DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.151 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

下垂控制逆变器的序阻抗建模分析及验证

刘宝谨[1,2](中国电源学会高级会员)，李春晨[1]，林佳鹏[1]，许 晖[1]，于 瑞[1]，刘进军[3](中国电源学会会士)

(1.福州大学电气工程与自动化学院，福州 350108；2.科华数据股份有限公司，厦门 361006；3.西安交通大学电气工程学院，西安 710049)

摘要：随着光伏、风电等可再生能源的大规模开发和利用，基于下垂控制的逆变器也被广泛应用于分布式发电系统和微电网中。序阻抗建模是评估多逆变器并联系统稳定性及优化控制参数的重要手段之一，然而目前对下垂控制逆变器序阻抗建模的相关研究较少，故对其进行详细研究。首先确定下垂控制逆变器的稳态工作点，通过加入正负序小信号扰动，分析逆变器响应；其次，通过逆变器响应提取序阻抗模型描述逆变器阻抗特性；之后，通过PSCAD仿真验证序阻抗模型的准确性；最后，分析下垂系数、功率计算环节低通滤波器截止频率等关键参数对逆变器输出阻抗的影响，并通过实验进行验证。实验证明，所提序阻抗模型在下垂控制策略分析中具有较好的效果，为下垂控制策略的进一步优化与实际应用提供了重要参考。

关键词：分布式发电系统；下垂控制逆变器；序阻抗模型；谐波线性化

Sequential Impedance Modeling and Verification for Droop-controlled Inverters

LIU Baojin[1,2], *Senior Member*, *CPSS*, LI Chunchen[1], LIN Jiapeng[1], XU Hui[1], YU Rui[1], LIU Jinjun[3], *Fellow*, *CPSS*

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China; 2. Kehua Data Co., Ltd., Xiamen 361006, China; 3. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: With the large-scale development and utilization of renewable energy sources such as photovoltaics and wind power, inverters based on droop control are widely used in distributed generation systems and microgrids. Sequential impedance modeling is one of the important methods to assess the stability of a multi-inverter parallel system and optimize the control parameters. However, there is currently limited research on the sequential impedance modeling of droop-controlled inverters. Therefore, a detailed investigation was carried out. First, the steady-state operating point of a droop-controlled inverter was determined, and the inverter response was analyzed by introducing positive- and negative-sequence small signal disturbances. Second, the sequential impedance model was derived from the inverter response to characterize the inverter's impedance properties. Subsequently, the accuracy of the sequential impedance model was verified through PSCAD simulations. Finally, the effects of key parameters such as droop coefficients and the cutoff frequency of a low-pass filter in the power calculation link on the inverter output impedance were analyzed and verified through experiments. Results demonstrate that the proposed sequential impedance model has a good performance in analyzing the droop control strategies, providing valuable insights for further optimization and practical implementation of the strategies.

Keywords: Distributed generation system; droop-controlled inverter; sequential impedance model; harmonic linearization

收稿日期：2024-06-02；**修回日期**：2024-07-26，2024-09-01；**录用日期**：2024-09-16；**网络首发日期**：2024-09-27

基金项目：福建省自然科学基金资助项目(2022J05026)；福建省中青年教师教育科研资助项目(JAT210002)

This work is supported by Natural Science Foundation of Fujian Province under the grant 2022J05026; the Fujian Provincial Department of Education Young Teachers' Education Research Project under the grant JAT210002

由于污染性限制和能源短缺日益严重等问题，

风能、太阳能等新能源大规模利用成为必然趋势。分布式发电是实现并网发电的 1 种重要解决方案。目前，新能源发电大多通过电流控制型电力电子装置并入电网，电流控制型逆变器 CCI(current controlled inverter)的大量接入会导致电网系统的惯量和阻尼作用减弱，增加调频、调压的难度。下垂控制作为分布式发电的主流控制策略之一，可以为系统提供惯量阻尼，提高电网调频调压能力，为电网提供支撑。因此，对下垂控制进行序阻抗建模分析，对于分布式发电系统的设计和优化具有重要意义。

现有的电力电子变换器建模方法大致可以分为状态空间模型和端口阻抗模型。状态空间模型属于时域模型，能够描述整个系统的全部特性，适用于参数已知且不经常改变的系统[1]。当系统较为复杂时，模型的阶数也会随之增加，分析起来较为复杂，且当系统结构发生改变时，状态空间模型须重新建立，制约了状态空间模型在分布式发电系统中的应用。端口阻抗模型利用变流器的端口阻抗描述系统的动态特性[2]，优点是在已知各模块的阻抗模型后，可以通过简单的阻抗串并联计算来获得复杂网络的系统模型，在确定各模块自身稳定的前提下可以快速判断系统整体的稳定性，系统结构改变影响较小。此外，变流器的端口阻抗具有明确的物理意义，可以通过仿真或者实验测量获得，系统不稳定时也更容易定位不稳定问题发生的机理。基于上述优点，端口阻抗模型比状态空间模型更适合分析复杂的分布式发电系统。为了获得变流器的端口阻抗模型，需要对非线性的电力电子电路进行线性化，直流系统具有固定的稳态工作点，线性化分析较为简单；而交流系统是周期时变系统，不存在固定的稳态工作点，需要采用特殊的处理方式，主要方法有动态相量法、*dq* 变换法和序阻抗模型。

第 1 种，动态相量法[3]通过将交流正弦信号表示成相量形式，可认为幅值和相角均为直流量，在其幅值和相角上增加扰动表示为动态相量，这种模型仅能用来分析基波和整数次谐波附近的特性，无法分析系统中非特征次谐波频率的谐振问题；第 2 种，*dq* 变换法[4]利用 Park 变换将三相平衡的交流系统变换到 *dq* 坐标系下，此时交流系统与直流系统类似，具有固定的稳态工作点，可进行线性化处理，这种方法仅适用于三相平衡且工作在 *dq* 坐标系的系统，并且 *dq* 阻抗模型的物理意义有待明确，难以通过实验直接测量；第 3 种，序阻抗模型[5-6]可以克服 *dq* 阻抗模型的缺陷，适用范围更广，物理意义明确，可以直接通过实验测量。

序阻抗模型是 1 种对非线性控制系统进行小信号线性化的频域分析方法，其基本原理为当系统满足一定的假设条件时，系统中的非线性环节在正弦信号作用下的输出可用主要次谐波分量来近似，将非线性系统近似等效为线性系统，应用频率法对系统进行频域分析。利用这种谐波线性化原理，结合对称分量法将三相系统分解成没有交叉耦合的正序和负序 2 个子系统，由于正负序分解是线性时不变的，当正序和负序子系统都稳定时系统也是稳定的。序阻抗模型适用于平衡和不平衡系统，也适用于不同坐标系下不同控制器形式的建模分析。

序阻抗模型由伦斯勒理工学院的孙建教授等较早提出，用来分析二极管整流电路[5]和三相并网逆变器[7]的端口阻抗特性。此后序阻抗模型被广泛用于分析 LCL 型并网逆变器[8]、模块化多电平变流器[9]及 PLL[10]的小信号阻抗建模分析。湖南大学的伍文华等[6,10-11]对 VSG 的端口特性进行了序阻抗建模和稳定性分析，但是 VSG 的控制结构与下垂控制存在一定差异，且其研究的 VSG 控制未考虑内部电压环和电流环的影响；南京航空航天大学的陈杰等[12]分析了下垂控制的三相逆变器的端口阻抗模型，但是该模型基于 *dq* 坐标系，不适用于 *αβ* 坐标系；德国汉诺威大学的 Dokus 等[13]同样分析了交流微网中基于下垂控制的序阻抗模型，但是该模型中电压电流内环直接调用了传统三相逆变器的输出阻抗模型，使得模型不够准确；南京工程学院的郑雨萱等[14]针对虚拟同步控制的构网型变流器，采用谐波线性化方法建立考虑电压电流解耦控制双环的多环控制变流器序阻抗模型；合肥工业大学的解宝等[15]建立了不平衡电网下基于传统同步参考坐标系锁相环的逆变器输出阻抗模型并进行

了系统稳定性分析；东南大学的洪芦诚等[16]提出了考虑频率耦合效应的三相 LCL 逆变器谐波线性化简化建模及考虑电网交互特性的正负序阻抗建模方法。上述研究并未分析具体参数对输出阻抗的影响。上海交通大学的陈哲等[17]采用谐波线性化方法建立复合型功率同步逆变器的序阻抗模型，研究同步系数与稳态工作点对输出阻抗的影响机制，但未说明截止频率对序阻抗的影响；东南大学的吴旭等[18]建立了考虑频率耦合效应的并网系统整体阻抗模型，提出 1 种频域阻抗判据并进行了仿真及验证，但并未给出参数影响输出阻抗的相关结论。

为了克服上述缺陷，本文对 $\alpha\beta$ 坐标系下基于下垂控制的三相逆变器进行了序阻抗建模分析，采用电压电流环作为建模的 1 个环节，分析了下垂系数、功率计算环节低通滤波器截止频率等关键参数改变时对输出阻抗的影响。针对分布式发电系统中逆变器控制模型重建较为复杂的问题，本文研究了下垂控制逆变器的序阻抗建模，便于下垂控制逆变器模型的重构和电路控制。

1　逆变器下垂控制的基本原理

基于下垂控制的逆变器主电路及控制结构[19-20]如图 1 所示，以 $\alpha\beta$ 坐标系下的控制为例。图中：V_{dc} 为直流侧电压，本文分析中不考虑直流电压的波动，近似认为是恒定值；6 个 IGBT 构成三相桥式逆变电路；e_{a}、e_{b}、e_{c} 为三相桥臂电压，又称内电势；L_{f} 为滤波电感，C_{f} 为滤波电容，使用 LC 滤波器滤除输出电压中的开关噪声；$i_{L_{\mathrm{abc}}}$ 为电感电流；$v_{C_{\mathrm{abc}}}$ 为电容电压，即逆变器端口电压；$i_{\mathrm{O_{abc}}}$ 为逆变器输出电流；$G_I(s)$为电感电流控制器传递函数；$G_V(s)$为电容电压环控制器传递函数；$G_{id}(s)$为电流环的传递函数；$G_{vd}(s)$为电压环的传递函数；$G_{\mathrm{LPF}}(s)$为低通滤波器的传递函数；$i_{L_{\alpha\beta}}$ 为电感电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的值；$v_{C_{\alpha\beta}}$ 为电容电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的值；$i_{\mathrm{O}_{\alpha\beta}}$ 为逆变器输出电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的值；v_{ref} 为由电压幅值和角频率合成的电压参考值；p、q 分别为瞬时有功功率、瞬时无功功率；P、Q 分别为逆变器实际输出有功、无功功率；P_0、Q_0 分别为逆变器额定有功、无功功率；k_p 为有功功率下垂系数，定义为正；k_q 为无功功率下垂系数，定义为正；ω_0 为额定角频率；V_0 为额定电压幅值；ω^* 为实际角频率指令；V^* 为实际电压幅值指令。

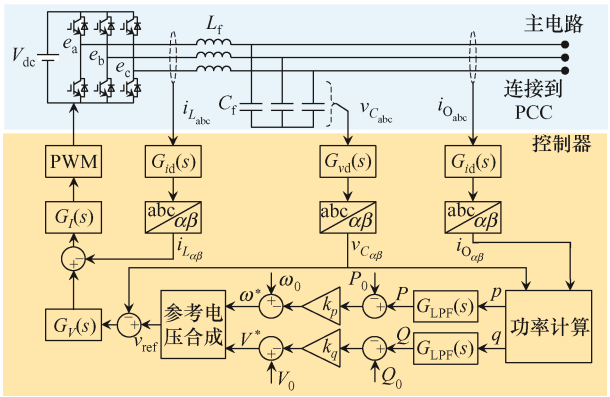


图 1　基于下垂控制的逆变器主电路及控制结构

Fig. 1 Main circuit and control structure of inverter based on droop control

该方法是模拟传统同步发电机的外特性，通过构建有功功率到频率(P-ω)和无功功率到幅值(Q-V)的下垂控制，实现并联逆变器之间的功率均分，其控制结构是通过采集逆变器的输出功率，在功率控制器中产生电压频率和幅值的参考值，然后利用电压电流内环控制跟踪该电压参考值。在线路阻抗以感性为主时，构建有功功率和频率下垂关系(P-ω)，以及无功功率和电压幅值下垂关系(Q-V)[21-22]，其表达式分别为

$$\omega^* = \omega_0 - k_p(P - P_0) \tag{1}$$

$$V^* = V_0 - k_q(Q - Q_0) \tag{2}$$

计算逆变器输出功率时一般都要加入 1 个低通滤波器 LPF(low-pass filter)，以消除测量 P 和 Q 时存在的纹波和噪声。

在控制器中首先要对电感电流、电容电压和输出电流进行采样，为了避免高于 1/2 采样频率(即奈奎斯特频率)的噪声信号在采样过程中发生混叠，产生低频信号干扰正常采样，通常在采样之前先将信号通过 1 个模拟电路构成的低通滤波器(即抗混叠滤波器)，如图 1 中 $G_{vd}(s)$和 $G_{id}(s)$所示，其表达式分别为

$$G_{\mathrm{vd}}(s)=\frac{\omega_v}{s+\omega_v} \tag{3}$$

$$G_{i\mathrm{d}}(s)=\frac{\omega_i}{s+\omega_i} \tag{4}$$

式中：ω_v 和 ω_i 为抗混叠滤波器的截止频率，一般设为采样频率的 1/2.56。

要在 $\alpha\beta$ 坐标系下设计控制器，首先将三相坐标系下的电压和电流通过 Clark 变换转换到 $\alpha\beta$ 坐标系下，Clark 变换矩阵为

$$\boldsymbol{T}_{\mathrm{abc}/\alpha\beta}=\frac{2}{3}\begin{bmatrix}1 & -\dfrac{1}{2} & -\dfrac{1}{2}\\ 0 & \dfrac{\sqrt{3}}{2} & \dfrac{\sqrt{3}}{2}\end{bmatrix} \tag{5}$$

功率计算环节中，逆变器输出的瞬时有功功率和瞬时无功功率可利用瞬时功率计算公式求得，即

$$\begin{cases}p=\dfrac{3}{2}(v_{C_\alpha}i_{\mathrm{O}_\alpha}+v_{C_\beta}i_{\mathrm{O}_\beta})\\ q=\dfrac{3}{2}(v_{C_\beta}i_{\mathrm{O}_\alpha}-v_{C_\alpha}i_{\mathrm{O}_\beta})\end{cases} \tag{6}$$

式中：v_{C_α} 和 v_{C_β} 分别为电容电压的 α 轴和 β 轴分量；i_{O_α} 和 i_{O_β} 分别为输出电流的 α 轴和 β 轴分量。

利用 1 个低通滤波器消除功率中的纹波，得到平均功率，低通滤波器的传递函数为

$$G_{\mathrm{LPF}}(s)=\frac{\omega_{\mathrm{cp}}}{s+\omega_{\mathrm{cp}}} \tag{7}$$

式中，ω_{cp} 为低通滤波器的截止频率。

下垂控制采用了传统的 P-ω/Q-V 形式，如式(1)和式(2)所示，不再赘述。根据下垂控制产生的幅值和频率参考值合成参考电压，即

$$\begin{cases}v_{\mathrm{ref},\alpha}=V^*\cos\left(\int\omega^*\mathrm{d}t\right)\\ v_{\mathrm{ref},\beta}=V^*\sin\left(\int\omega^*\mathrm{d}t\right)\end{cases} \tag{8}$$

式中，$v_{\mathrm{ref},\alpha}$、$v_{\mathrm{ref},\beta}$ 分别为在 $\alpha\beta$ 坐标系下 2 个方向上由电压幅值和角频率合成的参考值。

然后利用电容电压和电感电流双闭环控制跟踪参考电压，电压控制器和电流控制器的表达式分别为

$$G_V(s)=k_{\mathrm{p}V}+\sum_{h=1,5,7,11}\frac{2k_{ih}\omega_{\mathrm{c}}s}{s^2+2\omega_{\mathrm{c}}s+(h\omega^*)^2} \tag{9}$$

$$G_I(s)=k_{\mathrm{p}I} \tag{10}$$

式中：$k_{\mathrm{p}V}$ 为电压环比例系数；k_{ih} 为基波及各次谐波的谐振系数；h 为所对应的谐波次数；ω_{c} 为谐振控制器的截止频率；$k_{\mathrm{p}I}$ 为电流环比例系数。

PWM 可以看作是 1 个放大环节，放大系数为 $V_{\mathrm{dc}}/2$，PWM 延时用 $G_{\mathrm{md}}(s)$表示，其表达式为

$$G_{\mathrm{md}}(s)=\mathrm{e}^{-1.5sT_{\mathrm{s}}} \tag{11}$$

式中，T_{s} 为开关周期。

2 下垂控制逆变器的序阻抗模型推导

在逆变器端口加入正序和负序小信号扰动后，逆变器的 A 相输出电压和输出电流在时域中的表达式分别为

$$\begin{aligned}v_{C_{\mathrm{a}}}(t)=&V_1\cos(2\pi f_1t)+V_{\mathrm{p}}\cos(2\pi f_{\mathrm{p}}t+\varphi_{v\mathrm{p}})+\\ &V_{\mathrm{n}}\cos(2\pi f_{\mathrm{n}}t+\varphi_{v\mathrm{n}})\end{aligned} \tag{12}$$

$$\begin{aligned}i_{\mathrm{O_a}}(t)=&I_1\cos(2\pi f_1t+\varphi_{i1})+I_{\mathrm{p}}\cos(2\pi f_{\mathrm{p}}t+\varphi_{i\mathrm{p}})+\\ &I_{\mathrm{n}}\cos(2\pi f_{\mathrm{n}}t+\varphi_{i\mathrm{n}})\end{aligned} \tag{13}$$

式中：V_1、V_{p} 和 V_{n} 分别为基波电压、正序扰动电压和负序扰动电压的幅值；f_1、f_{p} 和 f_{n} 分别为基波频率、正序扰动频率和负序扰动频率；$\varphi_{v\mathrm{p}}$ 和 $\varphi_{v\mathrm{n}}$ 分别为正序扰动电压和负序扰动电压的初相角；I_1、I_{p} 和 I_{n} 分别为基波电流、正序扰动电流响应和负序扰动电流响应的幅值；φ_{i1} 和 $\varphi_{i\mathrm{p}}$ 和 $\varphi_{i\mathrm{n}}$ 分别表示基波电流、正序电流响应和负序电流响应的初相角。

利用傅里叶级数展开，可以将 $v_{C_{\mathrm{a}}}$ 和 $i_{\mathrm{O_a}}$ 在频域中表示为

$$\mathbf{V}_{C_{\mathrm{a}}}[f]=\begin{cases}\mathbf{V}_1 & f=\pm f_1\\ \mathbf{V}_{\mathrm{p}} & f=\pm f_{\mathrm{p}}\\ \mathbf{V}_{\mathrm{n}} & f=\pm f_{\mathrm{n}}\end{cases} \tag{14}$$

$$\mathbf{I}_{\mathrm{O_a}}[f]=\begin{cases}\mathbf{I}_1 & f=\pm f_1\\ \mathbf{I}_{\mathrm{p}} & f=\pm f_{\mathrm{p}}\\ \mathbf{I}_{\mathrm{n}} & f=\pm f_{\mathrm{n}}\end{cases} \tag{15}$$

式中：$\mathbf{V}_1=(V_1/2)\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}0}$；$\mathbf{V}_{\mathrm{p}}=(V_{\mathrm{p}}/2)\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\varphi_{v\mathrm{p}}}$；$\mathbf{V}_{\mathrm{n}}=(V_{\mathrm{n}}/2)\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\varphi_{v\mathrm{n}}}$；$\mathbf{I}_1=(I_1/2)\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\varphi_{i1}}$；$\mathbf{I}_{\mathrm{p}}=(I_{\mathrm{p}}/2)\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\varphi_{i\mathrm{p}}}$；$\mathbf{I}_{\mathrm{n}}=(I_{\mathrm{n}}/2)\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\varphi_{i\mathrm{n}}}$。大写加粗的正体字母表示对应的信号分量在频域的表达形式，包含了信号的频率、幅值和相

位信息。

根据图 1 所示的主电路，列写其基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)和基尔霍夫电流定律 KCL(Kirchhoff's current law)方程分别为

$$L_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_{L_{\mathrm{a}}} \\ i_{L_{\mathrm{b}}} \\ i_{L_{\mathrm{c}}} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} e_{\mathrm{a}} \\ e_{\mathrm{b}} \\ e_{\mathrm{c}} \end{bmatrix}-\begin{bmatrix} v_{C_{\mathrm{a}}} \\ v_{C_{\mathrm{b}}} \\ v_{C_{\mathrm{c}}} \end{bmatrix} \tag{16}$$

$$C_{\mathrm{f}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} v_{C_{\mathrm{a}}} \\ v_{C_{\mathrm{b}}} \\ v_{C_{\mathrm{c}}} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} i_{L_{\mathrm{a}}} \\ i_{L_{\mathrm{b}}} \\ i_{L_{\mathrm{c}}} \end{bmatrix}-\begin{bmatrix} i_{\mathrm{O_a}} \\ i_{\mathrm{O_b}} \\ i_{\mathrm{O_c}} \end{bmatrix} \tag{17}$$

结合式(16)和式(17)消除中间变量 $i_{L_{\mathrm{abc}}}$，并写成频域表达形式，可得

$$\frac{1+s^2L_{\mathrm{f}}C_{\mathrm{f}}}{sL_{\mathrm{f}}}\begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_{C_{\mathrm{a}}}[f] \\ \boldsymbol{V}_{C_{\mathrm{b}}}[f] \\ \boldsymbol{V}_{C_{\mathrm{c}}}[f] \end{bmatrix}=\frac{1}{sL_{\mathrm{f}}}\begin{bmatrix} \boldsymbol{E}_{\mathrm{a}}[f] \\ \boldsymbol{E}_{\mathrm{b}}[f] \\ \boldsymbol{E}_{\mathrm{c}}[f] \end{bmatrix}-\begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{\mathrm{O_a}}[f] \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{O_b}}[f] \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{O_c}}[f] \end{bmatrix} \tag{18}$$

式中：$\boldsymbol{V}_{C_{\mathrm{a}}}$、$\boldsymbol{V}_{C_{\mathrm{b}}}$、$\boldsymbol{V}_{C_{\mathrm{c}}}$ 分别为 A、B、C 相的电容电压；$\boldsymbol{E}_{\mathrm{a}}$、$\boldsymbol{E}_{\mathrm{b}}$、$\boldsymbol{E}_{\mathrm{c}}$ 分别为 A、B、C 相桥臂电压；$\boldsymbol{I}_{\mathrm{O_a}}$、$\boldsymbol{I}_{\mathrm{O_b}}$、$\boldsymbol{I}_{\mathrm{O_c}}$ 分别为 A、B、C 输出电流。

当系统三相对称时，根据式(5)所示的 Clark 变换矩阵，将逆变器的输出电压和电流的频域表达形式转换到 $\alpha\beta$ 坐标系下可得

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{C_\alpha}[f]=\begin{cases} \mathbf{V}_1 & f=\pm f_1 \\ \mathbf{V}_{\mathrm{p}} & f=\pm f_{\mathrm{p}} \\ \mathbf{V}_{\mathrm{n}} & f=\pm f_{\mathrm{n}} \end{cases} \\ \mathbf{V}_{C_\beta}[f]=\begin{cases} \mp\mathrm{j}\mathbf{V}_1 & f=\pm f_1 \\ \mp\mathrm{j}\mathbf{V}_{\mathrm{p}} & f=\pm f_{\mathrm{p}} \\ \pm\mathrm{j}\mathbf{V}_{\mathrm{n}} & f=\pm f_{\mathrm{n}} \end{cases} \end{cases} \tag{19}$$

$$\begin{cases} \mathbf{I}_{\mathrm{O}_\alpha}[f]=\begin{cases} \mathbf{I}_1 & f=\pm f_1 \\ \mathbf{I}_{\mathrm{p}} & f=\pm f_{\mathrm{p}} \\ \mathbf{I}_{\mathrm{n}} & f=\pm f_{\mathrm{n}} \end{cases} \\ \mathbf{I}_{\mathrm{O}_\beta}[f]=\begin{cases} \mp\mathrm{j}\mathbf{I}_1 & f=\pm f_1 \\ \mp\mathrm{j}\mathbf{I}_{\mathrm{p}} & f=\pm f_{\mathrm{p}} \\ \pm\mathrm{j}\mathbf{I}_{\mathrm{n}} & f=\pm f_{\mathrm{n}} \end{cases} \end{cases} \tag{20}$$

将式(19)和式(20)代入式(6)，并利用频域卷积定理可以求出逆变器输出的有功功率在正、负序小信号扰动下的频域表达式为

$$\mathbf{P}[f]=3\begin{cases} \mathbf{V}_1\mathbf{I}_1^*+\mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_1+\mathbf{V}_{\mathrm{p}}\mathbf{I}_{\mathrm{p}}^*+\mathbf{V}_{\mathrm{p}}^*\mathbf{I}_{\mathrm{p}}+\mathbf{V}_{\mathrm{n}}\mathbf{I}_{\mathrm{n}}^*+ \\ \qquad \mathbf{V}_{\mathrm{n}}^*\mathbf{I}_{\mathrm{n}} & \mathrm{dc} \\ \mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_{\mathrm{p}}+\mathbf{V}_{\mathrm{p}}\mathbf{I}_1^* & f=\pm(f_{\mathrm{p}}-f_1) \\ \mathbf{V}_1\mathbf{I}_{\mathrm{n}}+\mathbf{V}_{\mathrm{n}}\mathbf{I}_1 & f=\pm(f_{\mathrm{n}}+f_1) \\ \mathbf{V}_{\mathrm{p}}\mathbf{I}_{\mathrm{n}}+\mathbf{V}_{\mathrm{n}}\mathbf{I}_{\mathrm{p}} & f=\pm(f_{\mathrm{p}}+f_{\mathrm{n}}) \end{cases} \tag{21}$$

式中，上标“*”表示复数的共轭形式。

考虑到逆变器的频率波动对系统性能的影响较大，幅值波动的影响较小，因此在分析序阻抗模型时仅考虑 P-ω 下垂的影响忽略 Q-V 下垂，这样可以简化模型分析。将式(21)代入式(1)的 P-ω 下垂公式，结合式(7)的低通滤波器表达式，可以得到频率 ω 在正、负序小信号扰动下的频域表达式为

$$\boldsymbol{\omega}_{\mathrm{ref}}[f]=\begin{cases} \omega_0-k_{\mathrm{p}}\left[\dfrac{3\omega_{\mathrm{cp}}}{s+\omega_{\mathrm{cp}}}(\mathbf{V}_1\mathbf{I}_1^*+\mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_1+\mathbf{V}_{\mathrm{p}}\mathbf{I}_{\mathrm{p}}^*+\right. \\ \qquad \left.\mathbf{V}_{\mathrm{p}}^*\mathbf{I}_{\mathrm{p}}+\mathbf{V}_{\mathrm{n}}\mathbf{I}_{\mathrm{n}}^*+\mathbf{V}_{\mathrm{n}}^*\mathbf{I}_{\mathrm{n}})-P_0\right] & \mathrm{dc} \\ \dfrac{-3k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{cp}}}{s+\omega_{\mathrm{cp}}}(\mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_{\mathrm{p}}+\mathbf{V}_{\mathrm{p}}\mathbf{I}_1^*) & f=\pm(f_{\mathrm{p}}-f_1) \\ \dfrac{-3k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{cp}}}{s+\omega_{\mathrm{cp}}}(\mathbf{V}_1\mathbf{I}_{\mathrm{n}}+\mathbf{V}_{\mathrm{n}}\mathbf{I}_1) & f=\pm(f_{\mathrm{n}}+f_1) \\ \dfrac{-3k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{cp}}}{s+\omega_{\mathrm{cp}}}(\mathbf{V}_{\mathrm{p}}\mathbf{I}_{\mathrm{n}}+\mathbf{V}_{\mathrm{n}}\mathbf{I}_{\mathrm{p}}) & f=\pm(f_{\mathrm{p}}+f_{\mathrm{n}}) \end{cases} \tag{22}$$

考虑到相位是频率的积分，即 $\theta=\omega/s$，并忽略式(22)中的小信号二次项，可以得到相位 θ 的频域表达式为

$$\theta[f]=\begin{cases} \dfrac{1}{s}\left\{\omega_0-k_{\mathrm{p}}\left[\dfrac{3\omega_{\mathrm{cp}}}{s+\omega_{\mathrm{cp}}}(\mathbf{V}_1\mathbf{I}_1^*+\mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_1)-P_0\right]\right\} & \mathrm{dc} \\ \dfrac{-3k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{cp}}}{s(s+\omega_{\mathrm{cp}})}(\mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_{\mathrm{p}}+\mathbf{V}_{\mathrm{p}}\mathbf{I}_1^*) & f=\pm(f_{\mathrm{p}}-f_1) \\ \dfrac{-3k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{cp}}}{s(s+\omega_{\mathrm{cp}})}(\mathbf{V}_1\mathbf{I}_{\mathrm{n}}+\mathbf{V}_{\mathrm{n}}\mathbf{I}_1) & f=\pm(f_{\mathrm{n}}+f_1) \end{cases} \tag{23}$$

在逆变器的参考电压相角 θ 中引入相角扰动 $\Delta\theta$，即 $\theta=\theta_1+\Delta\theta$。$\theta_1$ 为基波电压相角，$\theta_1=2\pi f_1 t$，$\Delta\theta$ 为小信号电压扰动带来的相角扰动，由式(23)可以得到 $\Delta\theta$ 的频域表达式为

$$\Delta\theta[f]=\begin{cases}-3M(s)(\mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_\mathrm{p}+\mathbf{V}_\mathrm{p}\mathbf{I}_1^*)\\-3M(s)(\mathbf{V}_1\mathbf{I}_\mathrm{n}+\mathbf{V}_\mathrm{n}\mathbf{I}_1)\end{cases}\quad\begin{matrix}f=\pm(f_\mathrm{p}-f_1)\\f=\pm(f_\mathrm{n}+f_1)\end{matrix}\tag{24}$$

式中，$M(s)=k_\mathrm{p}\omega_\mathrm{cp}/[s(s+\omega_\mathrm{cp})]$，是由下垂控制的低通滤波器决定的。

由式(24)还可以看出，正、负序扰动电压和电流对$\Delta\theta[f]$的影响是解耦的，可以独立分析正序扰动和负序扰动与$\Delta\theta[f]$之间的关系。由于$\Delta\theta$为θ中由于小信号扰动引起的相角扰动，可以认为$\Delta\theta$很小，因此有$\cos\Delta\theta\approx1$、$\sin\Delta\theta\approx\Delta\theta$。由此可得

$$\begin{cases}\cos\theta=\cos(\theta_1+\Delta\theta)\approx\cos\theta_1-\Delta\theta\sin\theta_1\\\sin\theta=\sin(\theta_1+\Delta\theta)\approx\sin\theta_1+\Delta\theta\cos\theta_1\end{cases}\tag{25}$$

结合式(24)和式(25)，根据频域卷积定理并忽略$f=\pm(f_\mathrm{p}-2f_1)$和$f=\pm(f_\mathrm{n}+2f_1)$的非线性耦合，可以得到$\cos\theta$和$\sin\theta$在频域的表达式为

$$\begin{cases}\mathbf{cos\ \theta}[f]=\begin{cases}-1.5\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\frac{\pi}{2}}M(s\mp\mathrm{j}2\pi f_1)(\mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_\mathrm{p}+\mathbf{V}_\mathrm{p}\mathbf{I}_1^*) & f=\pm f_\mathrm{p}\\-1.5\mathrm{e}^{\mp\mathrm{j}\frac{\pi}{2}}M(s\pm\mathrm{j}2\pi f_1)(\mathbf{V}_1\mathbf{I}_\mathrm{n}+\mathbf{V}_\mathrm{n}\mathbf{I}_1) & f=\pm f_\mathrm{n}\end{cases}\\\mathbf{sin\ \theta}[f]=\begin{cases}-1.5M(s\mp\mathrm{j}2\pi f_1)(\mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_\mathrm{p}+\mathbf{V}_\mathrm{p}\mathbf{I}_1^*) & f=\pm f_\mathrm{p}\\-1.5M(s\pm\mathrm{j}2\pi f_1)(\mathbf{V}_1\mathbf{I}_\mathrm{n}+\mathbf{V}_\mathrm{n}\mathbf{I}_1) & f=\pm f_\mathrm{n}\end{cases}\end{cases}\tag{26}$$

在不考虑电压幅值受小信号扰动影响的前提下，由式(26)和式(8)可以得到参考电压在小信号扰动影响下的频域表达式为

$$\begin{cases}\mathbf{V}_{\alpha,\mathrm{ref}}[f]=\begin{cases}-1.5V_\mathrm{ref}\mathrm{e}^{\pm\mathrm{j}\frac{\pi}{2}}M(s\mp\mathrm{j}2\pi f_1)(\mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_\mathrm{p}+\mathbf{V}_\mathrm{p}\mathbf{I}_1^*) & f=\pm f_\mathrm{p}\\-1.5V_\mathrm{ref}\mathrm{e}^{\mp\mathrm{j}\frac{\pi}{2}}M(s\pm\mathrm{j}2\pi f_1)(\mathbf{V}_1\mathbf{I}_\mathrm{n}+\mathbf{V}_\mathrm{n}\mathbf{I}_1) & f=\pm f_\mathrm{n}\end{cases}\\\mathbf{V}_{\beta,\mathrm{ref}}[f]=\begin{cases}-1.5V_\mathrm{ref}M(s\mp\mathrm{j}2\pi f_1)(\mathbf{V}_1^*\mathbf{I}_\mathrm{p}+\mathbf{V}_\mathrm{p}\mathbf{I}_1^*) & f=\pm f_\mathrm{p}\\-1.5V_\mathrm{ref}M(s\pm\mathrm{j}2\pi f_1)(\mathbf{V}_1\mathbf{I}_\mathrm{n}+\mathbf{V}_\mathrm{n}\mathbf{I}_1) & f=\pm f_\mathrm{n}\end{cases}\end{cases}\tag{27}$$

式中，V_ref为v_ref的幅值。

结合式(9)和式(10)所示的电压和电流控制器，并考虑PWM环节的特性，可以得到桥臂电压的频域表达式为

$$\begin{cases}\mathbf{E}_\alpha[f]=\dfrac{V_\mathrm{dc}}{2}\{[\mathbf{V}_{\alpha,\mathrm{ref}}[f]-\mathbf{V}_{C_\alpha}[f]G_\mathrm{vd}(s)]G_V(s)-(sC_\mathrm{f}\mathbf{V}_{C_\alpha}[f]+\mathbf{I}_{O_\alpha}[f])G_\mathrm{id}(s)\}G_I(s)G_\mathrm{md}(s)\\\mathbf{E}_\beta[f]=\dfrac{V_\mathrm{dc}}{2}\{[\mathbf{V}_{\beta,\mathrm{ref}}[f]-\mathbf{V}_{C_\beta}[f]G_\mathrm{vd}(s)]G_V(s)-(sC_\mathrm{f}\mathbf{V}_{C_\beta}[f]+\mathbf{I}_{O_\alpha}[f])G_\mathrm{id}(s)\}G_I(s)G_\mathrm{md}(s)\end{cases}\tag{28}$$

将式(28)代入式(18)的主电路关系式，可求出下垂控制逆变器的正序和负序阻抗表达式分别为

$$\begin{cases}Z_\mathrm{op}=-\dfrac{\mathbf{V}_\mathrm{p}}{\mathbf{I}_\mathrm{p}}=\dfrac{A(s)}{B(s)}\\A(s)=0.75V_\mathrm{ref}V_\mathrm{dc}V_1\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{2}}M(s-\mathrm{j}2\pi f_1)G_I(s)G_V(s)G_\mathrm{md}(s)+2sL_\mathrm{f}+V_\mathrm{dc}G_I(s)G_\mathrm{md}(s)G_\mathrm{id}(s)\\B(s)=0.75V_\mathrm{ref}V_\mathrm{dc}I_1\mathrm{e}^{\mathrm{j}\left(\frac{\pi}{2}-\varphi_{i1}\right)}M(s-\mathrm{j}2\pi f_1)G_I(s)G_V(s)G_\mathrm{md}(s)+V_\mathrm{dc}G_I(s)G_V(s)G_\mathrm{md}(s)G_\mathrm{vd}(s)+\\\qquad sC_\mathrm{f}V_\mathrm{dc}G_I(s)G_\mathrm{md}(s)G_\mathrm{id}(s)2+2L_\mathrm{f}C_\mathrm{f}s^2\end{cases}\tag{29}$$

$$\begin{cases}Z_\mathrm{on}=-\dfrac{\mathbf{V}_\mathrm{n}}{\mathbf{I}_\mathrm{p}}=\dfrac{C(s)}{D(s)}\\C(s)=2sL_\mathrm{f}+0.75V_\mathrm{ref}V_\mathrm{dc}V_1\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\pi}{2}}M(s+\mathrm{j}2\pi f_1)G_I(s)G_V(s)G_\mathrm{md}(s)+V_\mathrm{dc}G_I(s)G_\mathrm{md}(s)G_\mathrm{id}(s)\\D(s)=2+2L_\mathrm{f}C_\mathrm{f}s^2+0.75V_\mathrm{ref}V_\mathrm{dc}I_1\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\left(\frac{\pi}{2}-\varphi_{i1}\right)}M(s+\mathrm{j}2\pi f_1)G_I(s)G_V(s)G_\mathrm{md}(s)+V_\mathrm{dc}G_I(s)G_V(s)\cdot\\\qquad G_\mathrm{md}(s)G_\mathrm{vd}(s)+sC_\mathrm{f}V_\mathrm{dc}G_I(s)G_\mathrm{md}(s)G_\mathrm{id}(s)\end{cases}\tag{30}$$

3　模型仿真验证及分析

3.1　模型仿真验证

序阻抗模型验证的仿真参数见表 1。代入表 1 中的仿真参数，可以在 MATLAB 中绘制出序阻抗的伯德图如图 2 所示。

表 1　序阻抗模型验证的仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters for verifying sequential impedance model

参数	数值
直流电压 V_{dc}/V	600
滤波电感 L_f/mH	2.7
滤波电容 C_f/μF	30
稳态输出电压 V_1/V	163.39
稳态输出电流 I_1/A	15
稳态工作频率 f_1/Hz	49.833
电压环比例系数 k_{pV}	0.1
电压环基波谐振系数 k_{i1}	50
电压环 5 次谐振系数 k_{i5}	15
电压环 7 次谐振系数 k_{i7}	10
电压环 11 次谐振系数 k_{i11}	5
P-ω下垂系数 k_p/(rad·s^{-1}·W^{-1})	6.28×10^{-4}
Q-V下垂系数 k_q/(V·var^{-1})	1×10^{-5}
基波频率额定值ω_{ref}/(rad·s^{-1})	100π
基波相电压幅值额定值 V_{ref}/V	163.39
电流扰动幅值/A	0.75
稳态功率因数 φ_{i1}	0.9
开关频率 f_s/kHz	10
功率计算 LPF 截止频率ω_{cp}/(rad·s^{-1})	31
电流环比例系数 k_{pI}	0.188 5
电压环谐振控制器截止频率 ω_c/(rad·s^{-1})	5

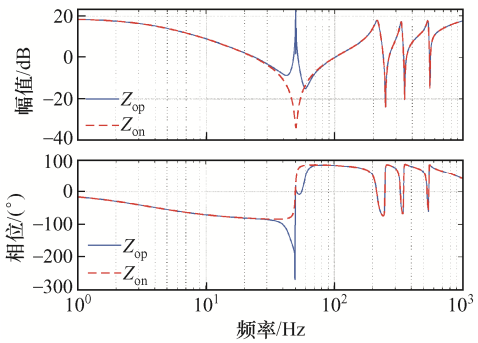


图 2　下垂控制逆变器正序阻抗和负序阻抗伯德图

Fig. 2 Bode plots of positive- and negative-sequence impedance for droop-controlled inverters

为验证第 2 节推导出的序阻抗模型的准确性，在 PSCAD/EMTDC 软件中进行了仿真验证，仿真中系统拓扑结构如图 3 所示，其中逆变器采用传统下垂控制，理想电流源 i_1 用于设置稳态工作点，电流源 i_p 或 i_n 用于注入正序或负序的小信号电流扰动，扰动的幅值可以取基波幅值的 5%左右，通过 FFT 算法提取逆变器端口的小信号电流扰动及对应的电压响应，即可计算逆变器在对应频率点的输出阻抗。

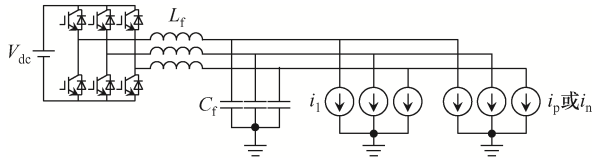


图 3　序阻抗模型仿真验证结构

Fig. 3 Structural for simulation verification of sequential impedance model

下垂控制逆变器的序阻抗仿真验证结果如图 4 所示。从中可以看出，仿真结果与模型除了在 50 Hz 附近外都吻合较好，证明了模型是准确的。在 50 Hz 附近仿真与模型无法吻合，这是由于逆变器采用下垂控制，稳态工作点处基波频率不是准确的 50 Hz，而是在 50 Hz 附近的某个频率，而该基波频率不一定会落到 FFT 分析时的频率分辨率的点上，导致严重的频谱泄露问题，因此在基波频率附近的模型难以验证。该问题目前通过尽量增加采样信号的时间长度来抑制，但是很难消除。

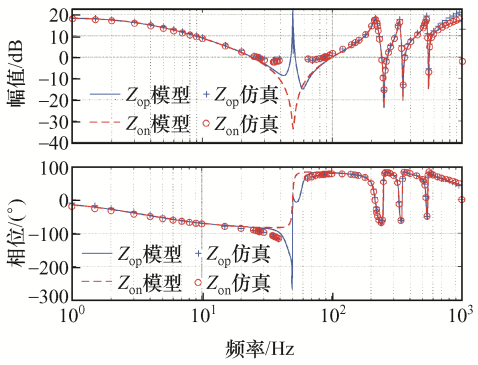


图 4　下垂控制逆变器的序阻抗仿真验证结果

Fig. 4 Simulation verification results of sequence impedance for droop-controlled inverters

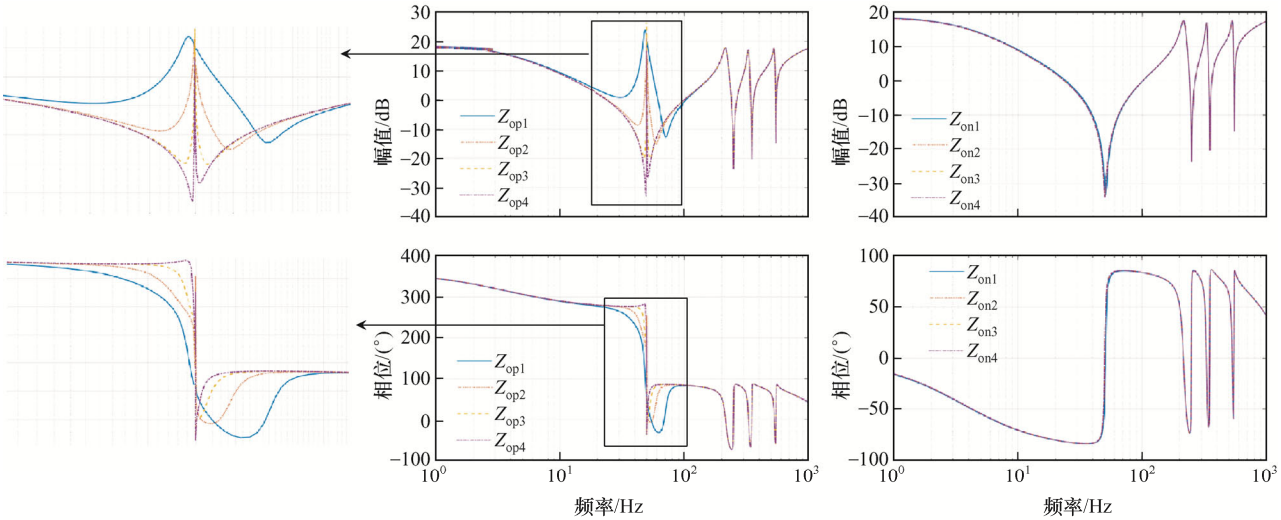
3.2　关键参数变化对模型的影响分析

为了研究下垂控制的主要参数，即 P-ω 下垂系

数 k_p 和低通滤波器截止频率 ω_{cp} 对逆变器输出阻抗的影响，图 5 和图 6 分别给出了逆变器正、负序输出阻抗随 k_p 和 ω_{cp} 变化的结果。图 5 中 4 条输出阻抗特性曲线分别对应下垂系数 k_p 取 6.28×10^{-3}、6.28×10^{-4}、6.28×10^{-5} 和 6.28×10^{-6} rad·s^{-1}·W^{-1} 的情况；图 6 中 4 条输出阻抗特性曲线分别对应 LPF 截止频率 ω_{cp} 取 0.62、6.20、62.00 和 620.00 rad/s 的情况。

通过对上述模型的分析可以得出另外一个重要结论，即逆变器在低次谐波及负序基波频率处的输出阻抗较小，且不受下垂控制的影响。例如，在负序基波频率处输出阻抗约为−35 dB，在 5 次谐波频率处输出阻抗约为−25 dB，在 7 次谐波频率处输出阻抗约为−20 dB，在 11 次谐波频率处输出阻抗约为−15 dB。另外，根据逆变器的输出阻抗，利用奈奎斯特稳定性判据即可分析逆变器并联系统的稳定性问题及进行参数设计。

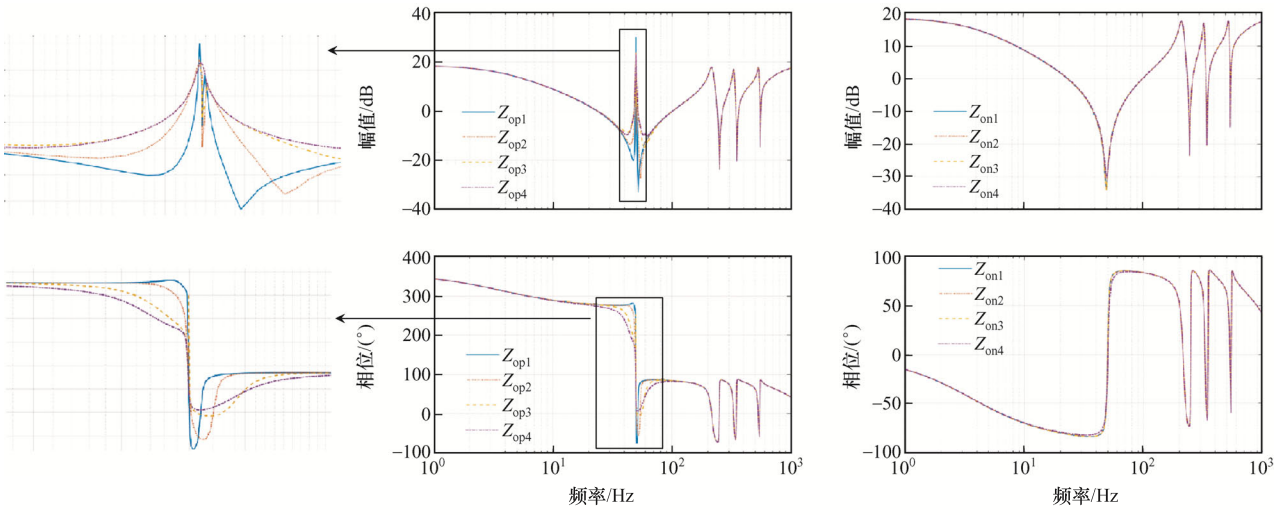
图 5 表明 P-ω 下垂系数仅影响逆变器正序输出阻抗在基波频率附近的特性，下垂系数越大，正序输出阻抗在基波频率附近更宽的范围内呈现越大的输出阻抗，而下垂系数的改变对其他频率处的阻



(a) 逆变器正序输出阻抗　　(b) 逆变器负序输出阻抗

图 5　不同下垂系数 k_p 对应的逆变器正、负序输出阻抗

Fig. 5 Positive- and negative-sequence output impedance of inverters corresponding to different values of droop coefficient k_p



(a) 逆变器正序输出阻抗　　(b) 逆变器负序输出阻抗

图 6　不同 LPF 截止频率 ω_{cp} 对应的逆变器正、负序输出阻抗

Fig. 6 Positive- and negative-sequence output impedance of inverter corresponding to different values of LPF cut-off frequency ω_{cp}

抗和负序输出阻抗影响不大；下垂系数主要改变正序阻抗在基波附近的幅值，随着下垂系数的增大，正序阻抗在基波附近的幅值呈增大趋势；变化趋势变缓，功率调节更加迅速，但对基频处电流稳定性不利，在负载功率变化瞬间造成较大的振荡；正序阻抗相位随下垂系数增加在基波附近变化率更小。

由图 6 可见，截止频率的改变同样会影响基波频率附近的正序输出阻抗，截止频率越低，基波频率附近的正序输出阻抗越大，但是高输出阻抗对应的频率范围更集中在基波频率附近；截止频率的改变对负序输出阻抗有轻微影响，同样集中在基波频率附近；截止频率主要改变正序阻抗在基波附近波动的幅度，随着截止频率的增大，波动幅度变小，幅值尖峰衰减，负载变化瞬间负载电流振荡增大；正序阻抗相位随截止频率增加在基波附近变化率更小。

下垂系数 k_p 与截止频率 ω_{cp} 相比之下，下垂系数影响正序阻抗基波频率附近更宽的范围，截止频率影响正序阻抗基波频率附近较窄的范围；随着下垂系数的增大，可以加强系统的功率调节快速性，但从阻抗角度来看对基频处电流稳定性不利，在负载变化瞬间产生振荡增大；随着截止频率增大，滤波能力变弱，在负载变化瞬间产生振荡增强。

4　实验验证

为验证关键参数变化对下垂控制逆变器负载阶跃时的具体影响，基于图 7 所示的实验平台进行验证，该平台由三相逆变器主电路、滤波器、DSP28335 控制器、采样板、电阻负载箱、电感负载、非线性负载及示波器组成。实验平台参数见表 2。稳态情况下三相逆变器输出电压波形如图 8 所示。

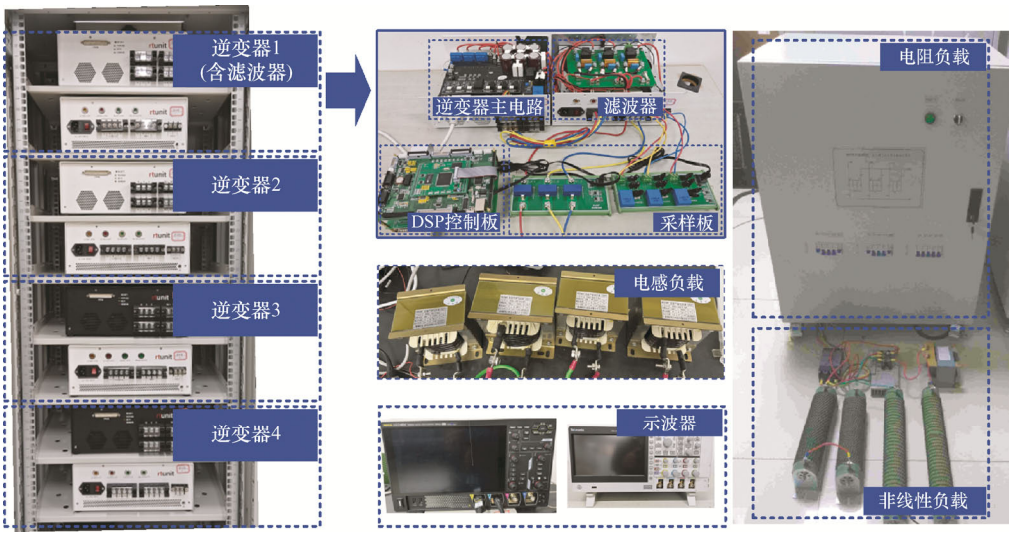


图 7　三相全桥逆变器实验平台

Fig. 7 Experimental platform of three-phase full-bridge inverter

4.1　下垂系数 k_p 变化对负载电流的影响分析

图 9 给出了下垂控制系数 k_p 分别取 1.5×10^{-6}、1.5×10^{-4}、1.5×10^{-2} rad·s^{-1}·W^{-1} 时，负载功率由空载变为 1 980 W 时得到的变化瞬间三相电流波形，可以看到当 k_p=1.5×10^{-2} rad·s^{-1}·W^{-1} 时，功率阶跃瞬间的

表 2　三相全桥逆变器实验平台参数

Tab. 2 Parameters of experimental platform of three-phase full-bridge inverter

参数	数值
直流电压 V_{dc}/V	600
滤波电感 L_f/mH	2.5
滤波电容 C_f/μF	15
稳态输出电压相电压有效值 V_{ac}/V	220
开关频率 f_s/Hz	10 000
Q-V 下垂系数 k_q/(V·var^{-1})	1×10^{-4}
逆变器容量 S_N/VA	5 000
稳态工作频率 f_2/Hz	50.00

电流振荡最大。k_p 参数增大时，三相电流波形振荡增强，验证了随着下垂系数增加，可以加强系统的功率调节快速性，但从阻抗角度来看对基频处电流稳定性不利，在负载变化瞬间产生振荡增大的结论。

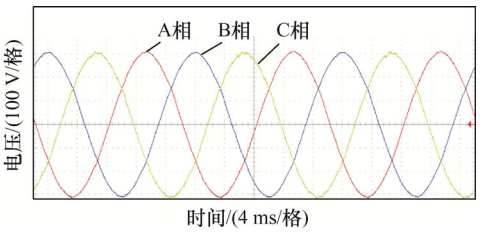


图 8 额定工作状态下逆变器三相电压波形

Fig. 8 Three-phase voltage waveforms of inverter under rated working condition

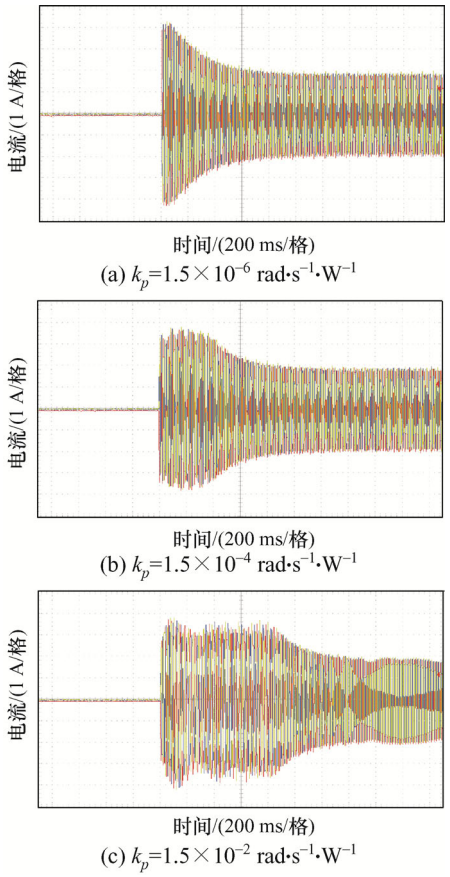


图 9 不同下垂系数 k_p 在负载突变时的三相电流波形

Fig. 9 Three-phase current waveforms with different values of droop coefficient k_p under sudden load changes

4.2 低通滤波器截止频率 ω_{cp} 变化对负载电流的影响分析

图 10 给出了低通滤波器截止频率 ω_{cp} 分别取 2π、10π、20π rad/s 时，负载功率由空载变为 1 980 W 时得到的变化瞬间三相电流波形，可以看到当 ω_{cp}=20π rad/s 时，功率阶跃瞬间的电流振荡更大。ω_{cp} 参数增大时，三相电流波形振荡增强，验证了随着截止频率增大，滤波能力变弱，在负载变化瞬间导致振荡增强的结论。

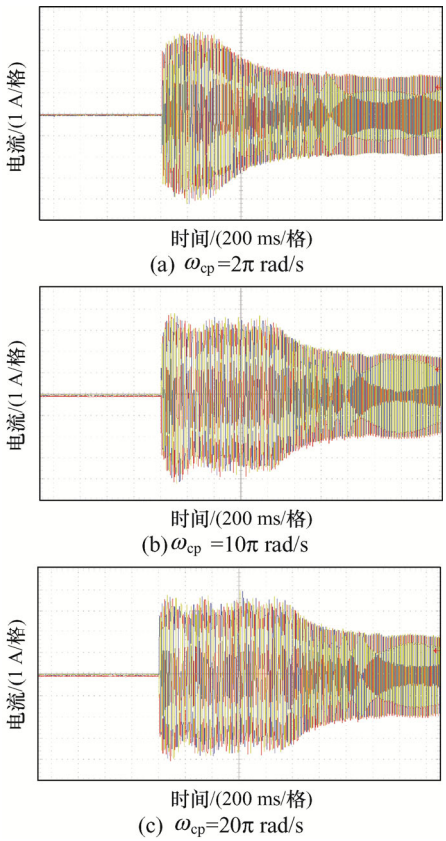


图 10 不同低通滤波器截止频率 ω_{cp} 在负载突变时的三相电流波形

Fig. 10 Three-phase current waveforms with different values of cut-off frequency ω_{cp} of low-pass filter under sudden load changes

5 结语

本文针对分布式发电系统中系统结构改变时逆变器控制模型重建较为复杂的问题，研究了基于下垂控制逆变器的序阻抗建模方法，便于在逆变器系统结构变化时进行模型的重构和对电路的控制。推导了下垂控制逆变器序阻抗模型的阻抗公式，并对该模型进行仿真验证。分析了下垂系数、功率低通滤波器截止频率等关键参数对于逆变器输出阻

抗的影响并进行实验验证，结果表明下垂系数越小，功率低通滤波器截止频率越小，并网时振荡越小，系统稳定性越好。

参考文献：

[1] Coelho E A A, Cortizo P C, Garcia P F D. Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone AC supply systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(2): 533-542.

[2] Wen Bo, Burgos R, Boroyevich D, et al. AC stability analysis and *dq* frame impedance specifications in power-electronics-based distributed power systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1455-1465.

[3] Guo Xiaoqiang, Lu Zhigang, Wang Baocheng, et al. Dynamic phasors-based modeling and stability analysis of droop-controlled inverters for microgrid applications [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2014, 5(6): 2980-2987.

[4] Cao Wenchao, Ma Yiwei, Yang Liu, et al. *D*-*Q* impedance based stability analysis and parameter design of three-phase inverter-based AC power systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(7): 6017-6028.

[5] Sun Jian, Karimi K J. Small-signal input impedance modeling of line-frequency rectifiers [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(4): 1489-1497.

[6] Wu Wenhua, Chen Yandong, Zhou Leming, et al. Sequence impedance modeling and stability comparative analysis of voltage-controlled VSGs and current-controlled VSGs [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6460-6472.

[7] Cespedes M, Sun Jian. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.

[8] 王赟程, 陈新, 陈杰, 等. 基于谐波线性化的三相 LCL 型并网逆变器正负序阻抗建模分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(21): 5890-5898, 6033.
Wang Yuncheng, Chen Xin, Chen Jie, et al. Analysis of positive-sequence and negative-sequence impedance modeling of three-phase LCL-type grid-connected inverters based on harmonic linearization [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(21): 5890-5898, 6033. (in Chinese)

[9] Sun Jian, Liu Hanchao. Sequence impedance modeling of modular multilevel converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1427-1443.

[10] Wu Wenhua, Zhou Leming, Chen Yandong, et al. Sequence-impedance-based stability comparison between VSGs and traditional grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 46-52.

[11] 伍文华, 陈燕东, 周乐明, 等. 虚拟同步发电机接入弱电网的序阻抗建模与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(6): 1560-1571, 1853.
Wu Wenhua, Chen Yandong, Zhou Leming, et al. Sequence impedance modeling and stability analysis for virtual synchronous generator connected to the weak grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(6): 1560-1571, 1853. (in Chinese)

[12] 陈杰, 闫震宇, 赵冰, 等. 下垂控制三相逆变器阻抗建模与并网特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(16): 4846-4856.
Chen Jie, Yan Zhenyu, Zhao Bing, et al. On the impedance modelling and grid-connected characteristics of the three-phase droop controlled inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(16): 4846-4856. (in Chinese)

[13] Dokus M, Mertens A. Sequence impedance-based stability analysis of droop-controlled AC microgrids [C]// 2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Xi'an, China, 2019: 768-773.

[14] 郑雨萱, 陈兰杭, 李先允, 等. 构网型变流器多环控制阻抗建模与稳定性分析[J]. 自动化与仪表, 2024, 39(3): 1-6.
Zheng Yuxuan, Chen Lanhang, Li Xianyun, et al. Impedance modeling and stability analysis for multi-loop control of grid-forming converter [J]. Automation & Instrumentation, 2024, 39(3): 1-6. (in Chinese)

[15] 解宝, 李萍宇, 苏建徽, 等. 不平衡电网下并网逆变器阻抗建模及稳定性分析[J]. 高电压技术, 2023, 49(12):

5196-5206.

Xie Bao, Li Pingyu, Su Jianhui, et al. Impedance modeling and stability analysis of grid-connected inverter under unbalanced grid [J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5196-5206. (in Chinese)

[16] 洪芦诚, 徐佳裕, 唐润悦, 等. 三相 LCL 型逆变器序阻抗简化建模方法及并网稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(7): 150-157.

Hong Lucheng, Xu Jiayu, Tang Runyue, et al. Simplified modeling method of sequence impedance and grid-connected stability analysis for three-phase LCL inverter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(7): 150-157. (in Chinese)

[17] 陈哲, 朱淼, 侯川川, 等. 复合型功率同步逆变器:序阻抗建模与并网特性[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(5): 1927-1939.

Chen Zhe, Zhu Miao, Hou Chuanchuan, et al. Compound power synchronized inverters: sequence impedance modelling and grid integration characteristics [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(05): 1927-1939. (in Chinese)

[18] 吴旭, 王伟, 肖华锋, 等. 并网逆变器整体序阻抗建模方法及其稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(9): 3645-3656.

Wu Xu, Wang Wei, Xiao Huafeng, et al. Overall sequence impedance model of grid-connected inverter and its stability analysis [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(9): 3645-3656. (in Chinese)

[19] 谢沁园, 王瑞田, 林克文, 等. 基于端口电压积分与变下垂系数的逆变器并联下垂控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1596-1607.

Xie Qinyuan, Wang Ruitian, Lin Kewen, et al. Droop control strategy of parallel inverters based on port voltage integration and variable droop coefficient [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1596-1607. (in Chinese)

[20] 王晴, 刘增, 韩鹏程, 等. 基于变流器输出阻抗的直流微电网下垂并联系统振荡机理与稳定边界分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(8): 2148-2161.

Wang Qing, Liu Zeng, Han Pengcheng, et al. Analysis of oscillation mechanism and stability boundary of droop-controlled parallel converters based on output impedances of individual converters in DC microgrids [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(8): 2148-2161. (in Chinese)

[21] 潘健, 陈凤娇, 张琦, 等. 基于抑制环流的自适应下垂控制改进策略[J]. 电源学报, 2023, 21(5): 101-109.

Pan Jian, Chen Fengjiao, Zhang Qi, et al. Improved strategy for adaptive droop control based on suppressing circulating current [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(5): 101-109. (in Chinese)

[22] 徐琬琦, 王鲁杨, 柏扬, 等. 基于模糊下垂的微网系统频率及平滑切换控制研究[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 91-99.

Xu Wanqi, Wang Luyang, Bai Yang, et al. Research on frequency and smooth switching control of microgrid system based on fuzzy droop control [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 91-99. (in Chinese)



刘宝谨

作者简介：

刘宝谨(1992—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：多逆变器并联系统的协调控制技术。E-mail：lbj@fzu.edu.cn。

李春晨(2003—)，男，本科。研究方向：构网型逆变器控制。E-mail：fzu_lcc@163.com。

林佳鹏(2003—)，男，本科。研究方向：构网型逆变器控制。E-mail：youtt357@163.com。

许晖(2003—)，男，本科。研究方向：构网型逆变器控制。E-mail：15805096995@163.com。

于瑞(2003—)，女，本科。研究方向：构网型逆变器控制。E-mail：3076701186@qq.com。

刘进军(1970—)，男，中国电源学会会士，博士，教授。研究方向：含新能源和分布式发电的微网及未来电网电力电子变流器及控制。E-mail：jjliu@mail.xjtu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)