

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230822

# 弱电网下计及背景谐波的多并网逆变器 阻抗重塑谐振抑制方法

陈林, 徐永海, 王天泽, 陈宗汉, 孙曙光

(华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

**摘要:** 弱电网下多逆变器并网系统的谐振问题一直广受关注, 当计及背景谐波时, 逆变器的电网电压前馈环节引入正反馈通路, 将进一步恶化系统的电能质量。鉴于此, 提出了一种弱电网下计及背景谐波的多并网逆变器阻抗重塑谐振抑制方法。通过对逆变器的控制环节进行导纳划分, 建立基于三分解导纳的多逆变器并网等效模型, 并利用模态分析法得到逆变器数量和电网侧阻抗变化时系统的谐振特性。计及电网电压前馈和电容电流反馈环节, 对加权电流控制进行改进, 并通过公共耦合点并联虚拟导纳对逆变器进行阻抗重塑, 实现对弱电网下系统谐振的抑制。仿真结果表明, 所提方法既能极大地减小背景谐波对逆变器输出电流的影响, 又能有效地抑制弱电网下多逆变器并网系统的谐振。

**关键词:** 弱电网; 背景谐波; 分解导纳模型; 多逆变器谐振; 模态分析; 阻抗重塑

## Resonance suppression method for multiple grid-connected inverters with impedance remodeling with background harmonics in a weak power grid

CHEN Lin, XU Yonghai, WANG Tianze, CHEN Zonghan, SUN Shuguang

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

**Abstract:** The resonance problem of multi-inverter grid-connected systems in weak grids has been widely discussed. When the background harmonics are taken into account, the grid voltage feed-forward link of the inverter introduces a positive feedback path, which will further deteriorate the power quality of the system. Thus a resonance suppression method for impedance reshaping of multi-grid-connected inverters with background harmonics accounted for in a weak grid is proposed. By dividing the control links of inverters into conductors, a triple-decomposition conductor-based equivalent model of the multi-inverter grid-connected system is established. The resonance characteristics of the system are obtained using the modal analysis method for the variation of the number of inverters and the grid-side impedance. Taking into account the grid voltage feed-forward and capacitor current feedback links, the weighted average current control is improved and impedance remodeling of the inverters is performed by connecting virtual conductors in parallel at the point of common coupling to achieve suppression of the system resonance in a weak grid. Simulation results show that the proposed method can both greatly reduce the influence of background harmonics on the inverter output current and effectively suppress the resonance of the multi-inverter grid-connected system in a weak grid.

This work is supported by the National Key Research and Development Program of China (No. 2021YFB2601403).

**Key words:** weak power grid; background harmonic; decomposition conductivity model; multi-inverter resonance; modal analysis; impedance remodeling

## 0 引言

随着新能源比例的不不断提高, 电力电子设备高

比例渗透是电力系统未来发展的方向<sup>[1-2]</sup>。逆变器作为新能源与电网之间的重要接口<sup>[3]</sup>, 在弱电网情况下会与电网产生交互作用, 严重时会导致系统失稳<sup>[4]</sup>, 且当电网侧含背景谐波时, 逆变器电能质量问题凸显<sup>[5]</sup>。

基金项目: 国家重点研发计划项目资助(2021YFB2601403)

现如今, 多个逆变器共同接入电网的场景愈发普遍<sup>[6]</sup>, 随着并网逆变器数量的增加, 并网逆变器与电网之间的交互耦合作用也更加复杂<sup>[7-9]</sup>。文献[10]将阻抗分析法引入并网逆变器系统, 电网等效为戴维南电路形式, 并网逆变器等效为诺顿电路形式, 以分析系统谐波稳定性。文献[11]将该方法扩展到多逆变器并网系统, 将除待分析逆变器以外的其他逆变器和无源元件的导纳视为整体进行分析, 而此方法需知元件的详细传递函数, 当维数较高时计算量会相当庞杂<sup>[12-13]</sup>。文献[14]通过频域分析法研究了逆变器数量、滤波器参数和电网阻抗之间的关系, 但也存在计算过程复杂的问题。文献[15]将模态分析应用在电力系统谐振特性分析中, 有效解决了传统频谱分析的计算过程复杂、反映信息量少的问题。文献[16-17]基于模态分析法对多逆变器并网系统进行谐振模态分析, 建立系统的阻抗模型, 研究逆变器与系统间的谐振交互情况。上述文献是通过传统的诺顿等效模型对系统进行分析, 难以分析激励源对逆变器并网输出电流的影响, 且需要结合线路阻抗, 难以直接形成模态导纳矩阵, 不利于模态分析。

当电网侧存在背景谐波时, LCL 滤波器难以抑制其对逆变器的影响, 往往需要引入电网电压前馈环节<sup>[18]</sup>。但弱网中前馈环节会给背景谐波带来反馈通路, 进而恶化系统电能质量<sup>[19]</sup>。文献[20]基于电网谐波电压前馈策略增大网侧阻抗, 减小背景谐波对并网电流造成的影响。文献[21]提出加权电流控制(weighted average current control, WACC)来抑制 LCL 滤波器带来的谐振问题。文献[19]考虑了在背景谐波条件下前馈环节对正反馈通道的影响, 对 WACC 系数的推导进行改进, 文献[22]提出将 WACC 方法与电容电流有源阻尼结合的方法, 但未计及电容电流阻尼对 WACC 加权系数的修正, 因此难以完全消除电网背景谐波对参考电流的影响。

文献[23]提出基于电容支路串联电阻的有源阻尼优化方法来抑制多逆变器并网系统谐振。文献[24-25]提出了一种并联虚拟阻抗模型对逆变器输出阻抗进行重塑, 利用电网电压前馈的方式引入并联阻抗, 提高系统的稳定裕度。文献[11,26]提出了一种接入公共耦合点(point of common coupling, PCC)的有源阻尼器, 形成一个阻尼电阻来增加系统阻尼, 从而抑制系统谐振, 但其缺乏主动阻尼能力。

针对弱电网且电网侧存在背景谐波的场景, 本文进行了含电网电压前馈环节的多逆变器并网系统谐振分析, 并提出采用阻抗重塑策略进行谐振抑制。首先, 对逆变器的电流内环进行导纳划分建立三分

解导纳模型, 进而建立多逆变器并网系统的等效模型, 并基于模态分析法分析在逆变器数量、电网电感变化条件下的谐振特性; 其次, 考虑电网电压前馈环节的谐振影响机理, 提出改进 WACC 电流控制及 PCC 并联虚拟导纳相结合的阻抗重塑方法, 并与其他策略的模态分析结果进行对比, 验证了所提方法的有效性; 最后, 仿真验证了阻抗重塑方法的合理性。

## 1 模态分析法

模态分析法是一种应用于电力系统谐振分析的方法<sup>[27]</sup>。假设系统发生并联谐振, 且谐振频率为  $f$ , 则系统的节点电压方程为

$$\mathbf{U}_f = \mathbf{Y}_f^{-1} \mathbf{I}_f \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{U}_f$  为节点电压向量;  $\mathbf{Y}_f$  为谐振频率为  $f$  的节点导纳矩阵;  $\mathbf{I}_f$  为节点电流向量。对节点导纳矩阵进行分解, 可得

$$\mathbf{Y}_f = \mathbf{L} \mathbf{A} \mathbf{T} \quad (2)$$

式中:  $\mathbf{L}$  为左特征向量矩阵;  $\mathbf{T}$  为右特征向量矩阵;  $\mathbf{A}$  为特征值的对角矩阵, 进一步可得

$$\mathbf{U}_f = \mathbf{L} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{T} \mathbf{I}_f = \mathbf{L} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{J} \quad (3)$$

$$\mathbf{T} \mathbf{U}_f = \mathbf{V} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{T} \mathbf{I}_f \quad (4)$$

式中:  $\mathbf{V}$  为模态电压向量;  $\mathbf{J}$  为模态电流向量, 两者关系为

$$\begin{bmatrix} V_{f1} \\ V_{f2} \\ \vdots \\ V_{fn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{f1}^{-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_{f2}^{-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_{fn}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{f1} \\ J_{f2} \\ \vdots \\ J_{fn} \end{bmatrix} \quad (5)$$

将特征值的倒数定义为系统的模态阻抗, 则最小的特征值对应系统的关键模态, 此时, 很小的模态电流也能产生很大的模态电压, 因此, 可依据模态阻抗来判断谐振位置。

## 2 多逆变器并网系统阻抗建模及谐振分析

### 2.1 三相逆变器结构与控制策略

三相逆变器并网结构图如图 1 所示, 在  $\alpha\beta$  坐标系下对逆变器进行电压电流双闭环控制, 并添加电压前馈环节来抑制背景电网谐波的影响, 逆变器的控制数学模型如图 2 所示。图 1 中:  $i_{L1}$  为逆变器出口侧输出电流;  $i_c$  为滤波电容电流;  $i_g$  为并网电流;  $u_g$  为背景电网电压;  $u_{PCC}$  为 PCC 点电压;  $L_1$  为滤波器逆变器侧电感;  $L_2$  为滤波器网侧电感;  $C$  为滤波电容, 以电网侧呈现纯感性来进行分析;  $L_g$  为

电网侧电感;  $Z_{L1}(s)$ 、 $Z_{L2}(s)$ 、 $Z_C(s)$  及  $Z_g(s)$  分别为其对应的阻抗传递函数。

$$\begin{cases} Z_{L1}(s) = sL_1 \\ Z_{L2}(s) = sL_2 \\ Z_C(s) = 1/(sC) \\ Z_g(s) = sL_g \end{cases} \quad (6)$$

图 2 中:  $i_{ref}(s)$  为参考电流;  $K_{PWM}$  为逆变器等效环节系数;  $H_{i1}$  为电容电流反馈系数;  $H_{i2}$  为并网电流反馈系数;  $G_{ff}(s)$  为电压前馈环节。为使输出电流能够更好地跟踪交流参考电流, 采用准比例谐振控制器  $G_{QPR}(s)$  作为电流环调节器, 如式(7)所示。

$$G_{QPR}(s) = K_p + \frac{K_r \omega_i s}{s^2 + 2\omega_i s + \omega_0^2} \quad (7)$$

式中:  $K_p$  为比例系数;  $K_r$  为二阶环节系数;  $\omega_i$  为控制带宽;  $\omega_0$  为基波角频率。

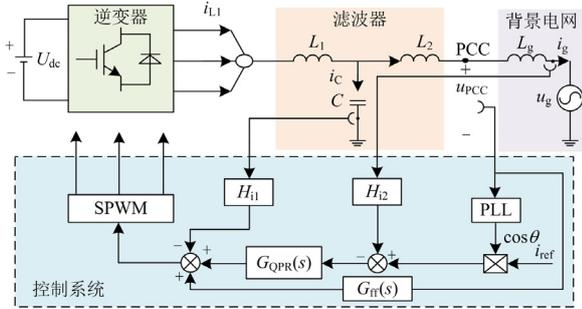


图 1 三相 LCL 逆变器结构图

Fig. 1 Structure of three-phase LCL inverter

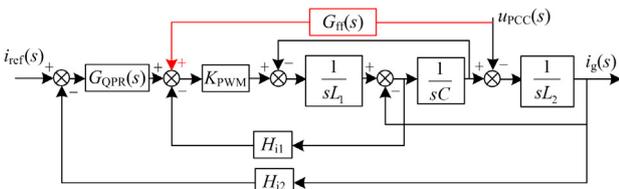


图 2 电流控制框图

Fig. 2 Block diagram of current control

## 2.2 基于三分解导纳模型的单逆变器建模

本节对传统的诺顿等效模型进行导纳划分, 从而推导建立基于分解导纳的逆变器模型。

逆变器的诺顿等效模型推导过程如下, 根据梅森公式对逆变器的电流控制数学模型进行等效变换, 等效后的控制框图如图 3 所示, 其中  $G_{x1}(s)$ 、 $G_{x2}(s)$  为变换后  $i_{ref}(s)$  至  $u_{PCC}(s)$  以及  $i_g(s)$  的等效环节, 其表达式如式(8)、式(9)所示。

$$G_{x1}(s) = \frac{K_{PWM} G_{QPR}(s)}{s^2 L_1 C + s C H_{i1} K_{PWM} - G_{ff}(s) K_{PWM} + 1} \quad (8)$$

$$G_{x2}(s) = \frac{s^2 L_1 C + s C H_{i1} K_{PWM} - G_{ff}(s) K_{PWM} + 1}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C H_{i1} K_{PWM} + s L_1 + s L_2} \quad (9)$$

推导得出逆变器诺顿等效模型, 如图 4 所示,  $G_i(s)i_{ref}(s)$  为受控激励电流源,  $Y_i(s)$  为逆变器等效导纳, 两者并联接入 PCC 处再并入电网, 数学模型推导结果如式(10)一式(13)所示。

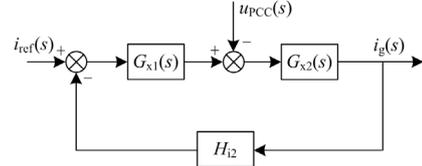


图 3 等效变换后的电流控制框图

Fig. 3 Control block diagram after equivalent transformation

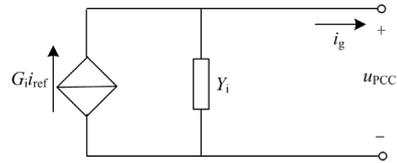


图 4 诺顿等效模型

Fig. 4 Norton equivalence model

$$i_g(s) = G_i(s)i_{ref}(s) - Y_i(s)u_{PCC}(s) \quad (10)$$

$$G_i(s) = [K_{PWM} G_{QPR}(s)] / A(s) \quad (11)$$

$$Y_i(s) = \frac{s^2 L_1 C + s C H_{i1} K_{PWM} - G_{ff}(s) K_{PWM} + 1}{A(s)} \quad (12)$$

$$A(s) = s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C H_{i1} K_{PWM} + s(L_1 + L_2) + H_{i2} K_{PWM} G_{QPR}(s) \quad (13)$$

为便于分析激励源对逆变器并网输出电流的影响以及模态分析中节点导纳矩阵的形成, 对图 4 中的诺顿等效模型进行改进, 推导建立逆变器的分解导纳模型。将参考电流激励源  $i_{ref}(s)$  等价于控制中的输入量, 对图 3 的控制结构进行导纳划分调整, 将诺顿电路中  $i_{ref}(s)$  的前置系数  $G_i(s)$  分离, 得到双分解导纳下的等效控制框图, 如图 5 所示。其中,  $Y_{r1}$ 、 $Y_{r2}$  分别为双分解导纳模型的第一、第二分解导纳, 如图 6 所示, 可分别表示为

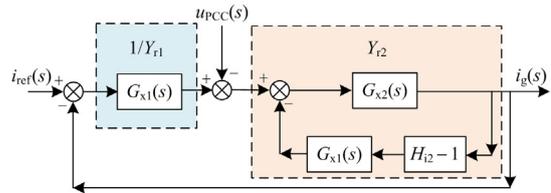


图 5 双分解导纳控制框图

Fig. 5 Control block diagram of the double decomposition conductivity

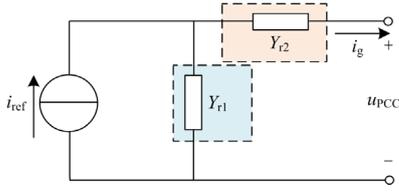


图 6 双分解导纳下的等效模型

Fig. 6 Equivalent model under the double decomposition conductivity

$$Y_{r1} = 1 / G_{x1}(s) \quad (14)$$

$$Y_{r2} = \frac{G_{x2}(s)}{1 + G_{x1}(s)G_{x2}(s)(H_{i2} - 1)} \quad (15)$$

上述导纳分解后虽能够达到分析效果,但第一、第二分解导纳只是对控制系数的等效变换,两者连接的节点并无实际物理意义。

由  $Y_{r2}$  的表达式可进一步分解为  $Y_{L2}$  和  $Y_{r2'}$ , 有

$$\begin{cases} Y_{r1} = A_1(s) / [K_{PWM} G_{QPR}(s)] \\ Y_{r2} = \frac{A_1(s)}{B(s)} = \frac{1}{sL_2 + \frac{B_1(s)}{A_1(s)}} = Y_{L2} \parallel Y_{r2'} \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} A_1(s) = s^2 L_1 C + [sCH_{i1} - G_{fr}(s)] K_{PWM} + 1 \\ B_1(s) = sL_1 + [sL_2 G_{fr}(s) + (H_{i2} - 1) G_{QPR}(s)] K_{PWM} \end{cases}$$

对控制结构进行进一步划分,控制框图及二端口等效模型分别如图 7、图 8 所示,该模型为本文给出的三分解导纳模型,此时,  $Y_{r1}$ 、 $Y_{r2'}$  和  $Y_{L2}$  分别为三分解导纳模型的第一、第二和第三分解导纳。相比于诺顿模型,对比图 7 和图 4 可知,该模型将诺顿电路中  $i_{ref}(s)$  的前置系数  $G_i(s)$  分离至分解导纳中,易于直观分析逆变器激励对输出电流的影响,且形成的节点支路也方便列举节点导纳矩阵,便于进行模态分析;相比于双分解导纳模型,三分解导纳模型中  $Y_{r2'}$  与  $Y_{L2}$  的中间节点为 LCL 滤波器中点,中点电压对应滤波电容的电压  $u_c$ , 节点更具明确物理意义。

下面将依据本文提出的三分解导纳模型建立多逆变器系统模型,便于后续作分析验证。需要注意的

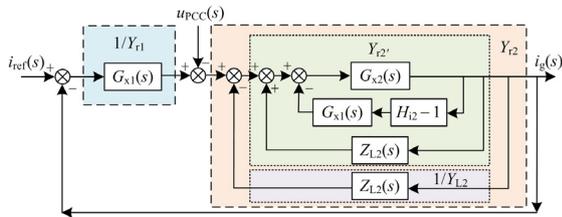


图 7 三分解导纳控制框图

Fig. 7 Control block diagram of the triple decomposition conductivity

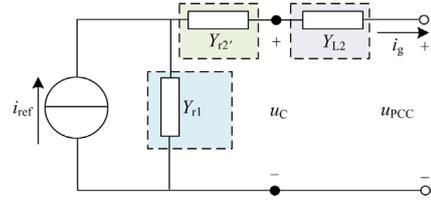


图 8 三分解导纳下的等效模型

Fig. 8 Equivalent model under the triple decomposition conductivity

是,后续提及的分解导纳模型均为三分解导纳模型。

### 2.3 基于三分解导纳模型的多逆变器并网系统建模

多逆变器并网系统拓扑结构如图 9 所示,  $n$  台逆变器经过 LCL 滤波器接入 PCC 处。基于本文的逆变器三分解导纳模型,建立了如图 10 所示的多逆变器并网系统等效模型。

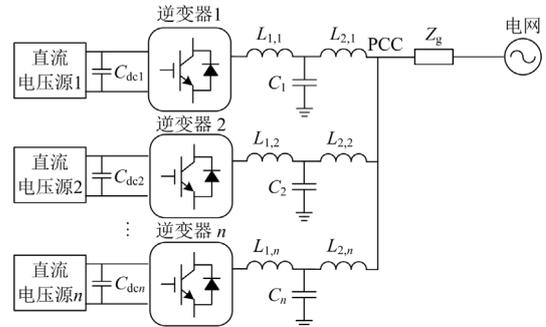


图 9 多逆变器并网系统拓扑结构图

Fig. 9 Multi-inverter grid-connected system topology

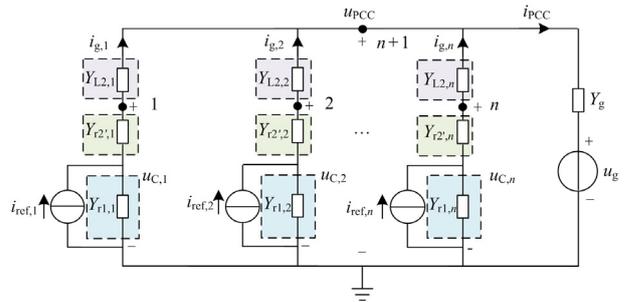


图 10 多逆变器并网系统等效模型

Fig. 10 Equivalent model of multi-inverter grid-connected system

对  $n$  台逆变器依次设置节点并编号, PCC 处编号为  $n+1$ , 系统的节点导纳矩阵满足式(17)。

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & \cdots & 0 & Y_{1(n+1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & Y_{nn} & Y_{n(n+1)} \\ Y_{(n+1)1} & \cdots & Y_{(n+1)n} & Y_{(n+1)(n+1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_n \\ u_{PCC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 i_{ref,1} \\ \vdots \\ M_n i_{ref,n} \\ u_g Y_g \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中:  $Y_{1(n+1)}$  表征节点 1 和节点  $n+1$  之间的互导纳;  $Y_{nn}$  表征节点  $n$  的自导纳;  $u_n$  为节点  $n$  的对地电压, 也表征为 LCL 滤波器的中点电压;  $Y_g$  为电网侧电导纳值;  $M_n i_{ref,n}$  表征注入节点  $n$  的等效电流源。

其中, 节点  $m$  逆变器即第  $m$  台逆变器的矩阵元素为

$$\begin{cases} Y_{mm} = Y_{r1,m} \parallel Y_{r2',m} + Y_{L2,m} \\ Y_{m(n+1)} = Y_{(n+1)m} = -Y_{L2,m} \\ Y_{(n+1)(n+1)} = Y_g + \sum_{i=1}^n Y_{L2,i} \\ M_m = Y_{r1,m} \parallel Y_{r2',m} / Y_{r1,m} \end{cases} \quad (18)$$

式中:  $Y_{r1,m}$ 、 $Y_{r2',m}$  及  $Y_{L2,m}$  分别为第  $m$  台逆变器的第一、第二和第三分解导纳;  $Y_{L2,i}$  为第  $i$  台逆变器的第三分解导纳。

结合节点电压矩阵方程以及基尔霍夫定律, 可得第  $m$  台逆变器并网电流指令  $i_{g,m}$  为

$$i_{g,m} = Y_{L2,m} (u_m - u_{PCC}) \quad (19)$$

由节点电压矩阵可得第  $m$  台节点电压方程为

$$Y_{nm} u_m + Y_{m(n+1)} u_{PCC} = M_m i_{ref,m} \quad (20)$$

式中,  $M_m i_{ref,m}$  表征注入节点  $m$  的等效电流源。

结合式(18)一式(20), 得出第  $m$  台逆变器的并网电流表达式为

$$i_{g,m} = \underbrace{R_m(s)}_{\text{自身电流系数}} i_{ref,m}(s) - \underbrace{\sum_{k=1, k \neq m}^n P_{m,k}(s) i_{ref,k}(s)}_{\text{逆变器间耦合系数}} - \underbrace{S_{gm}(s)}_{\text{电网扰动系数}} u_g(s) \quad (21)$$

$$\begin{cases} R_m(s) = \frac{Y_{temp,m}}{Y_{r1,m}} \cdot \frac{Y_g + \sum_{i=1, i \neq m}^n Y_{L2,i} \parallel Y_{eq,i}}{Y_g + \sum_{i=1}^n Y_{L2,i} \parallel Y_{eq,i}} \\ P_{m,k}(s) = Y_{temp,m} \frac{Y_{L2,k} \parallel Y_{eq,k} / Y_{r1,k}}{Y_g + \sum_{i=1}^n Y_{L2,i} \parallel Y_{eq,i}}, \\ k \in [1, n], k \in Z, k \neq m \\ S_{gm}(s) = Y_{temp,m} \frac{Y_g}{Y_g + \sum_{i=1}^n Y_{L2,i} \parallel Y_{eq,i}} \end{cases} \quad (22)$$

$$Y_{temp,m} = Y_{eq,m} \parallel Y_{L2,m} = \frac{Y_{L2,m} \cdot Y_{r1,m} \parallel Y_{r2',m}}{Y_{r1,m} \parallel Y_{r2',m} + Y_{L2,m}} \quad (23)$$

$$Y_{eq,m} = Y_{r1,m} \parallel Y_{r2',m} \quad (24)$$

式中:  $Y_{eq,m}$  表征节点  $m(m=1, \dots, n)$  左侧的等效导纳, 即第一与第二分解导纳之和;  $Y_{temp,m}$  表征节点

$m$ , 即滤波器中点两侧(左侧的等效导纳, 右侧的网侧滤波电导纳)的导纳之和, 称之为中间导纳。

在多逆变器并网系统中, 逆变器的并网电流受该逆变器自身电流系数  $R_m(s)$ 、与其他逆变器的耦合系数  $P_{m,k}(s)$  及电网电压扰动系数  $S_{gm}(s)$  的共同影响。这 3 个系数都与逆变器自身的分解导纳、除节点  $m$  逆变器以外的逆变器分解导纳和电网侧导纳有关, 根据这些导纳便可计算获取各系数的值。

## 2.4 基于模态分析法的多逆变器并网系统谐振分析

模态分析法相比于传统谐振分析更加方便, 通过节点导纳矩阵便可更加全面地分析出谐振分布、谐振关键模态和谐振频率等谐振信息。

根据表 1 中的逆变器参数, 由上述推导的并网电流传递函数以及谐振模态分析方法, 进一步分析系统的谐振特性以及系统的交互影响。模态分析的具体步骤流程图如图 11 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

系统参数	数值
电网电压 $u_g/V$	220
电网侧电感 $L_g/mH$	1
滤波器逆变器侧电感 $L_1/mH$	1.2
滤波器网侧电感 $L_2/mH$	0.3
滤波电容 $C/\mu F$	28
准比例谐振控制器比例系数 $K_p$	3
准比例谐振控制器二阶环节系数 $K_r$	100
准比例谐振控制器控制带宽 $\omega_r/(rad \cdot s^{-1})$	5
电容电流反馈系数 $H_{11}$	3
并网电流反馈系数 $H_{12}$	1

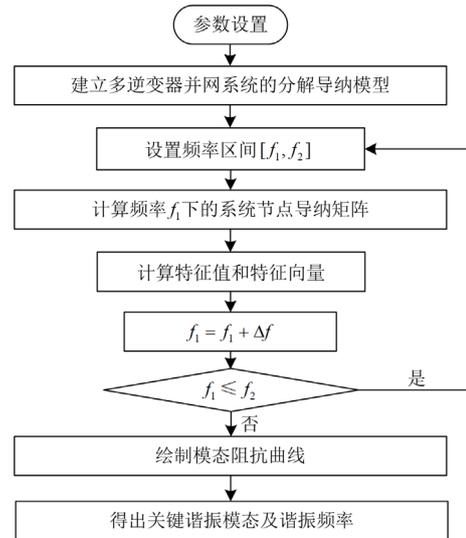


图 11 基于分解导纳模型的模态分析法流程图

Fig. 11 Flow chart of modal analysis method based on decomposed conductance model

本文采用的逆变器视为同一厂家同一位置的逆变器，其控制参数都相同，但因环境等因素会使LCL参数发生变化，因而以此分析逆变器参数相同及参数不同时系统的谐振特性。

2.4.1 逆变器参数相同时

由文献[16]可知， $R_m(s)$ 已包含了其他两种系数的谐振特性，因而只需要对 $R_m(s)$ 进行分析。选取表1中的并网逆变器参数，保持其他参数固定，仅改变逆变器的并网数量 $n$ ， $R_m(s)$ 的幅频响应特性如图12所示，同时对系统进行谐振模态分析，绘制模态阻抗曲线，如图13所示。

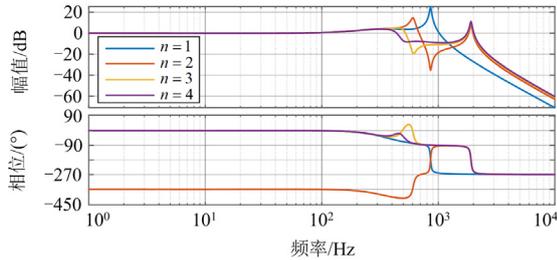


图12 逆变器自身并网电流系数幅频响应特性

Fig. 12 Amplitude-frequency response characteristics of inverter's own grid-connected current coefficient

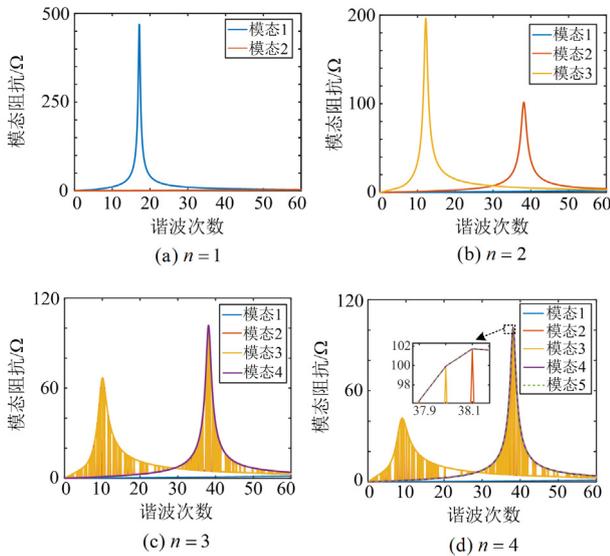


图13 参数相同逆变器 $n$ 变化时模态阻抗曲线

Fig. 13 Modal impedance curve when  $n$  varies with same parameters

由图12、图13可知，当逆变器数量为1时，有且仅有一种谐振主导模态，即只有一种谐振频率；当逆变器数量 $n \geq 2$ 时，由于逆变器与逆变器之间的耦合影响以及逆变器与电网间的交互作用，产生两种谐振主导模态，分别激励出低频谐振以及高频

谐振；当逆变器数量 $n(n \geq 2)$ 增大时，逆变器之间的耦合作用所激励产生的高频谐振部分的谐振频率及振峰，不随 $n$ 的增大而变化，逆变器与电网间的交互作用所激励产生的低频谐振部分的谐振频率，随着 $n$ 的增大向低处渐移，其振幅也随之减小。模态分析与频域分析结果一致，验证了模态分析结果的准确性。

随后，分析在强弱电网情况下，即电网侧电感变化时逆变器的谐振特性。本文中， $L_g = 1$  mH时呈现为强电网， $L_g = 0.1$  mH时呈现为弱电网。选取逆变器数量 $n = 2$ 的系统，并固定除电网电感以外的其他参数。忽略电网电阻影响，电网侧电感 $L_g$ 从0.1 mH增加至1 mH，模态分析结果如图14所示。可知，在低频谐振部分，模态谐振频率随着电网电感的增大而向低处移动，模态阻抗先增大再减小；在高频谐振部分，电网不参与高频谐振的激励，因此其谐振频率以及峰值均不发生改变。

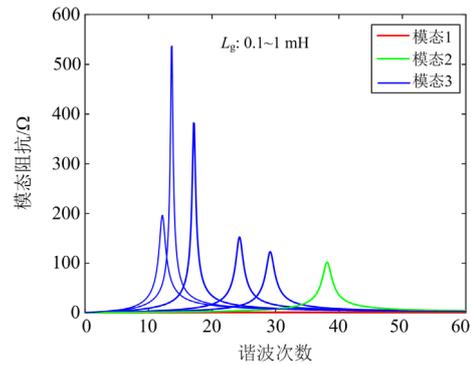


图14 电网侧电感 $L_g$ 变化时模态阻抗曲线

Fig. 14 Modal impedance curve when  $L_g$  varies

2.4.2 逆变器参数不同

先以两台逆变器并网系统为例，分别在逆变器侧电感 $L_1$ 、滤波电容 $C$ 及滤波器网侧电感 $L_2$ 三种LCL滤波器参数不一致的情况下，绘制参数相同与不同时的模态阻抗曲线，其数值如表2所示，模态阻抗曲线如图15所示。由图15(a)可知，当逆变器侧电感 $L_1$ 不一致时，低频与高频的模态频率不变，模态阻抗有一定程度的减小；由图15(b)可知，当滤波电容 $C$ 不一致时，低频频率不变，其模态阻抗增大，高频频率和模态阻抗增大；由图15(c)可知，当

表2 不同参数设置

Table 2 Different parameter settings

参数	参数相同情况数值	参数不同情况数值
逆变器侧电感 $L_1$ /mH	1.2	1.2, 1.1
滤波电容 $C$ /μF	28	28, 26
滤波器网侧电感 $L_2$ /mH	0.3	0.3, 0.25

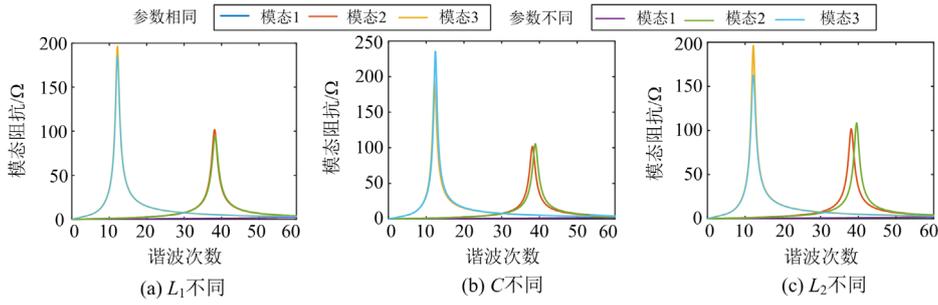


图 15 参数不同时模态阻抗曲线

Fig. 15 Modal impedance curves with different parameters

滤波器网侧电感  $L_2$  不一致时, 低频模态频率不变, 其模态阻抗减小, 高频模态频率和模态阻抗均有一定程度的增大。

以滤波电容  $C$  参数不一致为例, 分析参数不一致时, 逆变器数量对系统谐振模态的影响。保持其他参数不变, 采用表 1 所示的滤波电容参数, 依次添加  $C$  值为  $26 \mu\text{F}$ 、 $24 \mu\text{F}$  和  $22 \mu\text{F}$  的逆变器, 并绘制模态阻抗曲线, 如图 16 所示。由图 16 可知, 当  $n=1$  时, 谐振模态与图 13(a) 一致; 当  $n=2$  时, 此时与参数相同时的模态有一定程度的不同, 但并不显著; 当  $n=3$  时, 因参数不同, 逆变器与电网的交互作用激励产生了两处高频谐振, 此时有 3 个谐振主导模态; 当  $n=4$  时, 逆变器与电网激励产生了三处高频谐振, 有 4 个谐振主导模态。当滤波电容  $C$  参数不一致时, 其低频谐振模态阻抗值较图 13 均有一定程度的增大, 但高频谐振模态频次仍在原高频谐振频次附近。

由上述分析可知, 当逆变器滤波器参数不一致时, 多逆变器并网系统的谐振特性会随之发生改

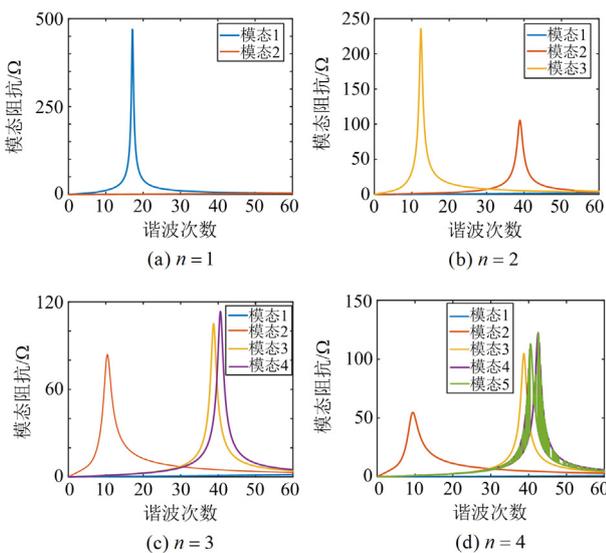


图 16 参数  $C$  不同、逆变器数量  $n$  变化时的模态阻抗曲线  
Fig. 16 Modal impedance curve when  $n$  varies with different  $C$

变, 但谐振的总体特性, 即谐振频率和幅值变化并不显著, 因而本文后续谐振抑制方法均在参数相同情况下进行分析与设计。

### 3 多逆变器并网系统阻抗重塑谐振抑制方法

#### 3.1 电网电压前馈环节引发的谐振机理

图 17 为图 2 的等效变换, 将电网电压前馈环节由 PCC 处电压前馈等效至  $u_g$  前馈, 添加这样的前馈环节是为了减小背景谐波对输出电流的影响, 但输出电流经过电网阻抗, 与 PCC 处电压形成了一条额外的正反馈通道, 在强电网情况下, 也就是电网阻抗很小时, 这条通路不会对逆变器产生影响; 在弱电网下, 此时电网阻抗较大, 当电网电压存在背景谐波时, 可能会对逆变器输出电压电流产生影响, 甚至会影响前馈环节对背景谐波的抑制效果。

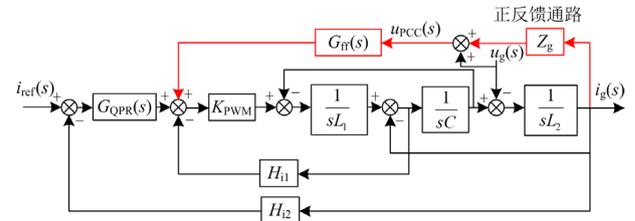


图 17 图 2 的等效变换

Fig. 17 Equivalent transformation of Fig. 2

基于阻抗稳定性判据<sup>[10,26]</sup>, 在电网侧电感为 0 时, 系统可以稳定运行; 当电网侧阻抗存在时, 阻抗比应满足 Nyquist 稳定判据才能保证并网系统的稳定运行。本文中逆变器导纳与电网侧导纳之比的幅频特性曲线存在交点, 其交点处需要满足相位裕度为正, 相位裕度  $P_M$  的表达式为

$$\begin{aligned}
 P_M &= 180^\circ - \angle Y_i(j2\pi f_0) + \angle Y_g(j2\pi f_0) = \\
 &180^\circ - \angle Y_i(j2\pi f_0) - 90^\circ = \\
 &90^\circ - \angle Y_i(j2\pi f_0)
 \end{aligned} \quad (25)$$

式中,  $f_0$  为交点的截止频率。为满足工程需求, 一般要求  $P_M \geq 30^\circ$ , 以免因相位裕度不足引发谐振。

绘制逆变器导纳  $Y_i$  与不同情况下电网侧导纳  $Y_g$  的幅频特性曲线, 如图 18 所示。  $Y_{g1}$ 、  $Y_{g2}$  及  $Y_{g3}$  分别表征电网侧电感  $L_g$  为 0.1 mH、 0.5 mH 及 1 mH 时的导纳, 对应的交点频率相位分别为  $80.4^\circ$ 、  $86.3^\circ$  和  $88.3^\circ$ , 可以看出, 当电感较小时, 相位裕度较大, 电感值增大时, 相位裕度减小甚至会导致系统不稳定, 在上述尤其是弱电网情况下不能满足工程上的相位裕度需求, 会对系统电能质量产生不利影响。

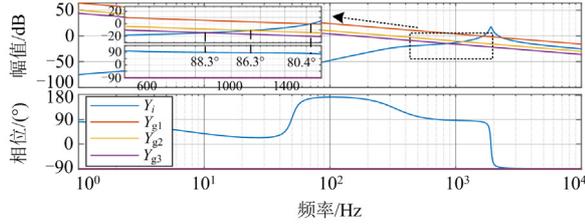


图 18 逆变器输出导纳与电网导纳幅频特性曲线

Fig. 18 Amplitude and frequency characteristics curve of inverter output conductance and grid conductance

换言之, 逆变器的电网电压前馈环节会给并网电流和 PCC 处电压之间带来正反馈通路, 当电网侧电压存在背景谐波时, 在弱电网情况下更会影响系统的电能质量。此外, 多逆变器系统自身也会有谐振特性, 因此, 本文在 3.2 节提出一种阻抗重塑方法, 一方面减小背景谐波对逆变器输出电能质量的影响, 另一方面对逆变器系统的谐振进行有效抑制。

### 3.2 阻抗重塑方法

#### 3.2.1 改进的 WACC 电流控制策略

3.1 节分析了逆变器前馈环节引发的谐振机理, 在弱电网下电网侧背景谐波产生的增量电流通过反馈通路引入到电流控制中, 会进一步影响电流的电能质量, 因而本文提出改进 WACC 电流控制来避免逆变器前馈环节的影响, 如图 19 所示。对比常规的 WACC 控制方法, 改进 WACC 电流控制方法结合了前馈与电容电流反馈环节, 对系数  $\beta$  进行推导与设计, 其推导过程如下。

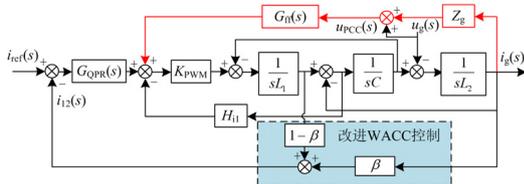


图 19 改进 WACC 电流控制方法

Fig. 19 Improved WACC current control method

由图 19 可列写 PCC 处电压  $u_{PCC}(s)$  以及 WACC 跟踪反馈电流  $i_{i2}(s)$  的表达式, 如式(26)、式(27)所示。

$$u_{PCC}(s) = sL_g i_g(s) + u_g(s) \quad (26)$$

$$i_{i2}(s) = sC(1-\beta)u_{PCC}(s) + [s^2L_2C(1-\beta) + 1]i_g(s) \quad (27)$$

先将 WACC 控制加权系数  $\beta$  代入到本文的多逆变器并网数学模型中进行初步修正, 得到的逆变器并网电流表达式, 如式(28)—式(31)所示。

$$i_g(s) = G'_i(s)i_{ref}(s) - Y'_i(s)u_{PCC}(s) \quad (28)$$

$$G'_i(s) = \frac{K_{PWM}G_{QPR}(s)}{A'(s)} \quad (29)$$

$$Y'_i(s) = [s^2L_1C + sCH_{i1}K_{PWM} - G_{ff}(s)K_{PWM} + sC(1-\beta)K_{PWM}G_{QPR}(s) + 1] / A'(s) \quad (30)$$

$$A'(s) = s^3L_1L_2C + s^2L_2CH_{i1}K_{PWM} + s(L_1 + L_2) + [1 + s^2L_2C(1-\beta)]K_{PWM}G_{QPR}(s) \quad (31)$$

将式(26)、式(28)代入式(27), 得到  $i_{i2}(s)$  的表达式, 如式(32)所示。根据该表达式, 推导含电网电压前馈环节以及电容电流有源阻尼的改进 WACC 电流控制系数, 通过电网电压系数进行置零计算, 使  $i_{ref}(s)$  到  $i_{i2}(s)$  的开环传递函数不受电网侧背景谐波的影响。

$$i_{i2}(s) = \frac{[s^2C(L_2 + L_g)(1-\beta) + 1]G'_i(s)}{1 + sL_gY'_i(s)} i_{ref}(s) - \frac{sC(1-\beta) - [s^2CL_2(1-\beta) + 1]Y'_i(s)}{1 + sL_gY'_i(s)} u_g(s) \quad (32)$$

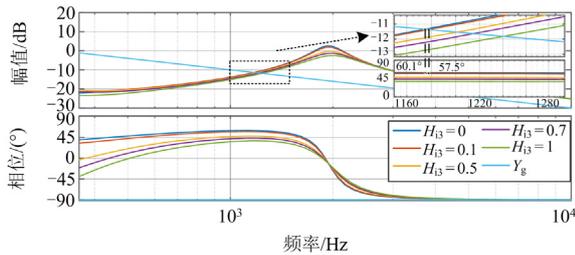
置零计算, 避免正反馈

经过上述推导分析可知, 所设计的前馈环节  $G_{ff}(s)$  表达式以及加权系数  $\beta$  的计算结果如式(33)所示。相比于文献[19], 本文的设计在考虑了电容电流有源阻尼以及电网电压前馈的情况下, 解决了加权系数补偿不足的问题, 更好地消除电网背景谐波  $u_g(s)$  对参考电流  $i_{i2}(s)$  的影响, 保证系统能够很好地运行。

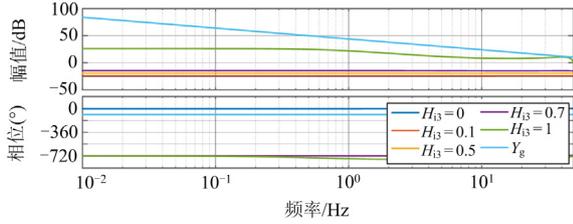
$$\begin{cases} G_{ff}(s) = \frac{1}{K_{PWM}} \\ \beta = \frac{sL_2 - H_{i1}K_{PWM}}{s(L_1 + L_2)} \end{cases} \quad (33)$$

#### 3.2.2 PCC 并联虚拟导纳策略

绘制 3.2.1 节改进 WACC 控制下的逆变器导纳幅频特性图, 见图 20(a), 其中虚拟导纳系数  $H_{i3} = 0$ 。在  $L_g = 1$  mH 时, 对与逆变器导纳交截相角最大处进行分析, 可以看出, 截止频率的相角大于  $60^\circ$ , 不满足工程需求的相位裕度条件  $P_M \geq 30^\circ$ , 针对此问题需要采取相应策略对稳定裕度作进一步补偿。而 PCC 并联虚拟导纳策略既能够提高相角裕度, 使稳定裕度满足工程需求, 又能对多逆变器并网系统的谐振作进一步抑制优化。



(a) 中高频特性



(b) 低频特性

图 20 不同  $H_{13}$  下逆变器导纳与电网导纳幅频特性曲线

Fig. 20 Amplitude and frequency characteristic curves of inverter output conductance and grid conductance when  $H_{13}$  varies

如图 21 所示, 将 PCC 并联的总虚拟导纳  $Y_v$  分解到各个逆变器的子虚拟导纳  $Y_{v1}, Y_{v2}, \dots, Y_{vn}$  进行单独设计, 其在并网电流基波频率下呈现高阻状态, 在谐波电流时呈现低阻状态, 因此通过虚拟导纳可以吸收并网电流中的谐波电流。二阶积分陷波器能够很好地对特定的频率信号进行衰减, 从而提取谐波, 同时, 为防止电网侧的背景谐波再次注入反馈通路中, 对陷波器  $G_{\text{trap}}(s)$  作如下设计:

$$G_{\text{trap}}(s) = \prod_{h=1,3,5,7} \frac{s^2 + (h\omega_0)^2}{s^2 + sh\omega_0 / Q + (h\omega_0)^2} \quad (34)$$

式中,  $Q$  为陷波器的品质因数, 选取合适的品质因数对衰减基频以及背景谐波的低频分量具有较好的效果。图 22 为不同  $Q$  下陷波器的幅频特性, 为使系统获得较好的动态性能<sup>[25]</sup>, 选取  $Q=1.25$ 。

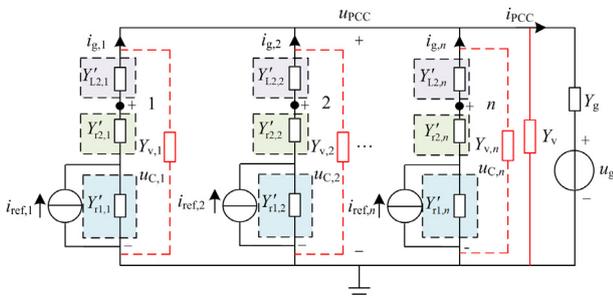


图 21 PCC 点并联虚拟导纳后等效模型

Fig. 21 Equivalent model after paralleling virtual conductors at PCC

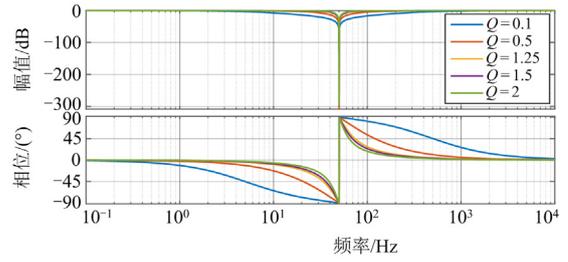


图 22 不同  $Q$  下的陷波器幅频特性曲线

Fig. 22 Amplitude-frequency characteristic curves of notch filter when  $Q$  varies

由图 20(a)可知, 当采用 PCC 并联虚拟导纳策略后, 相位裕度已经能够满足工程需求, 且随着虚拟导纳系数  $H_{13}$  的增大, 相位裕度越大; 但由图 20(b)所示, 其低频特性的导纳幅值特性随之升高, 也就是阻抗幅值特性会降低。因此, 选取  $H_{13} = 0.1$ ,  $Q = 1.25$ 。此时, 相位裕度降低至  $57.5^\circ$ , 满足  $P_M \geq 30^\circ$  要求。

本文首先基于改进 WACC 电流控制来避免背景谐波存在时对逆变器前馈环节正反馈通路的影响, 并结合 PCC 并联虚拟导纳策略弥补相角裕度不足的问题, 提出了一种考虑改进 WACC 电流控制以及 PCC 并联虚拟导纳相结合的阻抗重塑方法, 以对多逆变器并网系统的谐振作进一步抑制优化。图 23 为本文提出的阻抗重塑方法, 其既能减小弱电网下电网侧的背景谐波对逆变器输出电能质量的影响, 又能够增大相位裕度, 有效抑制多逆变器系统的谐振。

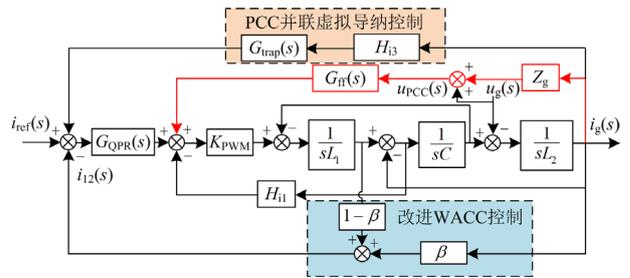


图 23 本文提出的阻抗重塑方法

Fig. 23 Impedance remodeling control method proposed in this paper

通过模态分析法对阻抗重塑后的模型进行谐振特性分析, 并绘制参数相同以及参数不同时(滤波电容  $C$  参数相同为例)随着逆变器台数变化的模态阻抗曲线, 如图 24、图 25 所示。

对比图 13 和图 24 可知, 以  $n=2$  为例, 当逆变器参数相同时, 其低频和高频模态阻抗的峰值由原来的  $196 \Omega$  和  $101 \Omega$  抑制为  $22 \Omega$  和  $16 \Omega$ 。可以发现, 加入阻抗重塑方法后系统的谐振特性得到了很好的

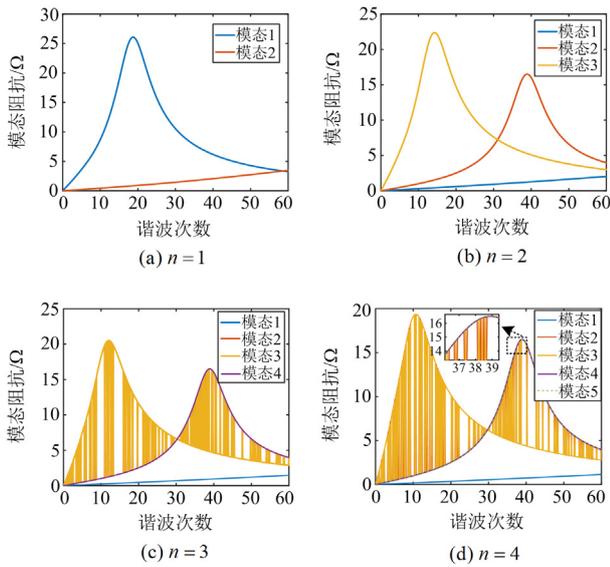


图 24 阻抗重塑后参数相同逆变器  $n$  变化的模态阻抗曲线  
Fig. 24 Modal impedance curve when  $n$  changes after impedance remodeling with same parameters

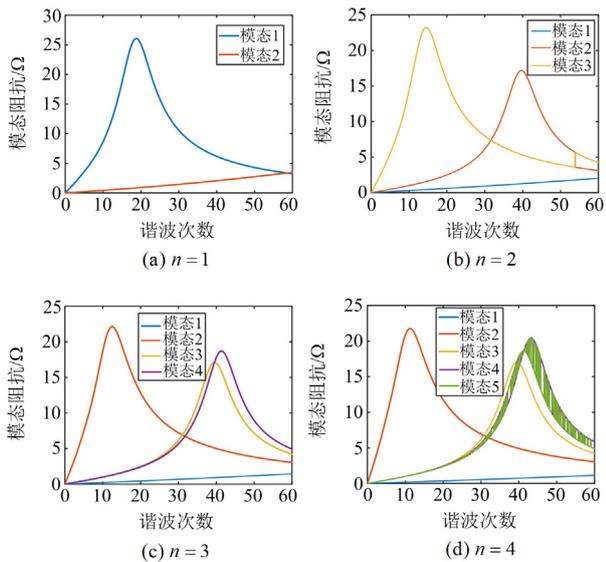


图 25 阻抗重塑后  $C$  不同逆变器随  $n$  变化的模态阻抗曲线  
Fig. 25 Modal impedance curves when  $n$  changes after impedance remodeling with different  $C$

抑制。当逆变器参数不同时，对比图 16 和图 25 可知，虽然此时高频谐振模态个数增加，但本文所提的阻抗重塑方法仍能很好地对该情况下的谐振进行抑制，模态阻抗峰值均能抑制在 25 Ω 以下。

### 3.3 不同方法效果对比

为进一步证明本文方法的有效性，将文献[25]中的 PCC 并联虚拟导纳方法(方法 1)和文献[19]中的 WACC 控制方法(方法 2)与本文方法进行对比，以两

台参数相同逆变器系统为例，绘制不同方法下随着电网侧电感  $L_g$  变化的模态阻抗曲线。

由图 26 可知，随着  $L_g$  变化，3 种方法都能够对多逆变器并网系统的谐振有一定的抑制效果。在电网侧电感  $L_g = 1$  mH 时不同抑制策略的模态阻抗曲线对比，如图 27 所示，由不同方法的模态阻抗幅值可见，本文所提方法具有更好的抑制效果。

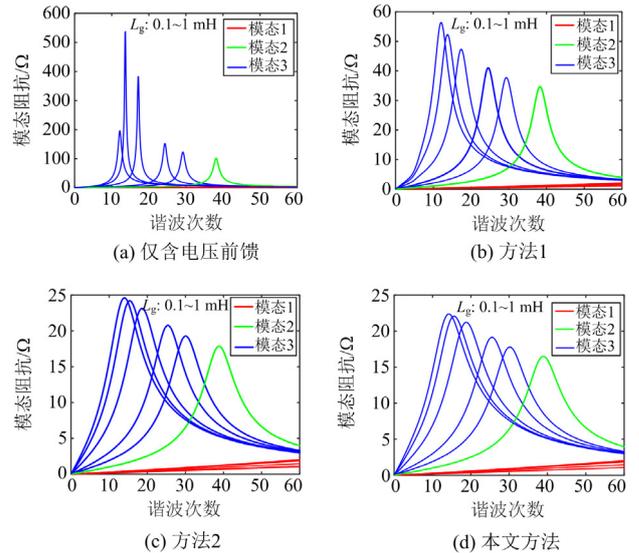


图 26  $L_g$  变化的模态谐振特性

Fig. 26 Modal resonance characteristics when  $L_g$  varies

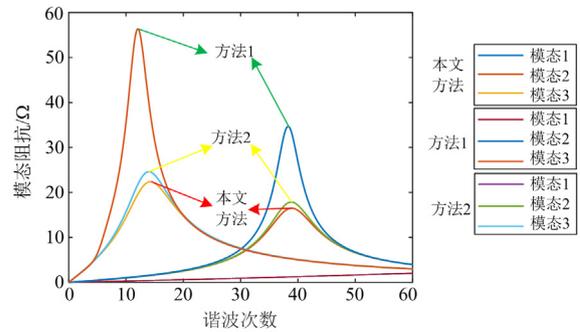


图 27  $L_g = 1$  mH 不同策略下模态阻抗曲线

Fig. 27 Modal impedance curves under different strategies of  $L_g = 1$  mH

## 4 仿真实验

搭建两台逆变器并网系统的仿真模型，在电网侧存在背景谐波及电网侧电感不同时，进行单机并网运行工况、两机并网运行工况以及不同策略工况分析，验证本文所提阻抗重塑方法的合理性。

### 4.1 单机并网系统阻抗重塑方法验证

在单台逆变器运行情况下，设置电网背景谐波。

在电网侧添加 3.2% 的 5 次谐波和 1.6% 的 7 次谐波电压, 电网电压 THD 为 3.6%。电网侧电感  $L_g$  分别为 0.1 mH 和 1 mH。在 0.3 s 时采用本文所提的阻抗重塑方法, 在强弱电网两种工况下, 验证所提方法的合理性。无、有背景谐波情况下逆变器并网电流和 PCC 处电压如图 28、图 29 所示。

由图 28、图 29 可知, 在 0.3 s 前, 当  $L_g = 0.1$  mH 时, 无论背景谐波是否存在, 逆变器与电网之间的交互影响较小, 并未产生明显谐振, 对逆变器并网电流进行傅里叶 FFT 分析, 两种工况下频谱集中在 1650 Hz; 当  $L_g = 1$  mH 时, 两种工况都产生了明显的谐振现象, 依据第 2、3 节分析可知, 这是因为电

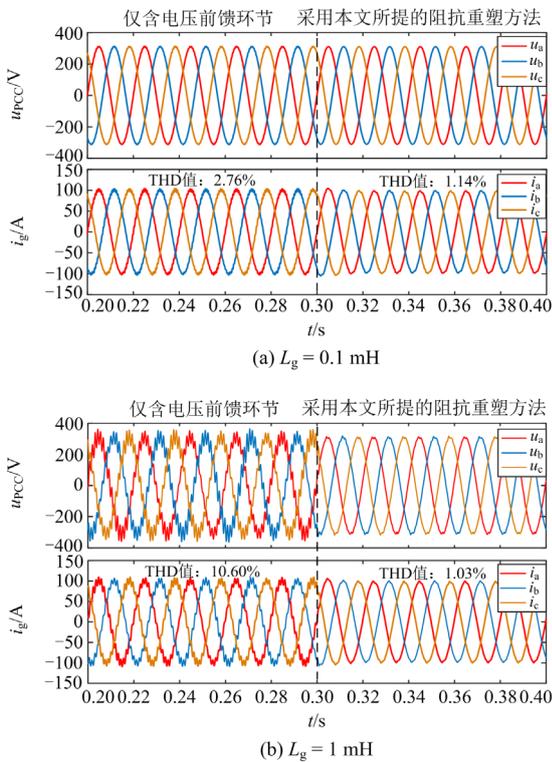


图 28 无背景谐波时单台逆变器并网工况下的波形图  
Fig. 28 Waveforms under grid-connected conditions of a single inverter without background harmonics

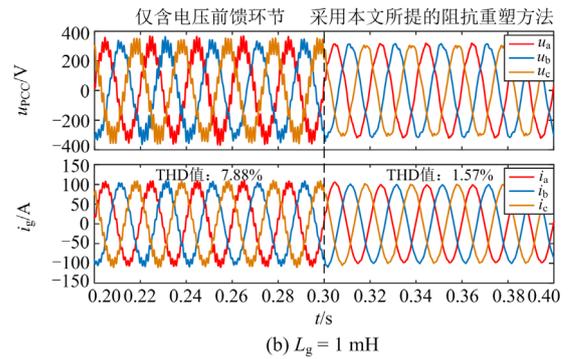
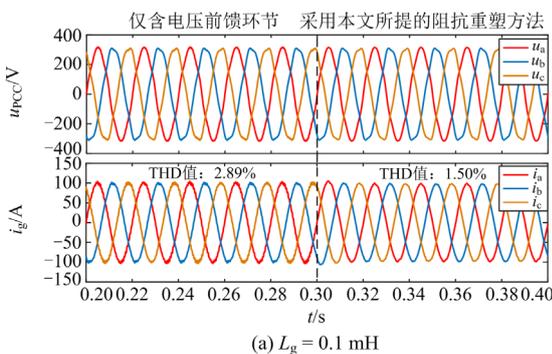
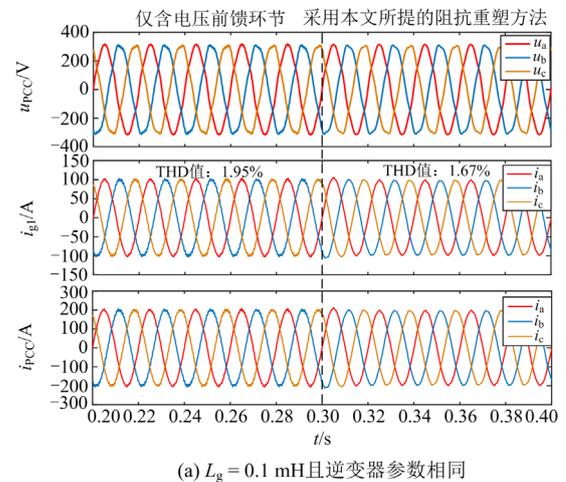


图 29 背景谐波存在时单台逆变器并网工况下的波形图  
Fig. 29 Waveforms under single inverter grid-connected condition with background harmonics

网电压前馈环节带来的正反馈通路以及逆变器与电网交互的谐振作用产生的影响, 两种工况下谐振频率均为 850 Hz, 与图 18 的截止频率分析结果一致。在 0.3 s 后, 采用本文所提阻抗重塑策略, 无背景谐波时, 在强弱电网情况下重塑后的电流 THD 值分别为 1.14% 和 1.03%; 有背景谐波时, 在强弱电网情况下重塑后的电流 THD 值分别为 1.50% 和 1.57%。可以得出在单机并网系统运行时, 所提策略对有无背景谐波以及系统的谐振均能够很好地抑制。

#### 4.2 两机并网系统阻抗重塑方法验证

在电网侧添加 3.2% 的 5 次谐波和 1.6% 的 7 次谐波电压, 电网电压 THD 为 3.6%。设置背景谐波存在情况下, 改变电网侧电感  $L_g$  的值, 即在强弱电网两种工况下分析所提策略的适应性。当参数相同的两台逆变器并网运行且存在背景谐波时, 两种工况下的 PCC 处电压、逆变器 1 的并网电流和 PCC 处电流波形如图 30(a)、图 30(b)所示。弱电网下滤波电容  $C$  参数不同时, PCC 处电压、逆变器 1、2 的并网电流和 PCC 处电流波形如图 30(c)所示。



(a)  $L_g = 0.1$  mH 且逆变器参数相同

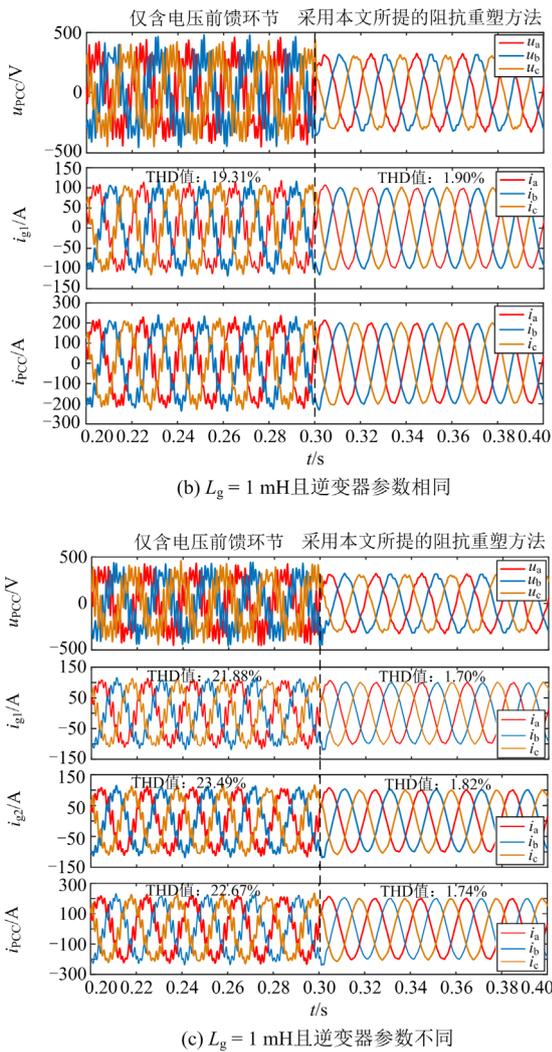


图 30 背景谐波存在时两机并网工况下波形图

Fig. 30 Waveforms under the condition of two machines connected to the grid with background harmonics

当  $L_g = 0.1 \text{ mH}$  时, 未采用阻抗重塑方法时逆变器与电网之间的交互影响较小, 并未产生明显谐振, 对逆变器并网电流进行 FFT 分析, 频谱集中在  $1450 \text{ Hz}$ ; 当  $L_g = 1 \text{ mH}$  时, 如图 30(b)所示, 电网电压前馈环节带来的正反馈通路以及逆变器与电网交互的谐振作用产生的影响出现了明显的谐振现象, 谐振频率均为  $650 \text{ Hz}$ , 与图 13(b)模态分析结果一致。0.3 s 后, 采用本文所提阻抗重塑策略, 在强弱电网情况下电流 THD 值分别被抑制为  $1.67\%$  和  $1.90\%$ 。由图 30(c)可知, 逆变器 1、2 的并网电流和 PCC 处电流的 THD 值分别被抑制为  $1.70\%$ 、 $1.82\%$  和  $1.74\%$ , 说明本文所提的阻抗重塑方法仍能很好地抑制参数不同时多逆变器并网系统的谐振。

对比图 29、图 30 可知, 尤其在弱电网下, 当

两台逆变器运行时, 逆变器之间的耦合作用以及逆变器与电网的交互影响会加剧系统的谐振, 恶化电能质量, 而所提策略也能够很好地抑制多机系统的谐振。

#### 4.3 不同策略对比验证

为进一步验证本文所提阻抗重塑方法的优越性, 研究在弱电网  $L_g = 1 \text{ mH}$  场景下, 电网电压存在背景谐波时不同策略的抑制效果。

设置单机和两机运行两种工况, 两台逆变器参数相同, 在  $0.2 \text{ s}$  时采用方法 1,  $0.3 \text{ s}$  时采用方法 2,  $0.4 \text{ s}$  时采用本文方法, 进行方案效果对比。单台逆变器运行时, PCC 处电压和逆变器并网电流如图 31(a)所示。可以发现, 方法 1、2 和本文方法均有较好的谐振抑制效果, 但本文方法的电流质量较其他两种方案更好。如图 31(b)所示, 当两台逆变器运行时, 方法 1 的抑制效果明显变弱, 这是因为两台逆变器运行时阻抗特性降低, 且当存在背景谐波时,

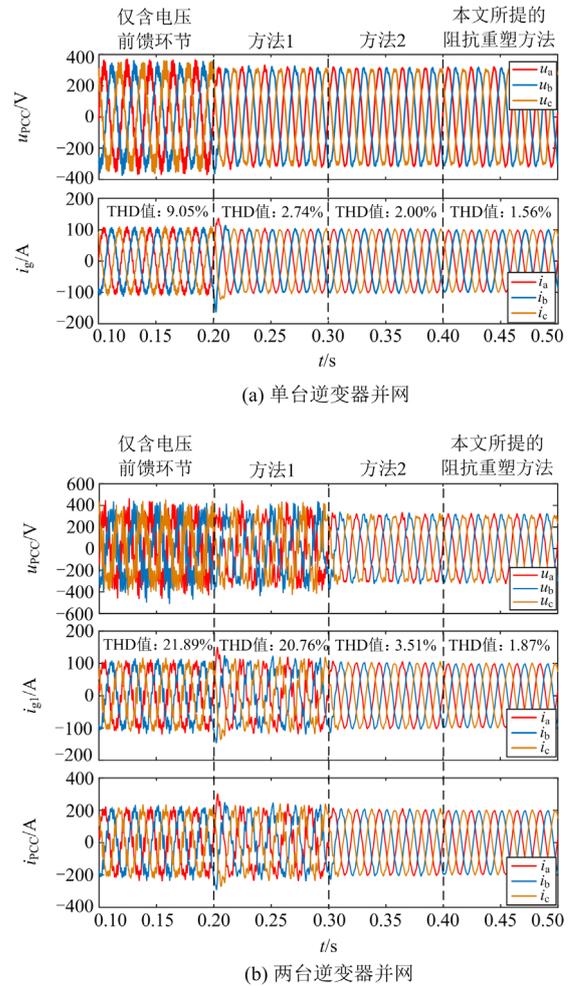


图 31 背景谐波存在且  $L_g = 1 \text{ mH}$  时不同策略下的波形图

Fig. 31 Waveforms under different strategies at  $L_g = 1 \text{ mH}$  with background harmonics

前馈环节引入了正反馈通路, 进而使得电能质量得不到较好的抑制。

根据前文分析, 方法 2 虽能较好地抵消电网背景谐波的正反馈通路的影响, 但相位裕度仍有欠缺, 当逆变器数量增加时会加剧这种情况, 而本文方法对相位裕度进行了改进, 使其满足工程需求, 因此面向电网侧含有背景谐波的多逆变器并网系统, 本文的阻抗重塑方法有较好的谐振抑制效果。

## 5 结论

针对弱电网下计及背景谐波的多逆变器并网系统谐振问题, 本文首先对传统的诺顿等效模型提出改进, 建立了基于分解导纳模型的多逆变器并网等效模型, 并通过模态分析法分析系统的谐振特性; 然后提出了基于改进 WACC 控制及 PCC 并联虚拟导纳相结合的阻抗重塑方法, 并通过与其他策略进行对比, 验证阻抗重塑方法的合理性:

1) 当不考虑线路阻抗时, 相比于传统诺顿电路模型, 分解导纳模型更适用于模态分析法来对系统进行谐振特性分析, 且能更好地反映逆变器与电网间的响应特性。且相比于频域分析法计算方便, 模态分析法能够很好地反映多逆变器系统的谐振信息。

2) 弱电网下多逆变器并网系统的谐波谐振受到逆变器与电网间的交互作用影响, 且电网与逆变器的交互作用只会引起低频谐振特性的变化。当电网侧存在背景谐波时, 逆变器电网电压前馈环节会给背景谐波产生的增量电流提供反馈通路, 会在一定程度上会加剧谐振现象。

3) 本文所提的阻抗重塑方法, 能够对改进 WACC 电流控制作稳定裕度的补偿, 且相比于传统 PCC 并联虚拟导纳方案, 更适合于考虑背景谐波场景下的多逆变器并网系统的谐振抑制, 在满足工程需求的同时还能够进一步优化系统的电能质量。

## 参考文献

- [1] 苗宇, 袁旭峰, 邹晓松, 等. 双电源输入环境下的电力电子变压器运行研究[J]. 电测与仪表, 2022, 59(4): 84-90.  
MIAO Yu, YUAN Xufeng, ZOU Xiaosong, et al. Research on power electronic transformers operation in dual-power-input environment[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(4): 84-90.
- [2] 陈露洁, 徐式蕴, 孙华东, 等. 高比例电力电子电力系统宽频带振荡研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(7): 2297-2309.  
CHEN Lujie, XU Shiyun, SUN Huadong, et al. A survey on wide-frequency oscillation for power systems with high penetration of power electronics[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(7): 2297-2309.
- [3] JOAN R, ALVARO L, FREDE B. Control of power converters in AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4734-4749.
- [4] 王凯, 原熙博, 王晖, 等. 弱电网下逆变器并网系统失稳的两种诱因[J]. 电网技术, 2023, 47(3): 1230-1242.  
WANG Kai, YUAN Xibo, WANG Hui, et al. Two causes of the inverter-based grid-connected system instability in weak grids[J]. Power System Technology, 2023, 47(3): 1230-1242.
- [5] 王浩, 陈飞雄, 郑文迪, 等. 计及电网运行方式和背景谐波干扰的 LCL 并网逆变器参数优化[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(3): 18-24.  
WANG Hao, CHEN Feixiong, ZHENG Wendi, et al. Parameter optimization of LCL grid-connected inverter considering grid operation mode and background harmonic interference[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 33(3): 18-24.
- [6] LIU Q, LIU F, ZOU R, et al. Harmonic resonance characteristic of large-scale PV plant: modelling, analysis, and engineering case[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(3): 2359-2368.
- [7] 王晓寰, 杨爱华, 刘洋, 等. 计及频率耦合效应的并网逆变器稳定控制研究[J]. 电网技术, 2023, 47(8): 3280-3295.  
WANG Xiaohuan, YANG Aihua, LIU Yang, et al. Stability control study of grid-connected inverters considering frequency coupling effect[J]. Power System Technology, 2023, 47(8): 3280-3295.
- [8] 张海川, 王顺亮, 刘天琪, 等. 考虑交直流多谐波耦合的模块化多电平换流器矩阵建模[J]. 电测与仪表, 2022, 59(5): 102-108.  
ZHANG Haichuan, WANG Shunliang, LIU Tianqi, et al. Matrix modeling of modular multilevel converter considering multi-harmonic coupling of AC and DC[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(5): 102-108.
- [9] 高子鹏, 肖国春, 田圆媛, 等. 考虑频率耦合的并网逆变器不同域控制的稳定性比较[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(15): 22-32.  
GAO Zipeng, XIAO Guochun, TIAN Yuanyuan, et al. Stability comparison of grid-connected inverters controlled in different domains considering frequency coupling[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(15): 22-32.
- [10] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [11] WANG X, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. An active damper for stabilizing power-electronics-based AC systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,

- 2014, 29(7): 3318-3329.
- [12] CAO W, MA Y, WANG F. Sequence-impedance-based harmonic stability analysis and controller parameter design of three-phase inverter-based multibus AC power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7674-7693.
- [13] WEN B, BOROYEVICH D, BURGOS R, et al. Inverse Nyquist stability criterion for grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1548-1556.
- [14] 聂程, 雷万钧, 王跃, 等. 多变流器并联时谐振特性及最优虚拟阻尼方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(5): 1467-1477.
- NIE Cheng, LEI Wanjun, WANG Yue, et al. Resonance analysis of multi-paralleled converter systems and research on optimal virtual resistor damping methods[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(5): 1467-1477.
- [15] XU W, HUANG Z Y, CUI Y, et al. Harmonic resonance mode analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2005, 20(2): 1182-1190.
- [16] HONG L, SHU W, WANG J, et al. Harmonic resonance investigation of a multi-inverter grid-connected system using resonance modal analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(1): 63-72.
- [17] 李建文, 阮筱菲, 李永刚, 等. 弱电网下多LCL型并网逆变器谐振模态分析[J]. 太阳能学报, 2021, 42(2): 346-355.
- LI Jianwen, RUAN Xiaofei, LI Yonggang, et al. Resonance modal analysis for multiple LCL-type grid-connected inverters in weak grid[J]. Acta Energetica Sinica, 2021, 42(2): 346-355.
- [18] 王学华, 阮新波, 刘尚伟. 抑制电网背景谐波影响的并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(6): 7-14.
- WANG Xuehua, RUAN Xinbo, LIU Shangwei. Control strategy for grid-connected inverter to suppress current distortion effected by background harmonics in grid voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6): 7-14.
- [19] 孙建军, 王毅, 杨泽洲, 等. 考虑电压前馈影响的LCL 并网逆变器改进 WACC 加权系数计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(17): 5158-5166.
- SUN Jianjun, WANG Yi, YANG Zezhou, et al. Improved WACC weighted coefficient method for LCL grid connected inverter considering the influence of voltage feedforward[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(17): 5158-5166.
- [20] 徐健, 曹鑫, 郝振洋, 等. 基于电网谐波电压前馈的虚拟同步整流器电流谐波抑制方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(8): 2018-2029.
- XU Jian, CAO Xin, HAO Zhenyang, et al. A Harmonic-current suppression method for virtual synchronous rectifier based on feedforward of grid harmonic voltage[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8): 2018-2029.
- [21] HE N, XU D, ZHU Y, et al. Weighted average current control in a three-phase grid inverter with an LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2785-2797.
- [22] 许津铭, 谢少军, 黄如海. LCL 滤波并网逆变器的鲁棒电流控制[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(19): 99-104.
- XU Jinming, XIE Shaojun, HUANG Ruhai. A robust current control strategy for grid-connected inverters with LCL filtered[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(19): 99-104.
- [23] 王磊, 张凌博. 多逆变器并网等值建模及谐振抑制优化[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(6): 19-29.
- WANG Lei, ZHANG Lingbo. Equivalent modeling of multi-inverters connected to the grid and optimization of resonance suppression[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(6): 19-29.
- [24] YANG T D, RUAN X, WU H. Impedance shaping of the grid-connected inverter with LCL filter to improve its adaptability to the weak grid condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5795-5805.
- [25] 王毅, 高爱杰, 胡楠, 等. 多并网逆变器并联运行的谐振抑制策略[J]. 南方电网技术, 2022, 16(5): 87-96.
- WANG Yi, GAO Aijie, HU Nan, et al. Resonance suppression strategy for multi-parallel grid-connected inverters[J]. Southern Power System Technology, 2022, 16(5): 87-96.
- [26] 金国彬, 谢飞, 李国庆, 等. 弱电网且谐波畸变背景下分布式电源并网系统谐振抑制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 1-10.
- JIN Guobin, XIE Fei, LI Guoqing, et al. Resonance suppression of a distributed power grid-connected system in a weak grid and with harmonic distortion background[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 1-10.
- [27] 郑嘉龙, 杨鸽, 陈开宇, 等. LCL 型多逆变器并网系统谐振研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(21): 177-186.
- ZHENG Jialong, YANG Ge, CHEN Kaiyu, et al. An overview on resonance for a multiple LCL-type inverter grid-connected system[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(21): 177-186.

收稿日期: 2023-06-29; 修回日期: 2023-09-21

作者简介:

陈林(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源电力系统; E-mail: chenlin990117@163.com

徐永海(1966—), 男, 通信作者, 教授, 博士生导师, 研究方向为电能质量分析与控制、新能源电力系统。E-mail: yonghaixu@263.net

(编辑 许威)