孤岛运行下垂逆变器二次调频方法

董家伟[1],王志新[1],朱国忠[2],包 俊[3]
(1. 上海交通大学 电气工程系,上海 200240;2. 上海正泰电源系统有限公司,上海 200210;
3. 上海禧龙科技股份有限公司,上海 201517)

摘要:为消除下垂控制引起的微电网频率静差,提出一种基于积分超前补偿环节的孤岛运行的下垂逆变器二次调频方法。采用基于组件连接法的小信号状态空间分析法对系统参数进行分析和设计,实现了逆变器之间无需通信即可消除频率静差,且提高了逆变器下垂系数的稳定范围和多并联逆变器系统的稳定性。在MATLAB/Simulink上对多并联逆变器系统进行仿真,验证了所提方法的有效性。

关键词:下垂控制;二次调频;小信号状态空间分析法;稳定性;逆变器
中图分类号:TM 73;TM 464 **文献标志码:**A DOI:10.16081/j.epae.202202005

0 引言

微电网及其应用有利于提高对风电、光伏等分布式可再生能源的消纳能力。分布式可再生能源通过逆变器实现电力变换[1-2],微电网存在并网和孤岛运行2种方式,因此,也要求逆变器具有并网和孤岛运行2种工作模式。

在孤岛运行工作模式下,逆变器除了作为可再生能源发电设备提供电能,还要为微电网提供电压与频率支撑[3]。下垂控制作为一种分布式的控制方案,可以自动实现微电网内多逆变器的功率平衡分配,其实质是通过控制方法模拟同步发电机的下垂特性,使得逆变器获得类似于同步发电机的一次调频功能,而代价是在功率不匹配情况下带来稳态频率和电压静差[4-5]。对于由同步发电机构成的电网系统,稳态频率静差是通过二次调频环节来消除的,即通过提高或降低同步发电机出力消除稳态频率静差。而对于逆变器,其二次调频调压是通过平移下垂曲线的方法来实现的。

现有研究主要采用通信的方法,如一致性算法等实现多并联逆变器微电网的二次调频。文献[6]提出通过平移下垂曲线进行孤岛下垂微电网的二次调频调压控制,其是采用基于通信的一致性算法实现的。文献[7]设计一种基于二次型最优控制和一致性算法的方法用于频率电压的二次调节。文献[8]设计基于线性自抗扰控制方案的微电网时频电压控制策略。由于下垂环路对多并联逆变器系统的稳定性影响很大,将通信环节加入下垂环将对系统稳定性产生较大影响。此外,逆变器下垂系数的取值需满足一定范围要求,否则将造成系统不稳定[9]。

对于孤岛多并联逆变器微电网运行问题,保障功率分配平衡的前提是保障孤岛多并联逆变器的小信号稳定。分析孤岛小信号稳定性的方法主要有阻抗法[10-13]和状态空间法[14-15]2种。状态空间法由于可以直观显示各类参数对系统稳定性的影响,如下垂系数等对稳定性的影响[16-17],因此常用于控制方案的稳定性分析。文献[18]分析并网电感对下垂逆变器稳定性的影响。文献[19]设计一种并网逆变器模型降阶的方法。组件连接法[20-21]是从状态空间法发展出的用于研究系统整体稳定性的方法。本文将基于状态空间法和组件连接法进行分析。

本文提出一种不含通信的孤岛下垂逆变器二次调频方法。该方法在消除孤岛下垂逆变器稳态频率静差的同时,可以提高逆变器的下垂系数稳定范围,从而提高下垂控制逆变器的稳定性。

1 含有二次调频调压项的下垂控制

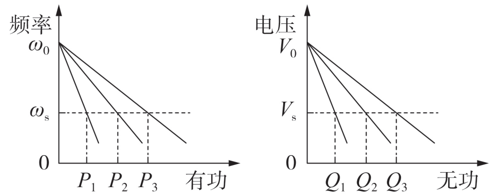
下垂控制是一种自动均衡多并联逆变器之间有功和无功分配的控制方案。对于由n台逆变器构成的微电网系统,第j台逆变器满足的下垂关系为:

$$\begin{cases}\omega_j=\omega^{\mathrm{ref}}-n_{\omega,j}\left(P_j-P_j^{\mathrm{ref}}\right)\\ V_{\mathrm{d},j}=V^{\mathrm{ref}}-n_{V,j}\left(Q_j-Q_j^{\mathrm{ref}}\right)\end{cases}\quad j=1,2,\cdots,n \tag{1}$$

式中:ω_j和$V_{\mathrm{d},j}$分别为第j台逆变器内环控制频率和电压设定值,为下垂环输出;ω^{ref}和V^{ref}分别为频率和电压参考值,所有逆变器的这2个变量值设置均相同;$n_{\omega,j}$和$n_{V,j}$分别为第j台逆变器的有功和无功下垂系数;P_j、Q_j和P_j^{ref}、Q_j^{ref}分别为第j台逆变器的有功、

收稿日期:2021-04-07;**修回日期:**2021-12-11
在线出版日期:2022-02-22
基金项目:国家重点研发计划项目(2018YFB1503000,2018YFB1503001);上海市科委科技计划项目(20dz1206100);上海市经信委工业强基计划项目(2021)
Project supported by the National Key R&D Program of China(2018YFB1503000,2018YFB1503001),the Science and Technology Plan Program of Shanghai Science and Technology Commission(20dz1206100) and the Industrial Base Plan Program of Shanghai Economic and Information Commission(2021)

无功输出功率以及参考功率。由于达到稳态时各台逆变器的频率与电压均趋近相等，因此将各台逆变器输出有功和无功相对参考值的偏差与其下垂系数设定为成反比，这样就实现了多并联逆变器系统输出有功、无功的均衡。图1给出了有功、无功下垂曲线示意图。图中：ω_0 和 V_0 分别为截距频率和电压；ω_s 和 V_s 分别为静态频率和电压。



（a）有功　（b）无功

图1　下垂曲线示意图

Fig.1　Schematic diagram of droop curves

由图1可见，当逆变器的输出功率与参考功率不匹配，即 $P_j \neq P_j^{\mathrm{ref}}$、$Q_j \neq Q_j^{\mathrm{ref}}$ 时，系统静态频率和电压将会偏离参考值，即 $\omega_j \neq \omega^{\mathrm{ref}}$，从而产生静态频率和电压偏差。类似于电力系统二次调频，可对下垂控制采用下垂特性曲线平移的方式实现多并联逆变器系统的二次调频。考虑二次调频的下垂控制关系为：

$$\begin{cases} \omega_j = \omega^{\mathrm{ref}} - n_{\omega,j}\left(P_j - P_j^{\mathrm{ref}}\right) + u_\omega \\ V_{\mathrm{d},j} = V^{\mathrm{ref}} - n_{V,j}\left(Q_j - Q_j^{\mathrm{ref}}\right) + u_V \end{cases} \quad j = 1, 2, \cdots, n \tag{2}$$

式中：u_ω 和 u_V 分别为二次调频、调压分量，为使得各台逆变器的下垂特性曲线仍交于一点，各台逆变器的二次调频、调压分量需保持一致[22]。根据图1，引入二次调频分量本质上相当于将下垂特性曲线上下平移。当孤岛运行的多并联逆变器系统负荷不变时，各台逆变器的有功分配不变，因此通过二次调频分量 u_ω 平移下垂曲线将使得多并联逆变器的静态频率工作点同方向同数值移动，即：

$$\Delta\omega_s = u_\omega \tag{3}$$

式中：$\Delta\omega_s$ 为静态频率的补偿量。据此，本文设计一种无需通信的孤岛多并联下垂控制逆变器二次调频方案，从而实现孤岛运行的多并联逆变器系统的频率无静差控制。需要注意的是，理想情况下相同的方案可以应用于系统的电压无静差控制，但由于实际系统中存在线路压降，且线路压降与逆变器出口电压相关，因此线性的平移无法同时实现电压调整与无功分配平衡[23-24]。因此，本文所提方法仅针对孤岛多并联逆变器的二次频率调节。

2　基于积分超前矫正器的二次调频稳定器方法

为实现孤岛运行的多并联下垂逆变器系统的无静差二次调频，同时加强孤岛多并联下垂逆变器系统的小信号稳定性，本文提出采用基于积分超前矫正器的二次调频稳定器对静态频率差进行补偿，表达式为：

$$u_{\omega,j} = \frac{T_1 s + 1}{s\left(T_2 s + 1\right)}\left(\omega^{\mathrm{ref}} - \omega_j\right) \quad j = 1, 2, \cdots, n \tag{4}$$

式中：$u_{\omega,j}$ 为第 j 台逆变器的调频分量；T_1、T_2 为超前校正器的2个时间常数，且有 $T_1 > T_2$。所提控制方法框图如图2所示，图中 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{c,abc},j}$、$\boldsymbol{I}_{2,\mathrm{abc},j}$ 分别为第 j 台逆变器的输出电压与输出电流。

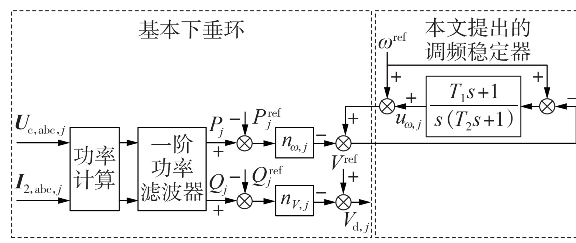


图2　基于积分超前矫正器二次调频模块的有功频率下垂方法框图

Fig.2　Block diagram of active power droop method based on secondary frequency regulation module of integral lead corrector

根据内模原理[25]，矫正器中零极点的作用在于消除频率静差。超前校正环节能提高频率静差补偿的响应速度以及下垂系统的小信号稳定性。类比同步发电机系统中的调频装置[26]，本文提出的积分超前矫正环节功能对应于同步发电机的二次调频装置以及电力系统稳定器PSS（Power System Stabilizer）。超前校正环节的波特图如图3所示。

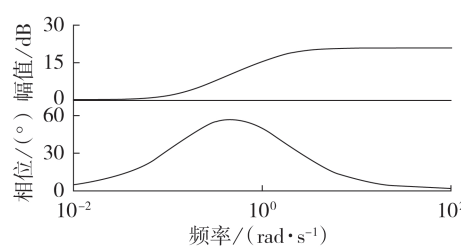


图3　超前矫正环节的波特图

Fig.3　Bode diagram of lead correction part

最大校正相位 $\phi_{\max}$ 及其对应频率 $\omega_{\max}$ 分别为：

$$\begin{cases} \phi_{\max} = \arcsin \dfrac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} \\ \omega_{\max} = 1/\sqrt{T_1 T_2} \end{cases} \tag{5}$$

由图3可知，超前矫正环节将在矫正频率附近为系统提供一个较大的相位补偿。当矫正频率接近系统剪切频率时，该相位补偿将有效提高系统的相位裕度，从而实现系统稳定性的提升。基于该原理，本文采用超前矫正器对调频环节进行稳定性矫正和增强，确保二次调频过程中多逆变器并联系统的稳定性不受下垂曲线动态调节的影响。

下面本文将基于小信号状态空间分析法和组件连接法，对基于积分超前校正的二次调频模块参数进行设计，并对稳定性进行分析[15-16]。

3 参数设计与稳定性分析

考虑3台逆变器并联运行的情况，附录A图A1为所研究的多并联逆变器系统的模型图，图A2为下垂控制器的控制系统框图。本文控制系统采用经典的P-ω、Q-V下垂控制，并考虑虚拟阻抗环路增强系统稳定性。控制内环采用同步dq坐标系下的电流、电压双闭环结构，电流内环采用P控制，电压外环采用PI控制。按照图A2可以建立详细的系统小信号模型。

3.1 包含二次调频环节的多并联微电网系统小信号模型

逆变器的LCL滤波器小信号模型为：

$$\begin{cases}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}=\left[\Delta\boldsymbol{i}_{1,dq}^{\mathrm{T}}\ \ \Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}^{\mathrm{T}}\ \ \Delta\boldsymbol{i}_{2,dq}^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}}\\ \Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{filt}}=\boldsymbol{A}_{\mathrm{f}}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{f1}}\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{s},dq}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{f2}}\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{PCC},dq}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{f3}}\Delta\omega\end{cases}\tag{6}$$

式中：$\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}$为滤波器小信号状态空间变量；$\Delta\boldsymbol{i}_{1,dq}$为逆变器侧电感电流$d$、$q$轴分量的小信号；$\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}$为电容电压$d$、$q$轴分量的小信号；$\Delta\boldsymbol{i}_{2,dq}$为网侧电感电流$d$、$q$轴分量的小信号；$\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{s},dq}$为逆变器端口输出电压$d$、$q$轴分量的小信号；$\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{PCC},dq}$为公共耦合点（PCC）处电压$d$、$q$轴分量的小信号；$\Delta\omega$为逆变器对应频率的小信号；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{f}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{f1}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{f2}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{f3}}$为参数矩阵，表达式见附录B式（B1）。需要注意的是，尽管逆变器采用LCL滤波器，但对于下垂控制而言，终端控制目标为电容电压而非网侧电感电流。内环控制器小信号模型如式（7）所示。

$$\begin{cases}\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{s},dq}=\boldsymbol{D}_{\mathrm{aux1}}\Delta\boldsymbol{i}_{1,dq}^{*}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{aux2}}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{aux3}}\Delta\omega\\ \begin{cases}\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{\sigma}=\boldsymbol{A}_{\sigma}\Delta\boldsymbol{x}_{\sigma}+\boldsymbol{B}_{\sigma1}\Delta\boldsymbol{e}+\boldsymbol{B}_{\sigma2}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}+\boldsymbol{B}_{\sigma3}\Delta\omega\\ \Delta\boldsymbol{i}_{1,dq}^{*}=\boldsymbol{C}_{\sigma}\Delta\boldsymbol{x}_{\sigma}+\boldsymbol{D}_{\sigma1}\Delta\boldsymbol{e}+\boldsymbol{D}_{\sigma2}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}+\boldsymbol{D}_{\sigma3}\Delta\omega\\ \Delta\boldsymbol{e}=\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}^{*}-\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}=\boldsymbol{D}_{01}\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}^{*}+\boldsymbol{D}_{02}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}\end{cases}\end{cases}\tag{7}$$

式中：$\Delta\boldsymbol{i}_{1,dq}^{*}$和$\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}^{*}$分别为电流内环和电压外环的控制参考设定的小信号分量；$\Delta\boldsymbol{x}_{\sigma}$为内环控制器的小信号状态空间变量；$\Delta\boldsymbol{e}$为控制误差的小信号分量；$\boldsymbol{D}_{\mathrm{aux1}}$、$\boldsymbol{D}_{\mathrm{aux2}}$、$\boldsymbol{D}_{\mathrm{aux3}}$、$\boldsymbol{A}_{\sigma}$、$\boldsymbol{B}_{\sigma1}$、$\boldsymbol{B}_{\sigma2}$、$\boldsymbol{B}_{\sigma3}$、$\boldsymbol{C}_{\sigma}$、$\boldsymbol{D}_{\sigma1}$、$\boldsymbol{D}_{\sigma2}$、$\boldsymbol{D}_{\sigma3}$、$\boldsymbol{D}_{01}$、$\boldsymbol{D}_{02}$为参数矩阵，表达式见附录B式（B2）。

对于虚拟阻抗环，由于实际的数字控制系统中无法实现微分环节，因此本文中微分环节由一个高通滤波器代替。采用高通滤波器的虚拟阻抗环小信号模型为：

$$\begin{cases}\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{v}}=\boldsymbol{A}_{\mathrm{v}}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{v}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{v1}}\Delta\tilde{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{c},dq}^{*}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{v2}}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{v3}}\Delta\omega\\ \Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}^{*}=\boldsymbol{C}_{\mathrm{v}}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{v}}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{v1}}\Delta\tilde{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{c},dq}^{*}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{v2}}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{v3}}\Delta\omega\end{cases}\tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{A}_{\mathrm{v}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{v1}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{v2}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{v3}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{v}}$、$\boldsymbol{D}_{\mathrm{v1}}$、$\boldsymbol{D}_{\mathrm{v2}}$、$\boldsymbol{D}_{\mathrm{v3}}$为参数矩阵，表达式见附录B式（B3）。

对于下垂环，由于功率为电流变量与电压变量的乘积，且坐标变换使用的相位变量与频率变量相关，因此下垂环是非线性控制环路。为建立小信号状态空间模型，需要对下垂环进行线性化。基本的下垂环方程为：

$$\begin{cases}\tilde{u}_{\mathrm{c},d}^{*}=V^{\mathrm{ref}}-n_{V}\left(Q-Q^{\mathrm{ref}}\right)\\ \omega=\omega^{\mathrm{ref}}-n_{\omega}\left(P-P^{\mathrm{ref}}\right)\\ P=\dfrac{1.5}{T_{\mathrm{lpf}}s+1}\left(i_{2,d}u_{\mathrm{c},d}+i_{2,q}u_{\mathrm{c},q}\right)\\ Q=\dfrac{1.5}{T_{\mathrm{lpf}}s+1}\left(i_{2,d}u_{\mathrm{c},q}-i_{2,q}u_{\mathrm{c},d}\right)\end{cases}\tag{9}$$

式中：$\tilde{u}_{\mathrm{c},d}^{*}$为内环$d$轴给定电压；$n_V$为无功下垂系数；$Q$为无功功率输出；$Q^{\mathrm{ref}}$为无功参考值；$\omega$为输出电压频率；$n_{\omega}$为有功下垂系数；$P$为有功功率输出；$P^{\mathrm{ref}}$为有功功率参考值；$T_{\mathrm{lpf}}$为一阶功率滤波器时间常数；$i_{2,d}$、$i_{2,q}$分别为输出电流的$d$、$q$轴分量；$u_{\mathrm{c},d}$、$u_{\mathrm{c},q}$分别为LCL电容电压的$d$、$q$轴分量。

将频率下垂控制加入本文提出的方法，并对式（9）进行线性化，得到：

$$\begin{cases}\Delta\tilde{u}_{\mathrm{c},d}^{*}=-n_{V}\Delta Q\\ \Delta\omega=-n_{\omega}\Delta P-\dfrac{T_{1}s+1}{s\left(T_{2}s+1\right)}\Delta\omega\\ \Delta P=\dfrac{1.5}{T_{\mathrm{lpf}}s+1}\left(I_{2,d}\Delta u_{\mathrm{c},d}+I_{2,q}\Delta u_{\mathrm{c},q}+\Delta i_{2,d}U_{\mathrm{c},d}+\Delta i_{2,q}U_{\mathrm{c},q}\right)\\ \Delta Q=\dfrac{1.5}{T_{\mathrm{lpf}}s+1}\left(I_{2,d}\Delta u_{\mathrm{c},q}-I_{2,q}\Delta u_{\mathrm{c},d}+\Delta i_{2,d}U_{\mathrm{c},q}-\Delta i_{2,q}U_{\mathrm{c},d}\right)\end{cases}\tag{10}$$

式中：$\Delta\tilde{u}_{\mathrm{c},d}^{*}$、$\Delta\omega$、$\Delta P$、$\Delta Q$分别为虚拟阻抗环节电压给定、频率设定、输出有功和无功在平衡运行位置的小信号；$I_{2,d}$、$I_{2,q}$、$U_{\mathrm{c},d}$、$U_{\mathrm{c},q}$分别为平衡运行状态的输出电流大信号以及电容电压大信号，对应小信号分别为$\Delta i_{2,d}$、$\Delta i_{2,q}$、$\Delta u_{\mathrm{c},d}$、$\Delta u_{\mathrm{c},q}$。式（10）的状态空间形式如式（11）所示。

$$\begin{cases}\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{droop}}=\boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{d}}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}\\ \begin{bmatrix}\Delta\tilde{u}_{\mathrm{c},d}^{*}\\ \Delta\tilde{u}_{\mathrm{c},q}^{*}\\ \Delta\omega\end{bmatrix}=\boldsymbol{C}_{\mathrm{d}}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{droop}}\end{cases}\tag{11}$$

式中：$\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{droop}}$为下垂环状态变量；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{d}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{d}}$为参数矩阵，表达式见附录B式（B4）；$\Delta\tilde{u}_{\mathrm{c},q}^{*}$为虚拟阻抗环节$q$轴电压给定，其值为0。

综合式（7）—（11）可以得到单台逆变器小信号模型：

$$\begin{cases}\begin{cases}\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{inv},j}=\boldsymbol{A}_{\mathrm{inv},j}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{inv},j}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{inv},j}\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{PCC},dq}\\ \Delta\boldsymbol{y}_{\mathrm{inv},j}=\boldsymbol{C}_{\mathrm{inv},j}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{inv},j}\end{cases}\quad j=1,2,\cdots,n\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{inv},j}=\left[\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt},j}^{\mathrm{T}}\ \ \Delta\boldsymbol{x}_{\sigma,j}^{\mathrm{T}}\ \ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{v},j}^{\mathrm{T}}\ \ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{droop},j}^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}}\\ \Delta\boldsymbol{y}_{\mathrm{inv},j}=\Delta\boldsymbol{i}_{2j,dq}\end{cases}\tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{A}_{\mathrm{inv},j}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{inv},j}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{inv},j}$为参数矩阵，表达式见附录B式（B5）；$\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{inv},j}$、$\Delta\boldsymbol{x}_{\sigma,j}$、$\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{v},j}$、$\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{droop},j}$为第$j$台逆变器的

状态变量;$\Delta \boldsymbol{y}_{\mathrm{inv},j}$为第$j$台逆变器的输出;$\Delta \boldsymbol{i}_{2j,dq}$为第$j$台逆变器的输出电流。

根据组件连接法,对单台逆变器模型进行组合即可得到仅包含逆变器的系统模型,即:

$$\begin{cases} \begin{cases} \Delta \dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{inv}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{inv}} \Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{inv}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{inv}} \Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{PCC},dq} \\ \Delta \boldsymbol{Y}_{\mathrm{inv}} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{inv}} \Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{inv}} \end{cases} \\ \Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{inv}} = \begin{bmatrix} \Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{inv},1}^{\mathrm{T}} & \Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{inv},2}^{\mathrm{T}} & \cdots & \Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{inv},n}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \Delta \boldsymbol{Y}_{\mathrm{inv}} = \begin{bmatrix} \Delta \boldsymbol{y}_{\mathrm{inv},1}^{\mathrm{T}} & \Delta \boldsymbol{y}_{\mathrm{inv},2}^{\mathrm{T}} & \cdots & \Delta \boldsymbol{y}_{\mathrm{inv},n}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{inv}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{\mathrm{inv},1} & & & \\ & \boldsymbol{A}_{\mathrm{inv},2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \boldsymbol{A}_{\mathrm{inv},n} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{inv}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{B}_{\mathrm{inv},1} & \boldsymbol{B}_{\mathrm{inv},2} & \cdots & \boldsymbol{B}_{\mathrm{inv},n} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{C}_{\mathrm{inv}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{C}_{\mathrm{inv},1} & & & \\ & \boldsymbol{C}_{\mathrm{inv},2} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \boldsymbol{C}_{\mathrm{inv},n} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{13}$$

式中:$\Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{inv}}$、$\Delta \boldsymbol{Y}_{\mathrm{inv}}$、$\boldsymbol{A}_{\mathrm{inv}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{inv}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{inv}}$分别为多台逆变器状态空间模型合并后得到的模型状态变量、输出及模型参数。

下面进行网络和负荷建模,由于本文研究的为单母线多并联系统,故网络模型和负荷模型相同,即:

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{PCC},dq}(s) = \boldsymbol{Z}_{\mathrm{load}}(s) \sum_{j=1}^{n} \boldsymbol{i}_{2j,dq}(s) \tag{14}$$

式中:$\boldsymbol{u}_{\mathrm{PCC},dq}(s)$、$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{load}}(s)$、$\boldsymbol{i}_{2j,dq}(s)$分别为PCC处$d$、$q$轴电压,负荷,以及第$j$台逆变器输出电流的复频域表达式。

由于频率调节的时间常数一般远大于电参数变化的时间常数,因此不考虑频率与电流、电压的耦合效应。为简便起见,以纯阻性负荷为例,将式(14)转换成小信号状态空间方程的形式:

$$\begin{cases} \Delta \dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{g}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{g}} \Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{g}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{g}} \Delta \boldsymbol{Y}_{\mathrm{inv}} \\ \Delta \boldsymbol{u}_{\mathrm{PCC},dq} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{g}} \Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{g}} + \boldsymbol{D}_{\mathrm{g}} \Delta \boldsymbol{Y}_{\mathrm{inv}} \end{cases} \tag{15}$$

$$\boldsymbol{D}_{\mathrm{g}} = R_{\mathrm{load}} \underbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{J}_2 & \boldsymbol{J}_2 & \cdots & \boldsymbol{J}_2 \end{bmatrix}}_{n} \tag{16}$$

式中:$\Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{g}}$为电网模型对应的状态变量;$\boldsymbol{A}_{\mathrm{g}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{g}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{g}}$、$\boldsymbol{D}_{\mathrm{g}}$为电网状态空间模型对应的参数矩阵;$R_{\mathrm{load}}$为阻性负荷电阻;$\boldsymbol{J}_2$为2阶单位矩阵。实际中,阻性或电阻、电容、电感相互并联的阻抗形式均为最小相位环节,因此均可写成式(15)的形式,而电阻、电感串联的比例微分阻抗形式可近似看作额外并联了一个很大阻值的电阻,从而简化为最小相位环节并整理为式(15)的形式。由于本文采用纯阻性负荷,因此,式(15)中$\Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{g}}$的维度为0,$\boldsymbol{A}_{\mathrm{g}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{g}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{g}}$均为空矩阵,即电网络方程仅由代数方程构成,不包含微分方程。结合式(13)和式(15)可得到:

$$\begin{cases} \Delta \dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{sys}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{sys}} \Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{sys}} \\ \Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{sys}} = \begin{bmatrix} \left(\Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{inv}} \right)^{\mathrm{T}} & \left(\Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{g}} \right)^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{sys}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{\mathrm{inv}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{inv}} \boldsymbol{D}_{\mathrm{g}} \boldsymbol{C}_{\mathrm{inv}} & \boldsymbol{B}_{\mathrm{inv}} \boldsymbol{C}_{\mathrm{g}} \\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{g}} \boldsymbol{C}_{\mathrm{inv}} & \boldsymbol{A}_{\mathrm{g}} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{17}$$

针对本文所讨论的阻性模型,由于相关系数矩阵为空矩阵,式(17)将简化为:

$$\begin{cases} \Delta \dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{sys}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{sys}} \Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{sys}} \\ \Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{sys}} = \begin{bmatrix} \left(\Delta \boldsymbol{X}_{\mathrm{inv}} \right)^{\mathrm{T}} & \left(\Delta \boldsymbol{x}_{\mathrm{g}} \right)^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{A}_{\mathrm{sys}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{inv}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{inv}} \boldsymbol{D}_{\mathrm{g}} \boldsymbol{C}_{\mathrm{inv}} \end{cases} \tag{18}$$

式(18)即为本文讨论的多并联逆变器系统的小信号模型。

3.2　基于特征值分析的方案参数设计与稳定性分析

系统参数在附录A表A1、表A2和表1中列出,下文若无特别说明,则参数值均与这些表中相同[6]。

表1　逆变器稳态运行点

Table 1　Stable operation point of inverters

逆变器	$U_{c,d}$ / V	$U_{c,q}$ / V	$I_{2,d}$ / A	$I_{2,q}$ / A
1	312.5	11.0	19.5	−5
2	312.0	7.5	13.0	−5
3	312.0	4.0	6.5	−5

根据式(6)—(17)以及附录A表A1、表A2和表1,可以得到3台逆变器并联系统的小信号模型。设定负荷电阻为8 Ω,并将式(4)中的超前校正环节写为$\dfrac{T_\alpha s + 1}{\alpha T_\alpha s + 1}$形式,其中$T_\alpha = T_1$为变换时间常数,$\alpha = T_2 / T_1$为变换系数。

根据以上模型绘制参数T_α与α变动时系统的特征值轨迹图,绘图时忽略左半平面远离虚轴的特征值,结果如附录A图A3所示。由图可以看出,随着T_α增大,多并联下垂逆变器系统的特征值会向右半平面移动,但始终不会穿过右半平面。对于参数α,由于超前校正环节的限制,$\alpha<1$。当α从接近1的数值减小时,特征值会明显向左半平面移动。

在图A3特征值模拟计算的参数设置条件下,即使不使用该超前校正环节,多并联逆变器系统也是稳定的。此时本文设计的环节仅作为二次调频模块使用,不体现其稳定性增强的功能。下面测试当下垂参数设置得过大导致系统原本就处于小信号不稳定状态时所设计环节对稳定性的校正作用。将逆变器1—3的有功下垂系数均扩大10倍,分别变为1.20×10^{-4}、6.00×10^{-5}、4.00×10^{-5} Hz / W时,系统特征值轨迹图如附录A图A4所示。由图可见,超前校正模块对原本不稳定的多逆变器系统有很好的稳定性校正能力,该校正能力主要取决于分母时间常数与分子时间常数的比值α。随着T_α增大,系统特征值

向右半平面移动，但移动范围很小。而随着α减小，系统特征值快速向左半平面移动。从物理意义上而言，较小的α值对应的超前校正环节更近似于一个微分环节，能够给予系统更大的相位补偿。

尽管理想情况下多逆变器并联运行时的有功功率分配与各下垂系数成反比，而与下垂系数的具体值无关，但较小的下垂系数会导致功率分配受其他因素（如线路呈现阻性）干扰，因此较大的下垂系数更有利于稳态功率的精确分配。综上，为保障系统有较好的动态性能，同时使逆变器下垂系数可在较大的范围内进行调整，本文选取参数T_α与α的值分别为1.5 s和0.0165，即式（4）中，$T_1=1.5$ s，$T_2=0.02475$ s。

4 仿真验证

下面将通过MATLAB / Simulink仿真验证本文所提方法的可行性。基于附录A图A1建立仿真系统，采用8 Ω纯阻性负荷。此外采用自适应虚拟电阻技术对逆变器控制模式的切换过程进行阻尼，使虚拟电阻R_v从300 mΩ变化至3 mΩ。

4.1 控制模式切换性能分析

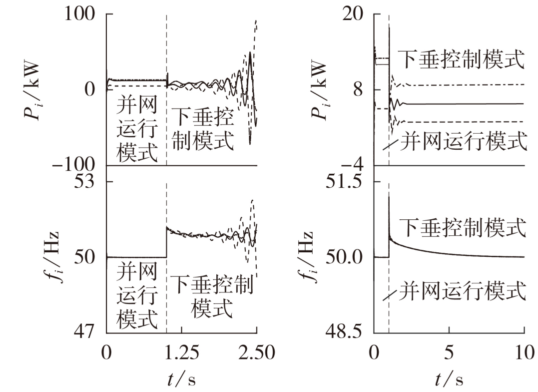
首先分析本文所提方法在控制模式从并网运行切换至孤岛运行时的切换性能。初始时刻，逆变器1—3均运行于并网PQ运行模式，其有功输出分别设定为5、12、13 kW，无功输出均设定为0。1 s时系统内逆变器运行模式切换为孤岛下垂运行模式，下垂参数如附录A表A2所示。

仿真结果如附录A图A5所示。由图A5(a)可以看出，本文所提方法不会影响逆变器的功率分配，3台逆变器的有功依然满足$P_1:P_2:P_3=1:2:3$的关系。由图A5(b)可以看出，采用本文所提方法可以有效地将下垂控制带来的稳态频率偏差减小至0。同时由图A5(c)、(d)可以看出，在控制模式切换时，采用本文所提方法对输出电压、电流的冲击较小，且动态响应时间在1 s内，响应速度较快。

4.2 与传统下垂控制性能对比

当各台逆变器下垂系数满足小信号稳定性要求时，仿真结果如附录A图A6所示。5 s前系统运行于传统下垂控制模式，5 s时将本文所提方法应用于控制系统中。由图A6(a)可以看出，采用本文所提方法不会改变多并联逆变器系统输出有功功率的分配比例，这是本文所提方法可行的重要前提条件。由图A6(b)可以看出，在应用本文所提方法前，逆变器系统存在明显的频率静差，这是由下垂控制的特性造成的，而在应用本文所提方法后，并联逆变器系统的频率静差得到快速补偿，并最终达到稳态无静差的效果。因此本文所提方法是有效的。

图4为在逆变器下垂系数不满足小信号稳定条件下的仿真结果。在图4(a)中，1 s前3台逆变器运行于并网运行模式，1 s时系统切换至传统下垂控制模式，由图可以看出，此时逆变器功率输出以及频率快速发散，呈现出不稳定性质。当采用本文的调频校正模块后，仿真结果如图4(b)所示，模块参数$T_1=1.5$ s、$T_2=0.02475$ s，由图可以看出，此时不仅系统可以稳定，而且逆变器输出功率仍满足下垂系数之比要求，稳态频率静差也被消除。因此本文所提方法可以在消除稳态频率静差的同时有效提升下垂控制系统的稳定性。



（a）传统下垂控制 （b）本文所提方法

---- 逆变器1，—— 逆变器2，----- 逆变器3

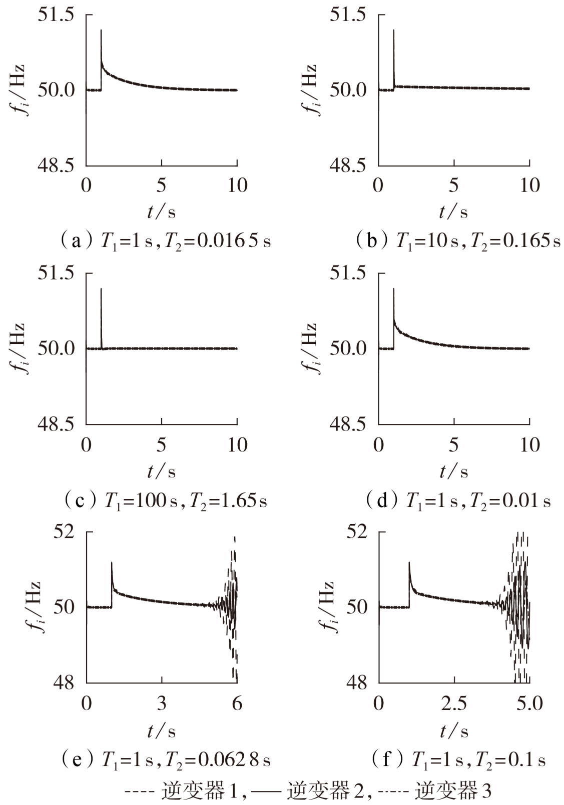
图4 下垂系数初始不稳定条件下本文所提方法与传统下垂控制效果对比

Fig.4 Effect comparison between proposed method and conventional droop control under initial unstable condition of droop coefficient

4.3 参数变化影响与小信号模型验证仿真

下面对小信号分析得出的结论进行仿真验证。逆变器1—3的下垂系数分别设定为1.20×10^{-4}、6.00×10^{-5}、4.00×10^{-5} Hz / W。这些下垂系数对于不采用本文所提方法的传统下垂逆变器是不稳定的，这从图4与附录A图A3的结果均可以得到验证。

仿真结果如图5所示。由图5(a)—(c)可以看出：参数T_α的值对系统稳定性影响不大，这与小信号分析得到的结论类似，T_α值主要影响系统动态响应的时间；采用超前校正环节后频率的响应可以明显分成快速响应和低速调节2个过程，在控制模式切换后很短的时间内就可以使得频率回调至接近参考值，该回调过程是一个低速的调节过程，T_α值越大，这2个过程的区分越明显。由图5(d)—(f)可以看出，参数α的值显著影响含有调频校正环节的下垂控制逆变器系统的稳定性。根据小信号分析可以得出各参数设置下主系统主特征值（即实部最大的特征值）实部：$T_\alpha=1$ s、$\alpha=0.01$时，系统主特征值实部为−0.5003；$T_\alpha=1$ s、$\alpha=0.0628$时，系统主特征值实部为0.1035；$T_\alpha=1$ s、$\alpha=0.1$时，系统主特征值实部为2.69。由仿真结果也可看出，后2种情况出现了小信号不稳定的现象。因此，前文小信号分析得出的结论与仿真结果是吻合的。



(a) T_1=1 s,T_2=0.0165 s (b) T_1=10 s,T_2=0.165 s

(c) T_1=100 s,T_2=1.65 s (d) T_1=1 s,T_2=0.01 s

(e) T_1=1 s,T_2=0.0628 s (f) T_1=1 s,T_2=0.1 s

图5 不同参数设置下系统仿真结果

Fig.5 System simulative results under different parameter settings

4.4 与含通信的二次调频方法对比

文献[6]提出基于一致性算法的二次调频方法,本节将对比本文所提方法与该方法的性能差异。将逆变器1—3的下垂系数分别设定为1.2×10^{-5}、6.0×10^{-6}、4.0×10^{-6} Hz/W(该参数下系统小信号稳定)。仿真结果如附录A图A7所示。由图可见,在本文参数设定条件下,本文所提方法的响应速度慢于文献[6]中的方法,采用文献[6]中方法的调节时间约为1 s,采用本文所提方法的调节时间约为5 s。然而由于本文所提方法不采用通信实现,因此实际应用中将比文献[6]中的方法更易实现,且本文所提方法还可提升下垂系数的稳定范围。由图A7(b)、(d)可见,采用本文所提方法不会影响逆变器之间的功率分配。因此,本文所提方法是有效的。

5 结论

本文提出一种无需通信的孤岛运行多并联逆变器下垂二次调频方法,通过基于积分超前校正环节的二次调频稳定器,消除了孤岛多并联下垂逆变器系统频率静差,提高了多并联下垂逆变器系统的稳定性,扩大了下垂系数的稳定域范围。同时,采用组件连接法建立多逆变器并联运行系统的详细小信号状态空间模型,设计了积分超前环节参数,并分析了相关参数对多逆变器并联运行系统稳定性的影响。分子时间常数T_1增大使得特征值绝对值减小,分子时间常数与分母时间常数之比T_1/T_2对稳定性的影响较为显著。通过与采用通信方案的二次调频方法进行比较发现,本文所提方法在响应速度上稍慢于采用通信方案的二次调频方法,但在具体实现上由于无需在逆变器之间进行实时通信,因此,显著降低了多并联逆变器系统的通信压力。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

[1] 杨新法,苏剑,吕志鹏,等. 微电网技术综述[J]. 中国电机工程学报,2014,34(1):57-70.
YANG Xinfa,SU Jian,LÜ Zhipeng,et al. Overview on microgrid technology[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(1):57-70.

[2] 李鹏,窦鹏冲,李雨薇,等. 微电网技术在主动配电网中的应用[J]. 电力自动化设备,2015,35(4):8-16.
LI Peng,DOU Pengchong,LI Yuwei,et al. Application of microgrid technology in active distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(4):8-16.

[3] ROCABERT J,LUNA A,BLAABJERG F,et al. Control of power converters in AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(11):4734-4749.

[4] TAYAB U B,ROSLAN M A B,HWAI L J,et al. A review of droop control techniques for microgrid[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews,2017,76:717-727.

[5] VIJAY A S,DHEER D K,TIWARI A,et al. Performance evaluation of homogeneous and heterogeneous droop-based systems in microgrid-stability and transient response perspective[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2019,34(1):36-46.

[6] SIMPSON-PORCO J W,SHAFIEE Q,DÖRFLER F,et al. Secondary frequency and voltage control of islanded microgrids via distributed averaging[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2015,62(11):7025-7038.

[7] KHAYAT Y,NADERI M,SHAFIEE Q,et al. Decentralized optimal frequency control in autonomous microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Systems,2019,34(3):2345-2353.

[8] 李志华,曾江,黄骏翅,等. 基于线性自抗扰控制的微网逆变器时-频电压控制策略[J]. 电力系统自动化,2020,44(10):145-154.
LI Zhihua,ZENG Jiang,HUANG Junchi,et al. Time-frequency voltage control strategy of microgrid inverter based on linear active disturbance rejection control[J]. Automation of Electric Power Systems,2020,44(10):145-154.

[9] PAN Y F,CHEN L J,LU X N,et al. Stability region of droop-controlled distributed generation in autonomous microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid,2019,10(2):2288-2300.

[10] 陈新,王赟程,龚春英,等. 采用阻抗分析方法的并网逆变器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报,2018,38(7):2082-2094,2223.
CHEN Xin,WANG Yuncheng,GONG Chunying,et al. Overview of stability research for grid-connected inverters based on impedance analysis method[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(7):2082-2094,2223.

[11] 马燕峰,景雪,赵书强,等. 光伏接入系统的小干扰稳定灵敏度分析及其应用[J]. 电力自动化设备,2021,41(8):70-75.
MA Yanfeng,JING Xue,ZHAO Shuqiang,et al. Analysis and application of small disturbance stability sensitivity of photo-

voltaic accessed system[J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(8):70-75.

[12] 刘镇湘,赵晋斌,曾志伟,等. 基于阻抗网络模型的多变流器直流微电网小扰动稳定性分析[J]. 电力自动化设备,2021,41(5):29-33,84.
LIU Zhenxiang,ZHAO Jinbin,ZENG Zhiwei,et al. Small disturbance stability analysis of multi-converter DC microgrid based on impedance network model[J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(5):29-33,84.

[13] LI Z Y,SHAHIDEHPOUR M. Small-signal modeling and stability analysis of hybrid AC / DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid,2019,10(2):2080-2095.

[14] HAN Y,SHEN P,ZHAO X,et al. Control strategies for islanded microgrid using enhanced hierarchical control structure with multiple current-loop damping schemes[J] IEEE Transactions on Smart Grid,2017,8(3):1139-1153.

[15] 邢光正,吴琛,陈磊,等. 电压源变换器接入电网的小扰动稳定机理分析[J]. 电力自动化设备,2020,40(9):42-52,193.
XING Guangzheng,WU Chen,CHEN Lei,et al. Analysis of small disturbance stability mechanism for grid-connected voltage source converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(9):42-52,193.

[16] SHI Y,WU W J,WANG H N,et al. The parallel multi-inverter system based on the voltage-type droop control method[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2016,4(4):1332-1341.

[17] POGAKU N,PRODANOVIC M,GREEN T C. Modeling,analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2007,22(2):613-625.

[18] DU W,LASSETER R H,KHALSA A S. Survivability of autonomous microgrid during overload events[J]. IEEE Transactions on Smart Grid,2019,10(4):3515-3524.

[19] 于鸿儒,苏建徽,王一丁,等. 并网逆变器降阶模型及其构建方法的分析与对比[J]. 电力系统自动化,2020,44(10):155-165.
YU Hongru,SU Jianhui,WANG Yiding,et al. Analysis and comparison of reduced-order model and modeling method for grid-connected inverter[J]. Automation of Electric Power Systems,2020,44(10):155-165.

[20] WANG Y B,WANG X F,CHEN Z,et al. Small-signal stability analysis of inverter-fed power systems using component connection method[J]. IEEE Transactions on Smart Grid,2018,9(5):5301-5310.

[21] DU W,CHEN Z,SCHNEIDER K P,et al. A comparative study of two widely used grid-forming droop controls on microgrid small-signal stability[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2019,8(2):963-975.

[22] OLFATI-SABER R,FAX J A,MURRAY R M. Consensus and cooperation in networked multi-agent systems[J]. Proceedings of the IEEE,2007,95(1):215-233.

[23] 鲁斌,刘雪艳. 基于MAS和CA的多微电网孤岛模式下无功电压的控制[J]. 电力自动化设备,2016,36(3):6-14.
LU Bin,LIU Xueyan. Reactive power and voltage control based on MAS and CA for islanded multi-microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(3):6-14.

[24] DHEER D K,GUPTA Y,DOOLLA S. A self-adjusting droop control strategy to improve reactive power sharing in islanded microgrid[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy,2020,11(3):1624-1635.

[25] FUKUDA S,YODA T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model for PWM invertors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2001,37(3):888-895.

[26] 李东东,孙雅茹,徐波,等. 考虑频率稳定的新能源高渗透率电力系统最小惯量与一次调频容量评估方法[J]. 电力系统保护与控制,2021,49(23):54-61.
LI Dongdong,SUN Yaru,XU Bo,et al. Minimum inertia and primary frequency capacity assessment for a new energy high-permeability power system considering frequency stability[J]. Power System Protection and Control,2021,49(23):54-61.

作者简介:

董家伟

董家伟(1996—),男,博士研究生,主要研究方向为微电网逆变器运行控制分析与设计(**E-mail**:lylhdjw@sjtu.edu.cn);

王志新(1964—),男,研究员,博士研究生导师,通信作者,主要研究方向为分布式发电与直流电网技术(**E-mail**:wangzxin@sjtu.edu.cn);

朱国忠(1980—),男,研究方向为光伏逆变器技术(**E-mail**:zhugz@ chint.com);

包 俊(1992—),男,研究方向为光伏电站建设与运维(**E-mail**:vistrox@126.com)。

(编辑 王锦秀)

Secondary frequency regulation method for droop inverters in island operation

DONG Jiawei[1],WANG Zhixin[1],ZHU Guozhong[2],BAO Jun[3]

(1. Department of Electrical Engineering,Shanghai Jiao Tong University,Shanghai 200240,China;

2. Shanghai Chint Power System Co.,Ltd.,Shanghai 200210,China;

3. Shanghai Xilong Technology Co.,Ltd.,Shanghai 201517,China)

Abstract:In order to eliminate the static frequency error of microgrid caused by droop control,a secondary frequency regulation method of droop inverters in island operation is proposed based on integral lead compensation link. The small signal state space analysis method based on component connection method is adopted to analyze and design the system parameters,which realizes the elimination of static frequency error without communication between inverters,and improves the stability range of droop coefficient of inverters and the stability of multi-parallel inverter system. The simulation of a multi-parallel inverter system in MATLAB / Simulink is carried out,verifying the effectiveness of the proposed method.

Key words:droop control;secondary frequency regulation;small signal state space analysis method;stability;electric inverters

附录 A：

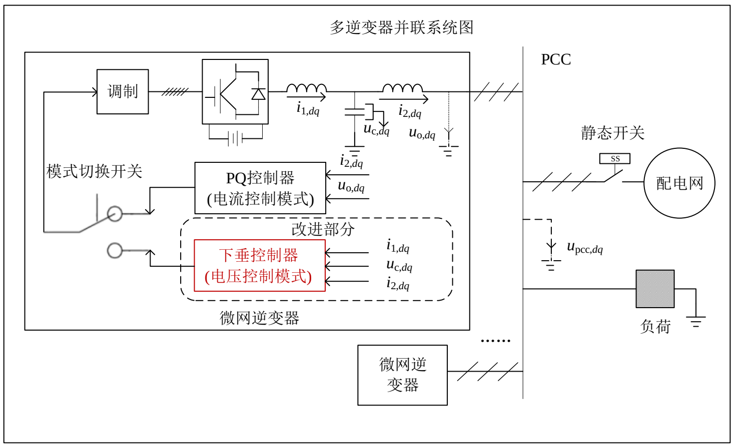


图 A1 本文研究的系统图

Fig.A1 System diagram of this paper

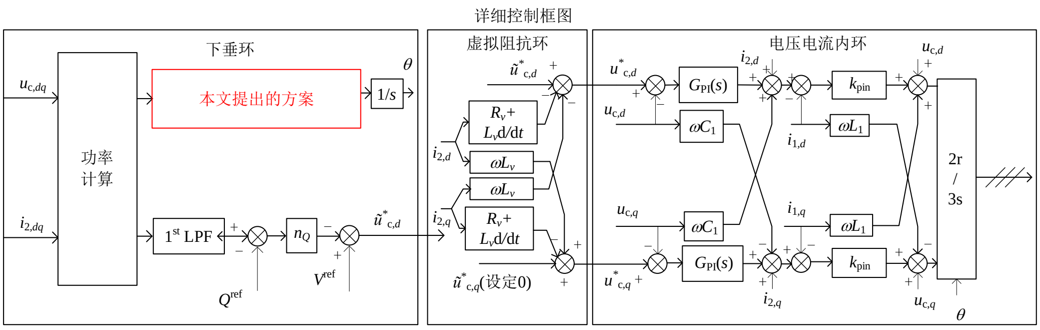


图 A2 下垂控制器系统框图

Fig.A2 Block diagram of droop control system

表 A1 逆变器基本参数

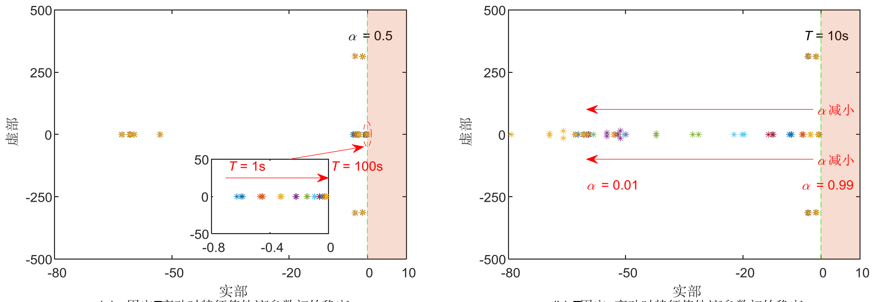
Table A1 Basic parameters of inverter

参数	参数值	参数	参数值
LCL 滤波器逆变器侧电感 L_1 / mH	3	电流内环比例增益 k_{pin}	10
LCL 滤波器逆变器侧等效串联电阻 r_1 /Ω	0.3	电压内环比例增益 k_{po}	0.11
LCL 滤波器电网侧电感 L_2 / mH	1.8	电压内环积分增益 k_{io}	50
LCL 滤波器电网侧等效串联电阻 r_2 /Ω	0.18	高通滤波器时间常数 T_{hpf} / s	10^{-5}
LCL 滤波器电容 C_1 / μF (星型连接)	50	虚拟电阻 R_v /Ω	0.3
三相线额定电压 RMS / V	380	虚拟电感 L_v / mH	1.1
系统频率 f / Hz	50		

表 A2 逆变器下垂参数

Table A2 Droop parameters of inverters

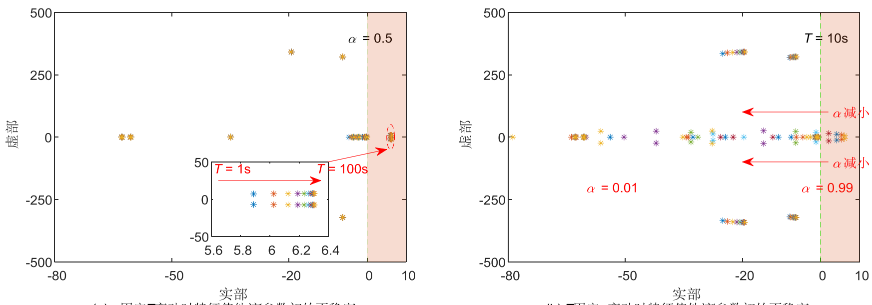
参数	逆变器 1	逆变器 2	逆变器 3
频率参考值 f^{ref} / Hz	50	50	50
有功下垂系数 n_{ω} / (Hz•W^{-1})	1.2×10^{-5}	6.0×10^{-6}	4.0×10^{-6}
有功参考 P^{ref} / kW	10	20	30
电压参考 V^{ref} / V	311	311	311
无功下垂系数 n_{V} / (V•var^{-1})	5×10^{-5}	5×10^{-5}	5×10^{-5}
无功参考 Q^{ref} / kvar	0	0	0
功率低通滤波器时间常数 T_{lpf} / s	0.1592	0.1592	0.1592



(a) α 固定 T 变动时特征值轨迹(参数初始稳定)　(b) T 固定 α 变动时特征值轨迹(参数初始稳定)

图 A3 下垂参数设置稳定条件下系统特征值轨迹

Fig.A3 System eigenvalue trajectory under stable condition of droop parameter setting



(a) α 固定 T 变动时特征值轨迹(参数初始不稳定)　(b) T 固定 α 变动时特征值轨迹(参数初始不稳定)

图 A4 下垂参数设置不稳定条件下系统特征值轨迹

Fig.A4 System eigenvalue trajectory under unstable condition of droop parameter setting

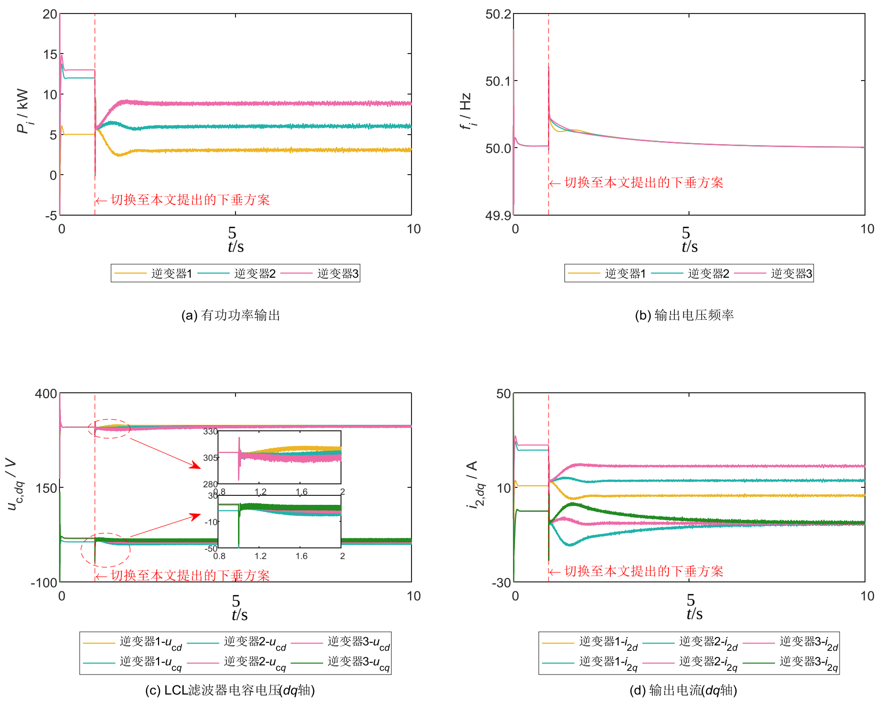


图 A5 并网运行模式切换至孤岛下垂运行模式时各逆变器输出变量曲线

Fig.A5 Output variable curves of each inverter when grid-connected operation mode transfers to islanded droop mode

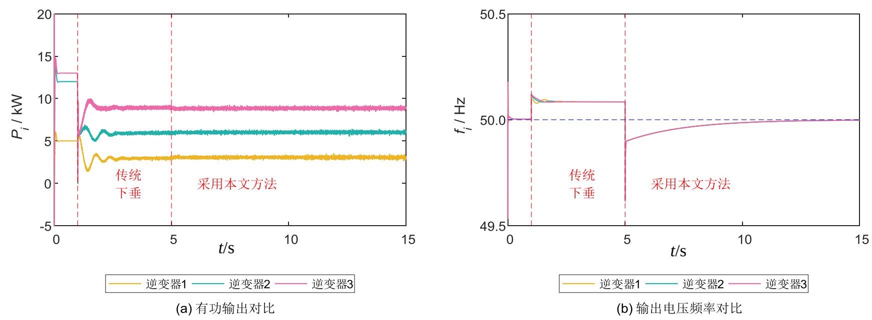
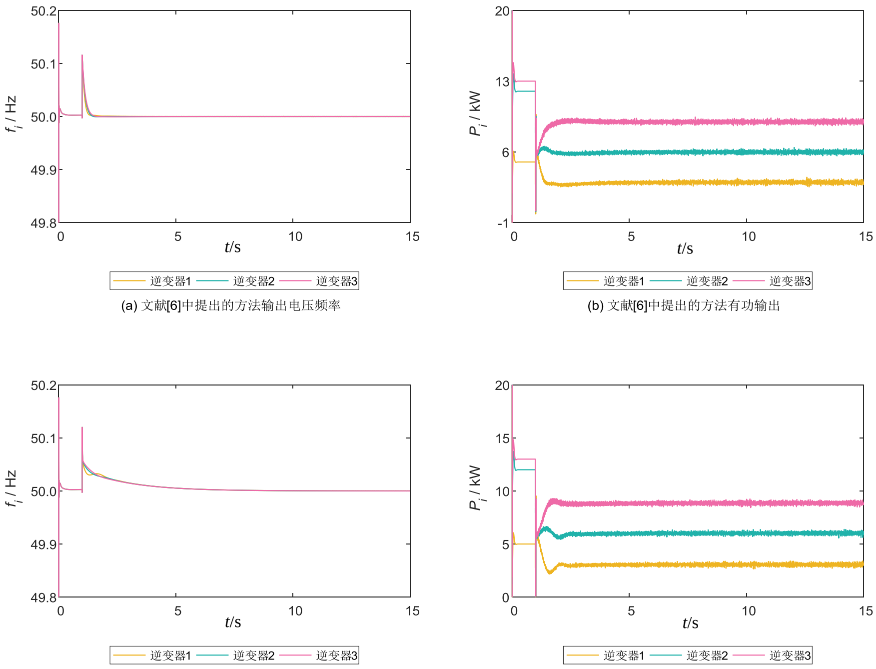


图 A6 下垂系数初始稳定条件下与传统下垂控制对比

Fig.A6 Comparison with conventional droop control under initial stable condition of droop coefficient



(a) 文献[6]中提出的方法输出电压频率

(b) 文献[6]中提出的方法有功输出

(c) 本文提出的方法输出电压频率

(d) 本文提出的方法有功输出

图 A7 与文献[6]的对比仿真结果

Fig.A7 Simulative resultscomparison with Reference[6]

附录 B:

参数矩阵描述与推导过程

首先为了说明简便，定义如下 2 个矩阵：

$$\boldsymbol{J}_2=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{K}_2=\begin{bmatrix}0 & -1\\ 1 & 0\end{bmatrix}$$

式（6）参数矩阵为：

$$\begin{cases}\boldsymbol{A}_{\mathrm{f}}=\begin{bmatrix}-\dfrac{r_1}{L_1}\boldsymbol{J}_2-\varOmega\boldsymbol{K}_2 & -\dfrac{1}{L_1}\boldsymbol{J}_2 & 0_{2\times2}\\ \dfrac{1}{C_1}\boldsymbol{J}_2 & -\varOmega\boldsymbol{K}_2 & -\dfrac{1}{C_1}\boldsymbol{J}_2\\ 0_{2\times2} & \dfrac{1}{L_2}\boldsymbol{J}_2 & -\dfrac{r_2}{L_2}\boldsymbol{J}_2-\varOmega\boldsymbol{K}_2\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{f1}}=\begin{bmatrix}\dfrac{1}{L_1}\boldsymbol{J}_2\\ 0_{2\times2}\\ 0_{2\times2}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}_{\mathrm{f2}}=\begin{bmatrix}0_{2\times2}\\ 0_{2\times2}\\ -\dfrac{1}{L_1}\boldsymbol{J}_2\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}_{\mathrm{f3}}=\begin{bmatrix}I_{1q} & -I_{1d} & U_{\mathrm{c}q} & -U_{\mathrm{c}d} & I_{2q} & -I_{2d}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\end{cases}\tag{B1}$$

式中：L_1、L_2、r_1、r_2 分别为逆变器侧和网侧电感和其对应的等效串联电阻；$\varOmega$ 为逆变器频率大信号。

式（7）参数矩阵为：

$$\begin{cases}\boldsymbol{D}_{\text{aux1}}=k_{\text{pin}}\boldsymbol{J}_2,\quad \boldsymbol{D}_{\text{aux2}}=\begin{bmatrix}-k_{\text{pin}}\boldsymbol{J}_2+\omega L_1\boldsymbol{K}_2 & \boldsymbol{J}_2 & 0_{2\times2}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{D}_{\text{aux3}}=\begin{bmatrix}L_1I_{1q} & -L_1I_{1d}\end{bmatrix}^{\text{T}}\\ \boldsymbol{A}_{\sigma}=0_{2\times2},\quad \boldsymbol{B}_{\sigma1}=k_{\text{io}}\boldsymbol{J}_2,\quad \boldsymbol{B}_{\sigma2}=\begin{bmatrix}0_{2\times2} & 0_{2\times2} & 0_{2\times2}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}_{\sigma3}=0_{2\times1}\\ \boldsymbol{C}_{\sigma}=\boldsymbol{J}_2,\quad \boldsymbol{D}_{\sigma1}=k_{\text{po}}\boldsymbol{J}_2,\quad \boldsymbol{D}_{\sigma2}=\begin{bmatrix}0_{2\times2} & \omega C_1\boldsymbol{K}_2 & \boldsymbol{J}_2\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{D}_{\sigma3}=\begin{bmatrix}C_1U_{cq} & -C_1U_{cd}\end{bmatrix}^{\text{T}}\\ \boldsymbol{D}_{01}=\boldsymbol{J}_2,\quad \boldsymbol{D}_{02}=\begin{bmatrix}0_{2\times2} & -\boldsymbol{J}_2 & 0_{2\times2}\end{bmatrix}\end{cases}\tag{B2}$$

式中：k_{pin} 为电流内环比例系数；k_{io} 为电压外环 PI 控制器积分系数；k_{po} 为电压外环 PI 控制器比例系数。

式（8）参数矩阵为：

$$\begin{cases}\omega_{\text{hpf}}=\dfrac{1}{T_{\text{hpf}}}\\ \boldsymbol{A}_{\text{v}}=-\omega_{\text{hpf}}\boldsymbol{J}_2,\quad \boldsymbol{B}_{\text{v1}}=0_{2\times2},\quad \boldsymbol{B}_{\text{v2}}=\begin{bmatrix}0_{2\times2} & 0_{2\times2} & \boldsymbol{J}_2\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}_{\text{v3}}=0_{2\times1}\\ \boldsymbol{C}_{\text{v}}=-L_{\text{v}}\omega_{\text{hpf}}^2\boldsymbol{J}_2,\quad \boldsymbol{D}_{\text{v1}}=\boldsymbol{J}_2,\quad \boldsymbol{D}_{\text{v2}}=\begin{bmatrix}0_{2\times2} & 0_{2\times2} & L_{\text{v}}\omega_{\text{hpf}}\boldsymbol{J}_2-R_{\text{v}}\boldsymbol{J}_2-\omega L_{\text{v}}\boldsymbol{K}_2\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{D}_{\text{v3}}=\begin{bmatrix}-L_{\text{v}}I_{2q} & L_{\text{v}}I_{2d}\end{bmatrix}^{\text{T}}\end{cases}\tag{B3}$$

式中：R_{v} 和 L_{v} 分别为虚拟阻抗的阻性和感性部分；T_{hpf} 为模拟微分的高通滤波器的时间常数。

式（11）参数矩阵为：

$$\begin{cases}\omega_{\text{lpf}}=\dfrac{1}{T_{\text{lpf}}}\\ \boldsymbol{A}_{\text{d}}=\begin{bmatrix}-\omega_{\text{lpf}} & 0 & 0 & 0\\ 0 & -\omega_{\text{lpf}} & 0 & 0\\ 1 & 0 & -\dfrac{T_1+1}{T_2} & -\dfrac{1}{T_2}\\ 0 & 0 & 1 & 0\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}_{\text{d}}=1.5\omega_{\text{lpf}}\begin{bmatrix}0 & 0 & I_{2d} & I_{2q} & U_{\text{cd}} & U_{\text{cq}}\\ 0 & 0 & -I_{2q} & I_{2d} & U_{\text{cq}} & -U_{\text{cd}}\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{C}_{\text{d}}=\begin{bmatrix}0 & -n_V & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\\ -n_{\omega} & 0 & \dfrac{n_{\omega}T_1}{T_2} & \dfrac{n_{\omega}}{T_2}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{C}_{\text{du}}\\ \boldsymbol{C}_{\text{d}\omega}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{C}_{\text{du}}=\begin{bmatrix}0 & -n_V & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{C}_{\text{d}\omega}=\begin{bmatrix}-n_{\omega} & 0 & \dfrac{n_{\omega}T_1}{T_2} & \dfrac{n_{\omega}}{T_2}\end{bmatrix}\end{cases}\tag{B4}$$

式（12）中 $\boldsymbol{A}_{\text{inv},j}$ 由上面的矩阵扩展和运算得到。

组合电流内环为：

$$\begin{cases}\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_{\text{filt}}=\boldsymbol{A}_2\Delta\boldsymbol{x}_{\text{filt}}+\boldsymbol{B}_{21}\Delta\boldsymbol{i}_{1,dq}^{*}+\boldsymbol{B}_{22}\Delta\boldsymbol{u}_{\text{PCC},dq}+\boldsymbol{B}_{23}\Delta\omega\\ \begin{cases}\boldsymbol{A}_2=\boldsymbol{A}_{\text{f}}+\boldsymbol{B}_{\text{f1}}\boldsymbol{D}_{\text{aux2}}\\ \boldsymbol{B}_{21}=\boldsymbol{B}_{\text{f1}}\boldsymbol{D}_{\text{aux1}},\quad \boldsymbol{B}_{22}=\boldsymbol{B}_{\text{f2}},\quad \boldsymbol{B}_{23}=\boldsymbol{B}_{\text{f3}}\end{cases}\end{cases}$$

组合电压外环为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\sigma}\end{bmatrix} = \boldsymbol{A}_3\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\sigma}\end{bmatrix} + \boldsymbol{B}_{31}\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}^{*} + \boldsymbol{B}_{32}\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{PCC},dq} + \boldsymbol{B}_{33}\Delta\omega \\ \begin{cases} \boldsymbol{A}_3 = \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_2 + \boldsymbol{B}_{21}\left(\boldsymbol{D}_{\sigma2} + \boldsymbol{D}_{\sigma1}\boldsymbol{D}_{02}\right) & \boldsymbol{B}_{21}\boldsymbol{C}_{\sigma}\\ \boldsymbol{B}_{\sigma2} + \boldsymbol{B}_{\sigma1}\boldsymbol{D}_{02} & \boldsymbol{A}_{\sigma}\end{bmatrix} \\ \boldsymbol{B}_{31} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{21}\boldsymbol{D}_{\sigma1}\boldsymbol{D}_{01}\\ \boldsymbol{B}_{\sigma1}\boldsymbol{D}_{01}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}_{32} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{22}\\ 0_{2\times2}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}_{33} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{23} + \boldsymbol{B}_{21}\boldsymbol{D}_{\sigma3}\\ \boldsymbol{B}_{\sigma3}\end{bmatrix} \end{cases} \end{cases}$$

组合虚拟阻抗环为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\sigma}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{v}}\end{bmatrix} = \boldsymbol{A}_4\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt}}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\sigma}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{v}}\end{bmatrix} + \boldsymbol{B}_{41}\Delta\tilde{\boldsymbol{u}}_{\mathrm{c},dq}^{*} + \boldsymbol{B}_{42}\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{PCC},dq} + \boldsymbol{B}_{43}\Delta\omega \\ \boldsymbol{D}_3 = \begin{bmatrix}\boldsymbol{D}_{\mathrm{v}1} & 0_{2\times2}\end{bmatrix} \\ \begin{cases} \boldsymbol{A}_4 = \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_3 + \boldsymbol{B}_{31}\boldsymbol{D}_3 & \boldsymbol{B}_{31}\boldsymbol{C}_{\mathrm{v}}\\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{v}1} & \boldsymbol{A}_{\mathrm{v}}\end{bmatrix} \\ \boldsymbol{B}_{41} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{31}\boldsymbol{D}_{\mathrm{v}2}\\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{v}2}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}_{42} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{32}\\ 0_{2\times2}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}_{43} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{23} + \boldsymbol{B}_{21}\boldsymbol{D}_{\sigma3}\\ \boldsymbol{B}_{\sigma3} + \boldsymbol{B}_{\sigma1}\boldsymbol{D}_{01}\boldsymbol{D}_{\mathrm{v}3}\\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{v}3}\end{bmatrix} \end{cases} \end{cases}$$

组合下垂环为：

$$\begin{cases} \begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt},j}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\sigma,j}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{v},j}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{droop},j}\end{bmatrix} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{inv},i}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt},j}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\sigma,j}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{v},j}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{droop},j}\end{bmatrix} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{inv},j}\Delta\boldsymbol{u}_{\mathrm{PCC},dq} \\ \Delta\boldsymbol{y}_{\mathrm{inv},j} = \Delta\boldsymbol{i}_{2j,dq} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{inv},j}\begin{bmatrix}\Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{filt},j}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\sigma,j}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{v},j}\\ \Delta\boldsymbol{x}_{\mathrm{droop},j}\end{bmatrix} \end{cases} \\ \boldsymbol{B}_5 = \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{\mathrm{d}} & 0_{4\times2} & 0_{4\times2}\end{bmatrix} \\ \begin{cases} \boldsymbol{A}_{\mathrm{inv},j} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{A}_4 & \boldsymbol{B}_{41}\boldsymbol{C}_{\mathrm{du}} + \boldsymbol{B}_{43}\boldsymbol{C}_{\mathrm{d}\omega}\\ \boldsymbol{B}_5 & \boldsymbol{A}_{\mathrm{d}}\end{bmatrix} \\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{inv},j} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_{42}\\ 0_{4\times2}\end{bmatrix},\quad \boldsymbol{C}_{\mathrm{inv},j} = \begin{bmatrix}0_{2\times4} & \boldsymbol{J}_2 & 0_{2\times8}\end{bmatrix} \end{cases} \end{cases}$$

（B5）