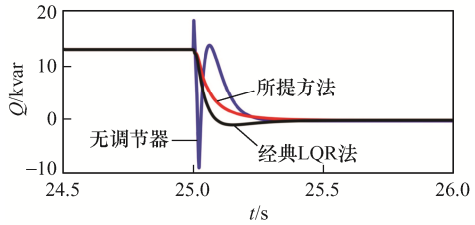
(d) DER4

图 8　MG 重连主网时 DER 的有功功率

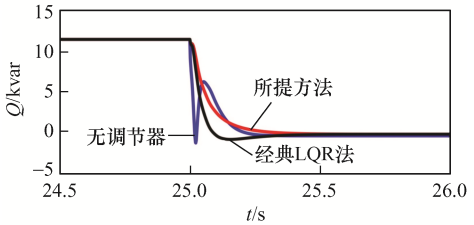
Fig. 8 DERs active power during reconnection of MG to grid



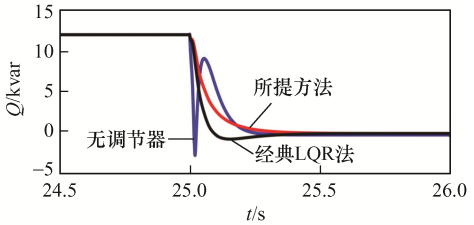
(a) DER1



(b) DER2



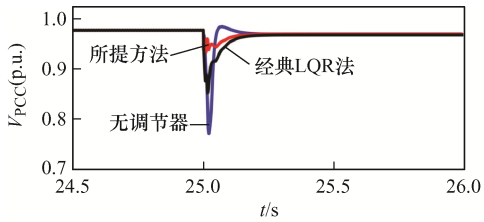
(c) DER3



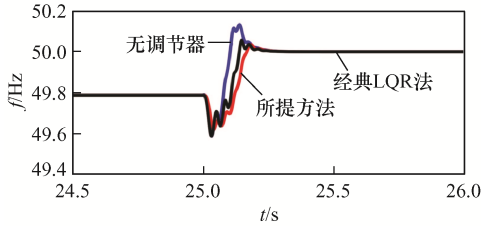
(d) DER4

图 9　MG 重连主网时 DER 的无功功率

Fig. 9 DERs reactive power during reconnection of MG to grid



(a) 电压



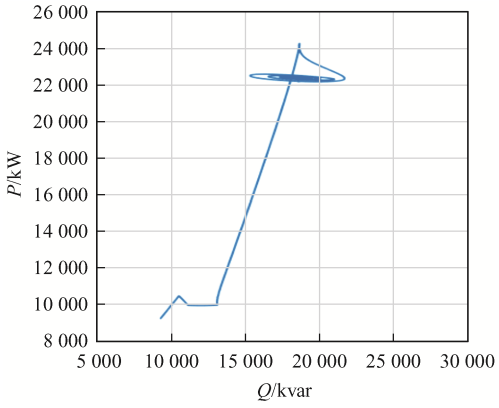
(b) 频率

图 10　重连过渡过程中的 PCC 电压和 MG 频率

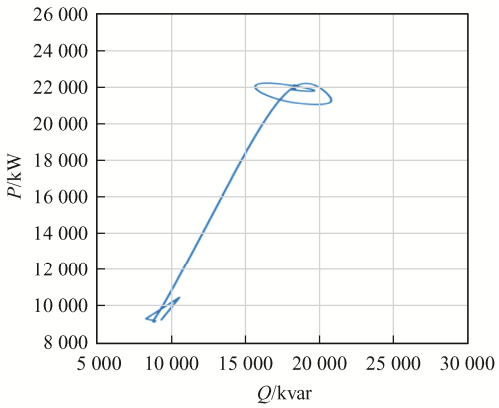
Fig. 10 PCC voltage and MG frequency during reconnection

2.1.3　相平面分析

为了验证所提方法的有效性与优越性，本文与经典 LQR 法进行了仿真比较，即利用相平面分析法来分析 2 种方法在切换过程中的动态特性。相平面分析法是研究系统特性的最有效的技术之一，它可提供与初始条件相对应的系统运行轨迹。图 11 为 2 种切换控制方法下 DER2 有功功率和无功功率的相平面。尽管 2 种方法最终均收敛于一个稳定平衡点，但所提方法的根轨迹更好。



(a)经典LQR法



(b)本文所提方法

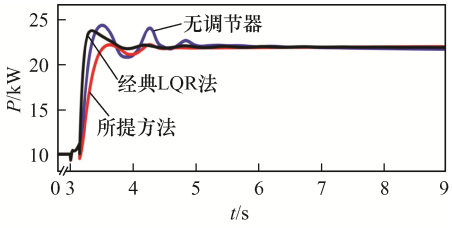
图 11 2 种切换控制方法下 DER2 有功功率和无功功率的相平面

Fig. 11 Phase planes of DER2 active and reactive power under two switching control methods

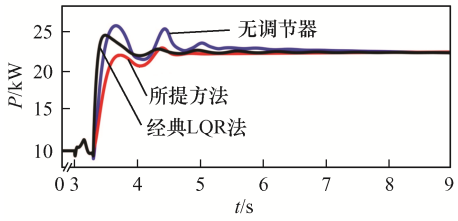
2.1.4 鲁棒性验证

为了验证所提方法的鲁棒性，本文充分考虑了孤岛检测时间对所提方法的影响，对不同孤岛检测时间进行了仿真研究。本文假定互联系统保护装置的最大清除时间为 300 ms[18-20]，图 12 为孤岛检测时间分别为 150 ms 和 300 ms 下孤岛切换时 DER2 的有功功率。

图 12 的仿真结果表明，随着孤岛检测时间的增加，2 种控制策略的超调值均有所增大，但所提策略的超调值最小，此外 DER2 有功功率达到稳态



(a)孤岛检测时间为150 ms



(b)孤岛检测时间为300 ms

图 12 孤岛切换时 DER2 的有功功率

Fig. 12 DER2 active power during islanding transition

值所需时间最少，由此可得，所提方法下暂态功率波动可忽略不计，具有较好的鲁棒性。

2.2 实验验证

为了验证所提控制器的可行性，本文进行了实验验证。该实验测试微电网由 2 个 2.2 kW 的 DERs、LCL 滤波器、测量传感器和 RL 负载组成，MG 与电网还存在 1 个断路器 CB(circuit breaker)。表 2 为实验系统的相关参数。实时仿真平台(dSPACE 1006)和 I/O 板是微电网的软件部分。在 MATLAB/Simulink 环境下对基于所提方法的控制平台进行了仿真，并利用 MATLAB 编译器在 dSPACE 中构建了该控制平台。通过 2 种不同的场景，即从 GC 模式到 IS 模式的切换和从 GC 模式到 IS 模式的切换，以验证所提调节器的性能。上述研究的实验结果是在 MATLAB 中绘制，相关实验数据是 dSPACE 控制台获取。

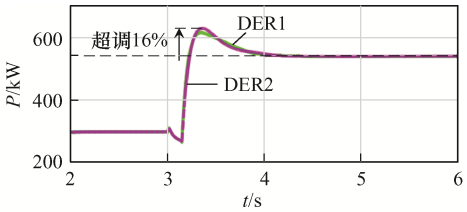
表 2 实验参数

Tab. 2 Experimental parameters

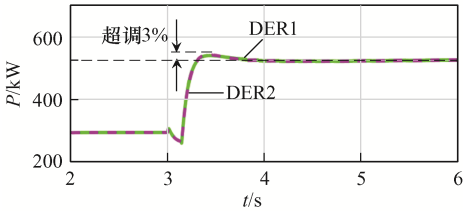
参数	数值
直流电压 V_{dc}/V	650
MG 的 PCC 额定电压 V_{PCC}/ V	325
滤波器电容 C_f/μF	25.5
滤波器电感 L_f，L_c/mH	1.82
频率 f/Hz	50
开关频率 f_s/kHz	10
负载阻抗 Z_{L1}/Ω	116+j47.5
Q-V 下垂系数 n/(V/var)	0.021
LPF 的截止频率 ω_c, ω_m/(rad·s^{-1})	2π，200
PLL 的 PI 增益 k_p^θ，k_i^θ	0.15，3
电压的 PI 增益 k_p^v，k_i^v	0.261，52
电流的 PI 增益 k_p^c，k_i^c	0.355，121
P-W 下垂系数 m/(rad·s^{-1})	0.006 51

2.2.1　GC 切换到 IS 模式

该场景的实验步骤为：初期，微电网是并网模式运行，DERs 采用电网跟随控制策略，其功率因数设置相同，DERs 的功率参考值为 $P^*=300$ W 和 $Q^*=0$ var。在 $t=3$ s 时发生孤岛事件，CB 断开，微电网进入孤岛模式，每个 DER 分别提供平均 540 W 的有功功率和 220 var 的无功功率输出。图 13、图 14 和图 15 分别为孤岛切换过程中 DERs 的有功功率、无功功率以及微电网的 PCC 电压实验情况。



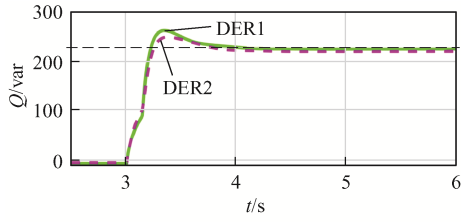
(a) 无切换调节器



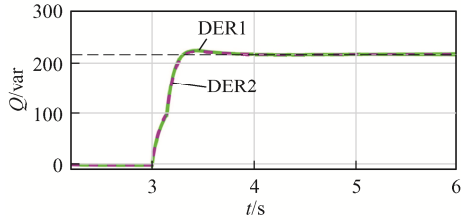
(b) 本文所提方法

图 13　孤岛切换过程中 DERs 的有功功率实验情况

Fig. 13 Experiment of DERs active power during islanding transition



(a) 无切换调节器



(b) 本文所提方法

图 14　孤岛切换过程中 DERs 的无功功率实验情况

Fig. 14 Experiment of DERs reactive power during islanding transition

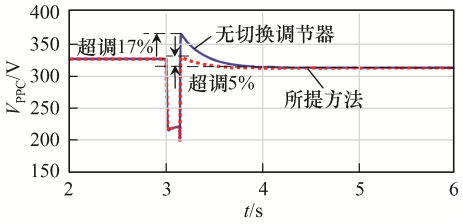


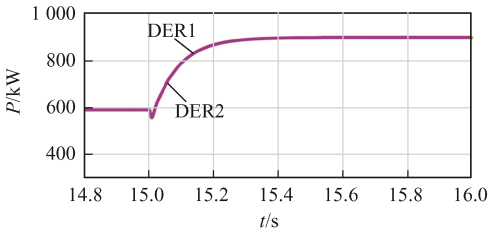
图 15　从 GC 模式过渡到 IS 模式期间的 PCC 电压

Fig. 15 PCC voltage during transition from GC to IS mode

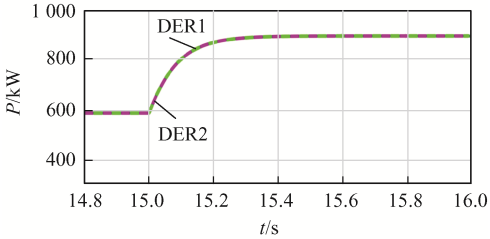
观察图 13~图 15 可知，在无切换调节器的情况下，PCC 电压幅值增加到 360 V，而在所提方法下 PCC 电压幅值限制在 328 V 左右；此外还可发现，无切换调节器时电压的偏差导致有功功率发生明显的超调波动，超调量约为稳态值的 16%，而所提方法显著降低了超调量(约为稳态值的 2%)，验证了所提切换调节器的有效性。

2.2.2　IS 切换到 GC 模式

此场景下，在 MG 重连至主网的过渡过程中验证所提方法的有效性。与主网的同步过程在重新连接过程之前完成。首先，发出同步指令后，在 t=15 s 关闭 CB，从而将 DERs 的运行方式由构网型策略转变为电网跟随策略。DERs 的并网策略中有功功率参考值为 P^*=900 W，功率因数相同。图 16、图 17 和图 18 分别为重连切换过程中 DERs 的有功功率、无功功率以及微电网的电压和频率实验情况。



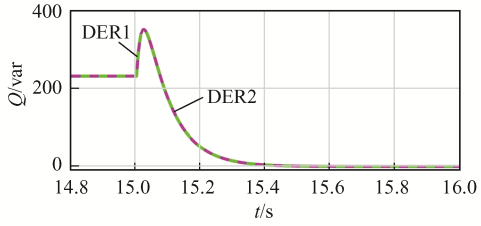
(a) 无切换调节器



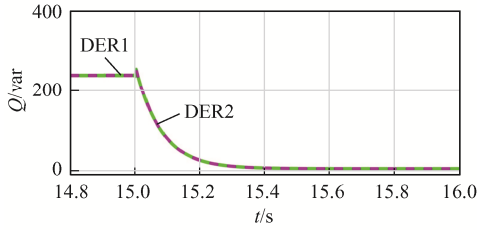
(b) 本文所提方法

图 16　重连切换过程中 DERs 的有功功率实验情况

Fig. 16 Experiment of DERs active power during transition from IS to GC mode



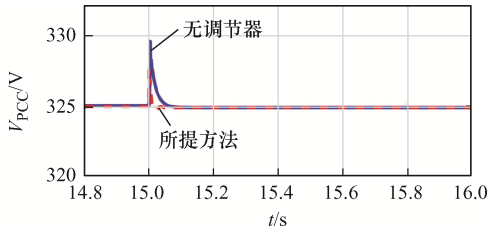
(a) 无切换调节器



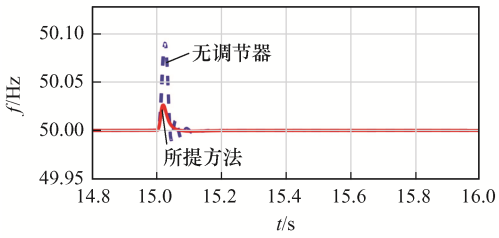
(b) 本文所提方法

图 17 重连切换过程中 DERs 的无功功率实验情况

Fig. 17 Experiment of DERs reactive power during transition from IS to GC mode



(a) PCC电压



(b) 频率

图 18 t=15 s 时从 IS 模式过渡到 GC 模式期间的 PCC 电压和频率

Fig. 18 PCC voltage and frequency during transition from IS to GC mode at t=15 s

由图 18 可得，在 PCC 处电压约 330 V，经历了 5 V 的超调，而在所提方法下 PCC 电压仅上升到 327 V，最终验证了所提方法的有效性。

3 结语

为了解决微电网在并网与孤岛 2 种运行模式切换时，受 RES 出力不确定性以及 2 种运行模式下电压、频率和相角不一致等因素影响，极易造成模式切换过程中 MG 电压和频率波动大以及偏差大等问题，本文提出了一种基于改进 LQR 的 MG 模式平滑切换控制，以减小切换过程中微电网相关参数的剧烈波动，实现运行状态的平滑切换。最后，通过仿真分析与实验验证了所提方法的有效性与优越性，与传统 LQR 方法相比，所提方法可有效降低相关参数的超调百分率约 22%，缩短电压与频率振荡时间约 13%，此外，所提方法易于实现，且与常见双环 PI 控制兼容性较好。

参考文献：

[1] 李洪恩, 胡健, 唐志扬, 等. 孤岛直流微电网 DC-DC 变换器的非线性控制技术[J]. 电源学报, 2020, 18(2): 4-14.
Li Hongen, Hu Jian, Tang Zhiyang, et al. Nonlinear control technology for DC-DC converter in islanded DC microgrid [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(2): 4-14. (in Chinese)

[2] Rey J M, Castilla M, Miret J, et al. Adaptive slope voltage control for distributed generation inverters with improved transient performance [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(3): 1644-1654.

[3] 郁家麟, 肖龙海, 胡舟, 等. 微电网含非线性与不平衡负荷时的混合储能系统功率分配策略研究[J]. 电源学报, 2020, 18(2): 43-54.
Yu Jialin, Xiao Longhai, Hu Zhou, et al. Research on power allocation strategy for hybrid energy storage system in microgrids under nonlinear and unbalanced loads [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(2): 43-54. (in Chinese)

[4] Han Hua, Hou Xiaochao, Yang Jian, et al. Review of power sharing control strategies for islanding operation of AC microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2016, 7(1): 200-215.

[5] Chu S Y, Cui Xiaofan, Zan Xin, et al. Transfer-power measurement using a non-contact method for fair and accurate metering of wireless power transfer in electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022,

37(2): 1244-1271.

[6] Delghavi M B, Yazdani A. Sliding-mode control of AC voltages and currents of dispatchable distributed energy resources in master-slave-organized inverter-based microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(1): 980-991.

[7] 毕永健, 徐丙垠, 赵艳雷, 等. 同步定频微电网的并网/孤岛无缝切换控制策略[J]. 电网技术, 2022, 46(3): 923-933.
Bi Yongjian, Xu Bingyin, Zhao Yanlei, et al. Seamless transfer control strategy between grid-connected and islanding operation for synchronous fixed-frequency microgrid [J]. Power System Technology, 2022, 46(3): 923-933. (in Chinese)

[8] Sajadian S, Ahmadi R. Model predictive control of dual-mode operations Z-source inverter: islanded and grid-connected [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 4488-4497.

[9] Sekhar P C, Tupakula R R. Model predictive controller for single-phase distributed generator with seamless transition between grid and off-grid modes [J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2019, 13(10): 1829-1837.

[10] 温素芳, 王生铁, 田桂珍. 基于混合储能系统的微电网并离网平滑切换控制策略研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2021, 42(5): 204-213.
Wen Sufang, Wang Shengtie, Tian Guizhen. Research on smooth switching control strategy of microgrid based on HESS [J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2021, 42(5): 204-213. (in Chinese)

[11] 翟凡, 李桂丹, 王议锋,等. 基于直流母线电压信号的小型独立直流微电网自主平滑模式切换控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3105-3117.
Zhai Fan, Li Guidan, Wang Yifeng, et al. An autonomous and smooth mode switching control strategy based on DC bus signaling for small-scale stand-alone DC microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3105-3117. (in Chinese)

[12] 韦斌，隋宇，邓小玉，等. 多微网解列运行模式切换控制方法研究[J]. 电源学报, 2023, 21(2): 100-105.
Wei Bin, Sui Yu, Deng Xiaoyu, et al. Research on switching control method for splitting operation mode of multi-microgrid [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(2): 100-105. (in Chinese)

[13] Lou Guannan, Gu Wei, Wang Jianhui, et al. A unified control scheme based on a disturbance observer for seamless transition operation of inverter-interfaced distributed generation [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(5): 5444-5454.

[14] Nguyen T H, Al Hosani K, Al Sayari N, et al. Seamless transition scheme between grid-tied and stand-alone modes of distributed generation inverters [C]// 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia(IFEEC 2017 - ECCE Asia). Kaohsiung, Taiwan, China: IEEE, 2017: 344-349.

[15] Singh B, Pathak G, Panigrahi B K. Seamless transfer of renewable-based microgrid between utility grid and diesel generator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8427-8437.

[16] Talapur G G, Suryawanshi H M, Xu Lie, et al. A reliable microgrid with seamless transition between grid connected and islanded mode for residential community with enhanced power quality [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 5246-5255.

[17] 谢卫才, 李晓凤, 王世豪, 等. 交直流混合微电网频率和电压的无差控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31(7): 110-116.
Xie Weicai, Li Xiaofeng, Wang Shihao, et al. Deviation-free control of frequent and voltage of AC/DC hybrid micro-grid [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2019, 31 (7): 110-116. (in Chinese)

[18] 宁雪姣, 杨洪耕, 沙熠, 等. 直流微网中可抑制环流的并联变流器控制策略[J]. 可再生能源, 2017, 35(1): 72-79.
Ning Xuejiao, Yang Honggeng, Sha Yi, et al. Control strategy of paralleling converters to restrain circulating current in DC microgrid [J]. Renewable Energy Resources, 2017, 35(1): 72-79. (in Chinese)

[19] 蔺晓强. 多电压等级直流微电网中多端口变换器与直流变压器研究[D]. 太原: 太原理工大学, 2019.

Lin Xiaoqiang. Research on multi-port converter and DC transformer in multi-voltage levels DC microgrids [D]. Taiyuan: Taiyuan University of Technology, 2019. (in Chinese)

[20] Das D, Gurrala G, Shenoy U J. Linear quadratic regulator based bumpless transfer in microgrids [C]// 2016 IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT-Asia). Melbourne, VIC, Australia: IEEE, 2016: 617.

[21] Sadati N, Hosseinzadeh M, Dumont G A. Multi-model robust control of depth of hypnosis [J]. Biomedical Signal Processing and Control, 2018, 40: 443-453.

[22] Ganjian-Aboukheili M, Shahabi M, Shafiee Q, et al. Seamless transition of microgrids operation from grid-connected to islanded mode [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2020, 11(3): 2106-2114.



朱超群

作者简介：

朱超群(1992—)，男，通信作者，硕士，工程师。研究方向：消费侧电能替代技术，多能互补能源综合利用。E-mail：zhuchaoqun123@126.com。

沈杰(1971—)，男，本科，副高级工程师。研究方向：电能替代，电力计量。E-mail：shenjie@163.com。

李洁(1972—)，女，硕士，副高级工程师。研究方向：电力需求侧管理。E-mail：lijielj@126.com。

张晓明(1985—)，男，本科，副高级工程师。研究方向：用电检查。E-mail：zhangxiaoming@126.com。

马军(1974—)，男，本科，高级工程师。研究方向：网调控运行，电力调度自动化研究。E-mail：lixiaoyu101101@126.com。

(责任编辑：陈国珍)