

新能源并网逆变器并联运行宽频聚合建模方法

史华勃^{1,2}, 曾雪洋^{1,2}, 马俊鹏³, 王永灿^{1,2}, 潘鹏宇^{1,2}, 姜振超^{1,2}

(1. 国网四川省电力公司电力科学研究院, 四川 成都 610041; 2. 电力物联网四川省重点实验室, 四川 成都 610041; 3. 四川大学电气工程学院, 四川 成都 610065)

摘要:大规模新能源发电基地存在振荡风险,有可能发生宽频失稳事件,给电力系统稳定运行带来极大挑战。阻抗分析是一种研究并网逆变器宽频特性的有效方法,可以揭示宽频失稳机理。首先,以L型的两电平三相定电流控制并网逆变器为研究对象,通过对L型并网逆变器的拓扑结构和数学模型的推导,结合复向量建模方法,建立了逆变器的输出阻抗复向量模型,刻画了单台逆变器宽频输出特性;进而,结合网络拓扑结构,提出了多台逆变器并联运行场景下的宽频聚合建模方法,分析了多台逆变器经不等长输电线路并联运行的宽频特性;最后,采用考虑频率耦合的导纳扫频测试方法,验证了所建模型的准确性。

关键词:频率耦合; 并网逆变器; 宽频特性聚合; 并联运行

中图分类号: TM 46 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2024)04-0015-08

DOI: 10.16527/j.issn.1003-6954.20240403

Broadband Aggregation Modeling Method for Parallel Operation of Renewable Energy Grid-connected Inverters

SHI Huabo^{1,2}, ZENG Xueyang^{1,2}, MA Junpeng³, WANG Yongcan^{1,2}, PAN Pengyu^{1,2}, JIANG Zhenchao^{1,2}

(1. State Grid Sichuan Electric Power Research Institute, Chengdu 610041, Sichuan, China; 2. Power Internet of Things Key Laboratory of Sichuan Province, Chengdu 610041, Sichuan, China; 3. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, Sichuan, China)

Abstract: Large-scale renewable energy power generation bases have oscillation risks, and the instability of broadband oscillation may occur, which brings great challenges to the stable operation of power system. Impedance analysis is an effective method to study the broadband characteristics of grid-connected inverters, which can reveal the mechanisms of instability of broadband oscillation. Taking the L-filtered two-level three-phase constant current control grid-connected inverter as the research object, and by deriving topology and mathematic model of L-filtered grid-connected inverter with the complex vector modeling, the complex vector model of inverter is established. Next, and the output impedance of multiple inverters operated in parallel with unequal length transmission lines is analyzed. Finally, the accuracy of the model is verified by sweeping test method considering frequency coupling.

Key words: frequency coupling; grid-connected inverter; broadband characteristic aggregation; parallel operation

0 引言

随着新能源发电容量的快速增长,大量的电力电子设备应用到电力系统中。然而,电力电子设备具有强非线性的特性,电力电子设备大规模应用使

得传统的电力系统特性变得更加复杂。电力电子设备与电网相互作用,导致实际工程中频繁出现振荡问题,这严重影响到新能源发电、高压直流输电等系统的安全稳定运行。

三相电压源逆变器作为新能源并网关键接口设备,对其稳定性的分析已经成为近年来的热点。并网逆变器-电网耦合系统稳定性分析常采用阻抗分

析法^[1-4]。阻抗分析法将逆变器并网系统视为两个独立的子系统,根据子系统的不同控制方式、系统参数、电路拓扑建立相应的阻抗模型,然后利用奈奎斯特稳定性判据对并网逆变器-电网耦合系统进行稳定性分析。

阻抗建模的核心在于小扰动线性化,为得到交流系统的稳态工作点,最常用的线性化方法是在 dq 坐标系下对电压和电流进行扰动-响应分析。文献[5]首次采用小信号法将非线性系统线性化,得到了逆变器的 dq 坐标系阻抗模型。文献[6]分别以 L 型和 LCL 型滤波器的光伏逆变器为研究对象,根据 dq 坐标系下两种滤波方式的逆变器小信号模型,推导其闭环动态模型,得到闭环输出导纳矩阵。文献[7]以 LCL 型三相并网逆变器为研究对象,在 dq 旋转坐标系下对入网电流和滤波电容电流双闭环系统进行输出阻抗建模。以上文献获取逆变器阻抗模型的过程中并未充分考虑锁相环 (phase locked loop, PLL) 所带来的影响。因此,上述方法导致所建模型不够精确,特别是在受到锁相环影响较为显著的低频段,所得到的阻抗模型与实际系统特性之间的差异较大。文献[8]表明当电网电压遭受小扰动时,锁相环的动态特性会影响系统中的坐标变换环节,从而对整个系统的阻抗特性产生影响。文献[9]在 dq 坐标系下建立了一个包含锁相环的并网逆变器阻抗模型,详细分析了逆变器输出阻抗矩阵中各个元素的影响因素。此文献同时关注了阻抗矩阵主对角线元素在锁相环带宽内所呈现的负阻抗特性现象,并对其进行了解释。文献[10-14]表明忽略并网逆变器的耦合阻抗会导致稳定性分析的结果出现较大误差,锁相环引入的非对称特性必须纳入逆变器宽频特性建模过程中。

上述建模方法已对逆变器宽频小扰动特性进行了精确描述,但多机并联系统的等效输出阻抗不仅取决于多机并联系统中单台逆变器的输出阻抗,还受到线路阻抗的严重影响^[15-16]。当多机经不等长线路并入电网后,并不能将多机阻抗直接并联实现多机系统的宽频聚合等效。

为解决多机并联系统宽频特性聚合问题,下面推导了定电流控制并网逆变器的小信号阻抗模型,并分析了多台逆变器经不等长输电线路并联运行系

统的等效导纳;最后,采用考虑频率耦合的导纳扫描测试方法,验证了所建立模型的准确性。

1 并网逆变器系统及阻抗建模

1.1 并网逆变器主电路及控制结构

以定电流控制的并网逆变器为研究对象,其主电路及控制结构如图 1 所示。

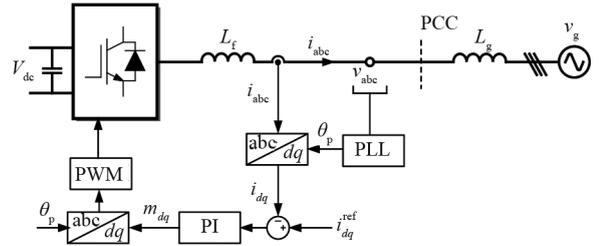


图 1 定电流控制并网逆变器主电路及控制结构

图 1 中: v_{abc} 、 i_{abc} 分别为并网逆变器交流侧电压和电流; v_g 为交流电网电压; L_g 为交流电网等效电感; V_{dc} 为直流侧电压; i_{dq}^{ref} 为给定参考电流。并网逆变器主电路采用两电平电压源型变换器拓扑,交流侧采用单电感滤波器 L_f 。控制器首先对公共耦合点 (point of common coupling, PCC) 电压 v_{abc} 进行采样,经过锁相环得到 PCC 点电压相角 θ_p 。逆变器交流侧电感电流 i_{abc} 经过 Clark 变换和 Park 变换得到 dq 轴分量 i_d 及 i_q , 然后经过比例积分 (proportional integral, PI) 控制器得到调制波电压在 dq 坐标系下的分量 m_{dq} , 再经过 Park 反变换和 Clark 反变换得到调制波电压在三相 abc 坐标系下的分量。

为了简化,使用粗体字母表示复空间向量,用斜体字母表示相应的实空间向量,例如,对于式(1)所示的矩阵。利用复矢量的方法将其表示为式(2)。

$$\begin{bmatrix} y_{\alpha(d)}(s) \\ y_{\beta(q)}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1(s) & -G_2(s) \\ G_2(s) & G_1(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\alpha(d)}(s) \\ x_{\beta(q)}(s) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{y}_{\alpha\beta(dq)}(s) = \mathbf{G}(s) \cdot \mathbf{x}_{\alpha\beta(dq)}(s) \quad (2)$$

其中: $\mathbf{x}_{\alpha\beta(dq)}(s) = x_{\alpha(d)}(s) + jx_{\beta(q)}(s)$;

$$\mathbf{y}_{\alpha\beta(dq)}(s) = y_{\alpha(d)}(s) + jy_{\beta(q)}(s);$$

$$\text{传递函数 } \mathbf{G}(s) = G_1(s) + jG_2(s)。$$

1.2 定电流控制并网逆变器线性化方法

将图 1 所示的定电流控制并网逆变器的主电路和控制框图简化为并网逆变器的复矢量框图,如图 2 所示。下标中的 $\alpha\beta$ 和 dq 分别表示在 $\alpha\beta$ 坐

标系下的信号量和在 dq 坐标系下的信号量。

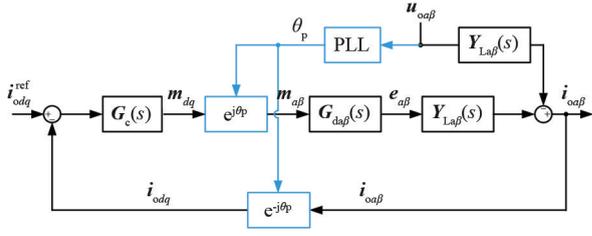


图2 逆变器的频域复矢量框图

图2中 $G_{d\alpha\beta}(s)$ 为延时控制环节的传递函数; $G_c(s)$ 为电流控制环节的传递函数; $Y_{L\alpha\beta}(s)$ 为滤波电感的传递函数,可以分别表示为

$$\begin{cases} G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + j0 \\ G_{d\alpha\beta}(s) = e^{-1.5T_s s} + j0 \\ Y_{L\alpha\beta}(s) = \frac{1}{sL_f} + j0 \end{cases} \quad (3)$$

式中: T_s 为系统的采样周期; K_p 为比例系数; K_i 为积分系数。式(3)中虚部为0表示传递函数的输入信号的 α 分量与 β 分量之间相互无耦合。

图中蓝色路径包含了 PLL 与坐标变换算子,这两个非线性环节的存在导致了图2所示系统总体呈现非线性特征,需要借助小信号法将系统中非线性环节线性化。

1.2.1 坐标变换算子的线性化

调制波电压在时域下的坐标变换为

$$\mathbf{m}_{\alpha\beta}(t) = e^{j\theta_p(t)} \mathbf{m}_{dq}(t) \quad (4)$$

给式(4)中的各信号量加上一个小扰动信号,如式(5)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{m}_{\alpha\beta}(t) = \mathbf{m}_{\alpha\beta 0}(t) + \Delta \mathbf{m}_{\alpha\beta}(t) \\ \mathbf{m}_{dq}(t) = \mathbf{m}_{dq 0}(t) + \Delta \mathbf{m}_{dq}(t) \\ \theta_p(t) = \theta_0(t) + \Delta \theta_p(t) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{m}_{\alpha\beta 0}(t)$ 为调制波电压在 $\alpha\beta$ 坐标系下的稳态值; $\mathbf{m}_{dq 0}(t)$ 为调制波电压在 dq 坐标系下的稳态值; $\mathbf{m}_{dq}(t)$ 为 dq 坐标系下实际输出调制波电压; $\mathbf{m}_{\alpha\beta}(t)$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下实际输出调制波电压; $\theta_0(t)$ 为 PLL 输出相位的稳态值; $\theta_p(t)$ 为 PLL 实际输出相位; “ Δ ”表示对应信号的小扰动信号量。

将式(5)代入式(4)中得

$$\mathbf{m}_{\alpha\beta 0}(t) + \Delta \mathbf{m}_{\alpha\beta}(t) = e^{j\theta_0(t)} e^{j\Delta\theta_p(t)} [\mathbf{m}_{dq 0}(t) + \Delta \mathbf{m}_{dq}(t)] \quad (6)$$

进一步得到

$$\begin{aligned} e^{-j\theta_0(t)} \mathbf{m}_{\alpha\beta 0}(t) + e^{-j\theta_0(t)} \Delta \mathbf{m}_{\alpha\beta}(t) \approx \\ [1 + j\Delta\theta_p(t)] [\mathbf{m}_{dq 0}(t) + \Delta \mathbf{m}_{dq}(t)] = \\ \mathbf{m}_{dq 0}(t) + \Delta \mathbf{m}_{dq}(t) + j\Delta\theta_p(t) \mathbf{m}_{dq 0}(t) + \\ j\Delta\theta_p(t) \Delta \mathbf{m}_{dq}(t) \end{aligned} \quad (7)$$

考虑到稳态时 $e^{-j\theta_0(t)} \mathbf{m}_{\alpha\beta 0}(t)$ 与 $\mathbf{m}_{dq 0}(t)$ 相等,且 $\Delta\theta_p(t) \Delta \mathbf{m}_{dq}(t) \approx 0$, 式(7)可简化为

$$\Delta \mathbf{m}'_{dq}(t) = \Delta \mathbf{m}_{dq}(t) + \mathbf{m}_{dq 0}(t) j\Delta\theta_p(t) \quad (8)$$

式中, $\Delta \mathbf{m}'_{dq}(t) = e^{-j\theta_0(t)} \Delta \mathbf{m}_{\alpha\beta}(t)$ 。

将式(8)转换到 s 域下可得到

$$\Delta \mathbf{m}'_{dq}(s) = \Delta \mathbf{m}_{dq}(s) + j\mathbf{m}_{dq 0} \Delta\theta_p(s) \quad (9)$$

逆变器输出电流 $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ 在时域下的坐标变换为

$$\mathbf{i}_{odq}(t) = e^{-j\theta_p(t)} \mathbf{i}_{o\alpha\beta}(t) \quad (10)$$

给式(10)中加入一个小扰动信号,同理可化简得到

$$\Delta \mathbf{i}'_{odq}(t) = \Delta \mathbf{i}'_{odq}(t) - j\Delta\theta_p(t) \mathbf{i}_{odq 0}(t) \quad (11)$$

式中, $\Delta \mathbf{i}'_{odq}(t) = e^{-j\theta_0(t)} \Delta \mathbf{i}_{o\alpha\beta}(t)$ 。

将式(11)转换到 s 域下得到

$$\Delta \mathbf{i}'_{odq}(s) = \Delta \mathbf{i}'_{odq}(s) - j\mathbf{i}_{odq 0} \Delta\theta_p(s) \quad (12)$$

1.2.2 PLL 的小信号模型

如图3所示,锁相环存在坐标变换环节,所以同样具有非线性特性,需要通过小信号法将其线性化。

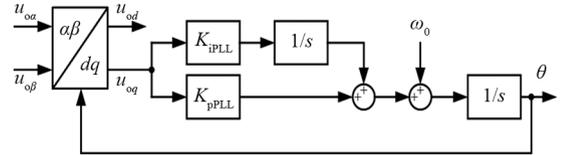


图3 PLL 框图

PCC 点电压 $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ 在时域下的坐标变换为

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta}(t) = e^{j\theta_p(t)} \mathbf{u}_{dq}(t) \quad (13)$$

将式(13)线性化,并转换到 s 域得

$$\Delta \mathbf{u}_{odq}(s) = \Delta \mathbf{u}'_{odq}(s) - j\Delta\theta_p(s) \mathbf{u}_{odq 0}(s) \quad (14)$$

式中, $\Delta \mathbf{u}'_{odq}(t) = e^{-j\theta_0(t)} \Delta \mathbf{u}_{\alpha\beta}(t)$, 提取 q 轴分量,可得

$$\Delta \mathbf{u}_{oq}(s) = \Delta \mathbf{u}'_{oq}(s) - \Delta\theta_p(s) \mathbf{u}_{od 0}(s) \quad (15)$$

考虑 PI 控制器,变化的相位 $\Delta\theta_p(s)$ 为

$$\Delta\theta_p(s) = \frac{G_{PLL}(s)}{s} \Delta \mathbf{u}_{oq}(s) \quad (16)$$

其中,

$$G_{PLL}(s) = K_{pPLL} + \frac{K_{iPLL}}{s} \quad (17)$$

将式(15)代入式(16),得

$$\Delta\theta_p(s) = \frac{G_{PLL}(s)}{s + G_{PLL}(s) \mathbf{u}_{od 0}} \overline{\Delta \mathbf{u}'_{oq}(s)} \quad (18)$$

考虑到 $\Delta \mathbf{u}'_{oq}(s)$ 是复矢量的虚部,其可以表示为

$$\Delta u'_{\alpha\beta}(s) = \frac{\overline{\Delta u'_{\alpha\beta}(s)} - \Delta u'_{\alpha\beta}(s)}{2j} \quad (19)$$

将式(19)代入式(18),可以得到 PLL 的线性化复矢量数学模型为

$$\Delta \theta_p(s) = H(s) [\overline{\Delta u'_{\alpha\beta}(s)} - \Delta u'_{\alpha\beta}(s)] \quad (20)$$

其中,

$$H(s) = \frac{G_{PLL}(s)}{2j[s + G_{PLL}(s)u_{od0}]} \quad (21)$$

1.3 定电流控制并网逆变器的阻抗/导纳模型

根据上述的推导,可以得到在 dq 坐标系下定电流控制并网逆变器的小信号复矢量框图,如图 4 所示。

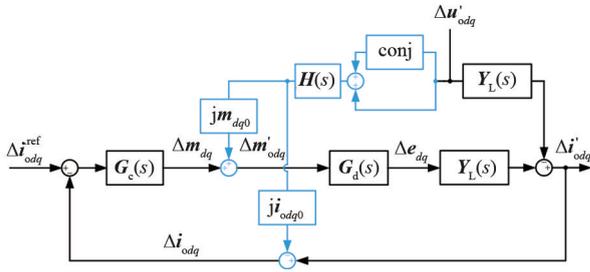


图 4 并网逆变器小信号复矢量框图

图中,conj 为共轭运算,该框图把各信号量统一到 dq 坐标系下。并且对于定电流控制而言,其参考值 i_{odq}^{ref} 恒定,故其小信号量 Δi_{odq}^{ref} 为 0。 $\alpha\beta$ 坐标系下的传递函数变换到 dq 坐标系下需要进行频率偏移^[17],即向左平移 ω_0 ,图中 $G_d(s)$ 和 $G_L(s)$ 分别为系统延时与滤波电感在 dq 坐标系下的等效传递函数,其具体表达式为

$$\begin{cases} G_d(s) = G_{d\alpha\beta}(s + j\omega_0) \\ Y_L(s) = Y_{L\alpha\beta}(s + j\omega_0) \end{cases} \quad (22)$$

根据图 4,可以得到该闭环系统的输出电流响应与输入电压之间的关系为

$$\Delta i'_{\alpha\beta}(s) = G_{1dq}(s) \overline{\Delta u'_{\alpha\beta}(s)} + G_{2dq}(s) \Delta u'_{\alpha\beta}(s) \quad (23)$$

其中

$$\begin{aligned} G_{1dq}(s) &= -\frac{Y_L(s)}{1 + G_c(s)G_d(s)Y_L(s)} - \\ & j0.5 \frac{G_d(s)Y_L(s)G_c(s)H(s)i_{odq0}}{1 + G_c(s)G_d(s)Y_L(s)} - \\ & j0.5 \frac{G_d(s)Y_L(s)H(s)m_{dq0}}{1 + G_c(s)G_d(s)Y_L(s)} \quad (24) \\ G_{2dq}(s) &= j0.5 \frac{G_d(s)Y_L(s)G_c(s)H(s)i_{odq0}}{1 + G_c(s)G_d(s)Y_L(s)} + \end{aligned}$$

$$j0.5 \frac{G_d(s)Y_L(s)H(s)m_{dq0}}{1 + G_c(s)G_d(s)Y_L(s)} \quad (25)$$

对式(23)两边取共轭,联立可得

$$\begin{bmatrix} \Delta i'_{\alpha\beta}(s) \\ \overline{\Delta i'_{\alpha\beta}(s)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{1dq}(s) & G_{2dq}(s) \\ \overline{G_{2dq}(s)} & \overline{G_{1dq}(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u'_{\alpha\beta}(s) \\ \overline{\Delta u'_{\alpha\beta}(s)} \end{bmatrix} \quad (26)$$

式(26)中的 2×2 矩阵描述了逆变器输出电流 $\Delta i'_{\alpha\beta}$ 、共轭量 $\overline{\Delta i'_{\alpha\beta}}$ 与输出电压 $\Delta u'_{\alpha\beta}$ 、共轭量 $\overline{\Delta u'_{\alpha\beta}}$ 的相互关系,该矩阵即为逆变器的导纳矩阵。考虑到 dq 坐标系下导纳物理含义不明确,采用频率偏移将等式(26)转换至 $\alpha\beta$ 坐标系。

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha\beta}(s) \\ \overline{\Delta i_{\alpha\beta}(s - j2\omega_0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1(s) & Y_2(s) \\ Y_3(s) & Y_4(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{\alpha\beta}(s) \\ \overline{\Delta u_{\alpha\beta}(s - j2\omega_0)} \end{bmatrix} \quad (27)$$

其中,

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) & Y_2(s) \\ Y_3(s) & Y_4(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{1dq}(s - j\omega_0) & G_{2dq}(s - j\omega_0) \\ \overline{G_{2dq}(s - j\omega_0)} & \overline{G_{1dq}(s - j\omega_0)} \end{bmatrix} \quad (28)$$

式(28)即为逆变器在 $\alpha\beta$ 坐标系下的导纳矩阵,式(28)的逆矩阵即为逆变器的阻抗矩阵,如式(29)所示。

$$\begin{bmatrix} Z_1(s) & Z_2(s) \\ Z_3(s) & Z_4(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1(s) & Y_2(s) \\ Y_3(s) & Y_4(s) \end{bmatrix}^{-1} \quad (29)$$

2 多台逆变器并联运行系统的等效导纳矩阵

2.1 不考虑线路阻抗下的多台逆变器并联运行

多台逆变器并联运行结构如图 5 所示; V_{dc} 为直流侧电压; L_{l1} 为 1 号逆变器的输出滤波电感; L_{l2} 为 2 号逆变器的输出滤波电感; L_{ln} 为 n 号逆变器的输出滤波电感; L_g 为电网电感; v_g 为电网电压; V 为 PCC 点电压; I 为 PCC 点电流; I_1 为 1 号逆变器的输出电流; I_2 为 2 号逆变器的输出电流; I_n 为 n 号逆变器的输出电流。

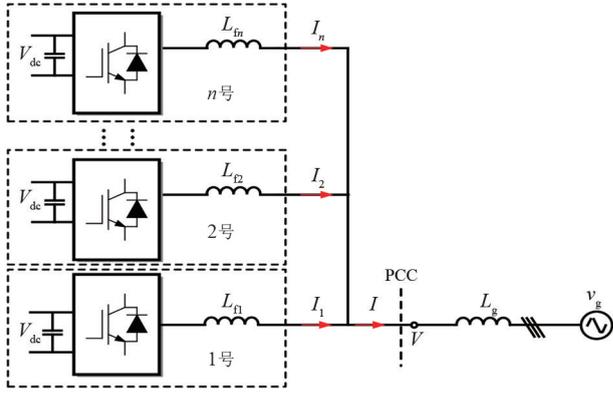


图5 多台逆变器并联运行结构

对于1号逆变器,可以得到它的端口电压和输出电流之间的关系为

$$\begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ e^{j2\varphi} V^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ e^{j2\varphi} I_1^* \end{bmatrix} \quad (30)$$

式中: $e^{j2\varphi} V^*$ 为 V 的频率耦合电压; $e^{j2\varphi} I_1^*$ 为 I_1 的频率耦合电流。同样的,可以得到2号逆变器以及 n 号逆变器的端口电压和输出电流之间的关系为:

$$\begin{bmatrix} Y_5 & Y_6 \\ Y_7 & Y_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ e^{j2\varphi} V^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_2 \\ e^{j2\varphi} I_2^* \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{4n-3} & Y_{4n-2} \\ Y_{4n-1} & Y_{4n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ e^{j2\varphi} V^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_n \\ e^{j2\varphi} I_n^* \end{bmatrix} \quad (32)$$

对于 n 台逆变器并联运行:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I \\ e^{j2\varphi} I^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ e^{j2\varphi} V^* \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} Y_5 & Y_6 \\ Y_7 & Y_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ e^{j2\varphi} V^* \end{bmatrix} + \dots + \\ &\begin{bmatrix} Y_{4n-3} & Y_{4n-2} \\ Y_{4n-1} & Y_{4n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ e^{j2\varphi} V^* \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} Y_a & Y_b \\ Y_c & Y_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ e^{j2\varphi} V^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (33)$$

其中,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} Y_a & Y_b \\ Y_c & Y_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_5 & Y_6 \\ Y_7 & Y_8 \end{bmatrix} + \dots + \\ &\begin{bmatrix} Y_{4n-3} & Y_{4n-2} \\ Y_{4n-1} & Y_{4n} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (34)$$

式(34)即为多台逆变器并联运行系统的等效

导纳矩阵。可以看出,在不考虑线路阻抗时,多台逆变器并联运行系统的等效导纳矩阵为各逆变器等效导纳矩阵之和。

2.2 考虑线路阻抗下的多台逆变器并联运行

在实际中,各逆变器输出端口与PCC点通过不等长输电线路连接,图6为带有线路阻抗的多台逆变器并联运行结构图。图中 L_1 为1号逆变器支路的线路电感; L_2 为2号逆变器支路的线路电感; L_n 为 n 号逆变器支路的线路电感;其余参数含义与图5参数含义一致。

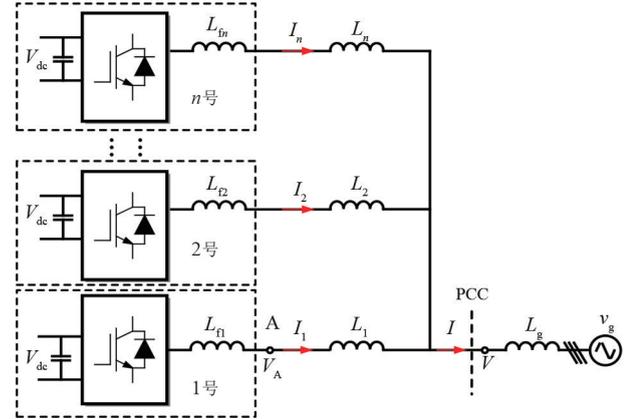


图6 带有线路阻抗的多台逆变器并联运行结构

对于1号逆变器,它的输出端口电压 V_A 与输出端口电流 I_1 的关系为

$$\begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ e^{j2\varphi} V_A^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ e^{j2\varphi} I_1^* \end{bmatrix} \quad (35)$$

式中: V_A 为与注入电压扰动频率相同的电压响应; $e^{j2\varphi} V_A^*$ 为 V_A 的频率耦合电压。此时逆变器的导纳矩阵是以逆变器端口电压相位信息为参考坐标系下获取的,需要通过变换矩阵 T ,将其转换到以PCC点电压相位信息为基准的全局参考坐标系下。

$$T = \begin{bmatrix} e^{-j\delta} & 0 \\ 0 & e^{j\delta} \end{bmatrix} \quad (36)$$

式中, δ 为A点电压和PCC点电压的相位差。将1号逆变器的导纳矩阵进行等效转换:

$$\begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} T \begin{bmatrix} V_{pcc1} \\ e^{j2\varphi} V_{pcc1}^* \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} I_{pcc1} \\ e^{j2\varphi} I_{pcc1}^* \end{bmatrix} \quad (37)$$

将式(37)变换为

$$T^{-1} \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} T \begin{bmatrix} V_{pcc1} \\ e^{j2\varphi} V_{pcc1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{pcc1} \\ e^{j2\varphi} I_{pcc1}^* \end{bmatrix} \quad (38)$$

式中: V_{pcc1} 为全局参考坐标系下1号逆变器的端口

电压; $e^{j2\varphi} V_{pcc1}^*$ 为 V_{pcc1} 的频率耦合电压; I_{pcc1} 为全局参考坐标系下 1 号逆变器的端口电流; $e^{j2\varphi} I_{pcc1}^*$ 为 I_{pcc1} 的频率耦合电流。可以得到 1 号逆变器在全局参考坐标系下的等效导纳矩阵 Y_{pcc1}

$$Y_{pcc1} = T^{-1} \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} T \quad (39)$$

1 号逆变器支路总的等效阻抗矩阵 Z_{total1} 为

$$Z_{total1} = Y_{pcc1}^{-1} + Z_{L1} \quad (40)$$

式中, Z_{L1} 为线路阻抗 L_1 的等效阻抗矩阵。 Z_{L1} 可以表示为

$$Z_{L1} = \begin{bmatrix} sL_1 & 0 \\ 0 & (s - j2\omega_0)L_1 \end{bmatrix} \quad (41)$$

同样的,可以得到 2 号逆变器以及 n 号逆变器在全局参考坐标系下的等效导纳矩阵。

$$Y_{pcc2} = T_2^{-1} \begin{bmatrix} Y_5 & Y_6 \\ Y_7 & Y_8 \end{bmatrix} T_2 \quad (42)$$

$$Y_{pccn} = T_n^{-1} \begin{bmatrix} Y_{4n-3} & Y_{4n-2} \\ Y_{4n-1} & Y_{4n} \end{bmatrix} T_n \quad (43)$$

式中: T_2 的相位为 2 号逆变器输出端口电压与 PCC 点电压的相位差; T_n 的相位为 n 号逆变器输出端口电压与 PCC 点电压的相位差。可以得到 2 号逆变器支路以及 n 号逆变器支路在全局参考坐标系下的等效阻抗矩阵为

$$Z_{total2} = Y_{pcc2}^{-1} + Z_{L2} \quad (44)$$

$$Z_{totaln} = Y_{pccn}^{-1} + Z_{Ln} \quad (45)$$

式中: Z_{L2} 为 2 号逆变器端口与 PCC 点之间线路阻抗 L_2 的等效阻抗矩阵; Z_{Ln} 为 n 号逆变器端口与 PCC 点之间线路阻抗 L_n 的等效阻抗矩阵。多台逆变器并联运行系统的等效导纳矩阵可以表示为

$$\begin{bmatrix} Y_a & Y_b \\ Y_c & Y_d \end{bmatrix} = Z_{total1}^{-1} + Z_{total2}^{-1} + \dots + Z_{totaln}^{-1} \quad (46)$$

从式(46)可以看出,各台逆变器端口与 PCC 点连接有一段线路阻抗时,多台逆变器并联运行系统的等效导纳矩阵为各逆变器支路等效导纳矩阵之和。

3 多台并网逆变器并联运行系统的导纳测量方法

如图 7 所示,所采取的导纳测量方法是在 PCC

点分别注入频率为 ω_p 和 $2\omega_1 - \omega_p$ 的三相对称电压扰动,扰动信号的幅值选择在稳态值的 10%,两组扰动幅值和相位均相等。

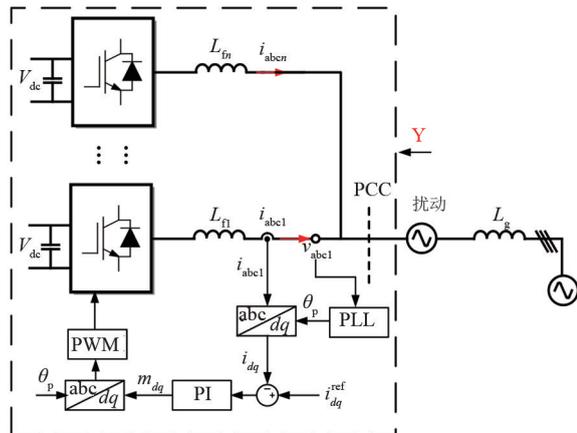


图 7 多台逆变器并联运行系统的导纳测量总图

导纳测量的具体操作如图 8 所示。首先,需要确定测量的频率范围,根据需要测量的频率点来确定测量的次数;然后,第一次在 PCC 点注入频率为 ω_p 的三相对称电压扰动 u_{s1} ,记录此时 PCC 点的电压和电流数据,通过 FFT 分析提取频率为 ω_p 的电压电流数据 u_{s1,ω_p} 、 i_{s1,ω_p} 和频率为 $2\omega_1 - \omega_p$ 的电压电流数据 $u_{s1,2\omega_1-\omega_p}$ 、 $i_{s1,2\omega_1-\omega_p}$;第二次在 PCC 点注入频率为 $2\omega_1 - \omega_p$ 的三相电压扰动 u_{s2} ,记录此时 PCC 点的电压和电流数据,通过 FFT 分析提取频率为 ω_p 的电压电流数据 u_{s2,ω_p} 、 i_{s2,ω_p} 和频率为 $2\omega_1 - \omega_p$ 的电压电流数据 $u_{s2,2\omega_1-\omega_p}$ 、 $i_{s2,2\omega_1-\omega_p}$;修改角频率,进行下一个频率点的测量,直到将需要测量的频率点都测量完。最后,根据式(47)计算所有频率点的导纳矩阵,测量完成。

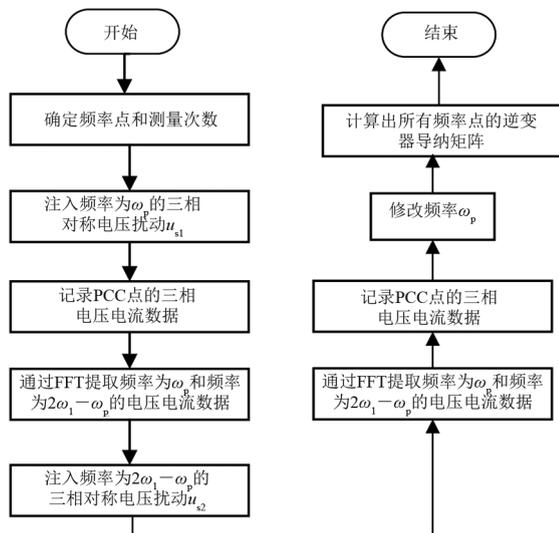


图 8 导纳测量具体步骤

$$Y = \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\omega_p,1} & i_{\omega_p,2} \\ i_{2\omega_1-\omega_p,1}^* & i_{2\omega_1-\omega_p,2}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{p,1} & u_{p,2} \\ u_{2\omega_1-\omega_p,1}^* & u_{2\omega_1-\omega_p,2}^* \end{bmatrix}^{-1} \quad (47)$$

4 仿真分析

4.1 不考虑线路阻抗下多台逆变器并联运行系统的等效导纳模型验证

如图 9 所示,在 Simulink 中搭建两台相同三相逆变器并联运行的仿真模型,将扫频获得的导纳曲线与所建立导纳模型进行比较。

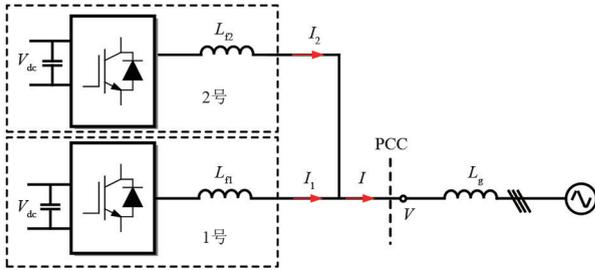


图 9 不考虑线路阻抗下两台相同逆变器并联运行结构
逆变器仿真参数如表 1 所示。

表 1 并网逆变器系统参数

物理含义	取值
直流电压 U_{dc}/V	750
电网线电压有效值 U_g/V	415
滤波电感 L_f/mH	10
采样频率 f_{sa}/kHz	10
电网电感 L_g/mH	0.03
电流环比系数 K_p	10
电流环积分系数 K_i	1000
PLL 比例系数 K_{pPLL}	1.08
PLL 积分系数 K_{iPLL}	99.75
d 轴参考电流 i_{dref}/A	10
q 轴参考电流 i_{qref}/A	0

图 10 给出了不考虑线路阻抗下两台相同并网逆变器并联运行系统的等效导纳模型和扫频结果。可以发现,扫频结果的幅相特性曲线与等效导纳模型的幅相特性曲线是一致的,验证了不考虑线路阻抗下所建立等效导纳模型的准确性。

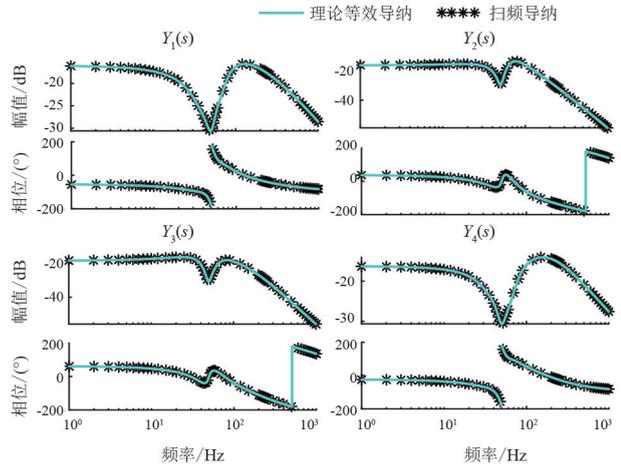


图 10 不考虑线路阻抗下两台相同逆变器并联运行系统的等效导纳模型与扫频结果

4.2 考虑线路阻抗下多台逆变器并联运行的等效导纳模型验证

为了验证考虑线路阻抗下多台逆变器并联运行的等效导纳模型,在 1 号逆变器端口与 PCC 点之间加入 10 mH 的线路电感,在 2 号逆变器端口与 PCC 点之间加入 5 mH 的线路电感,如图 11 所示,逆变器仿真参数与表 1 相同。

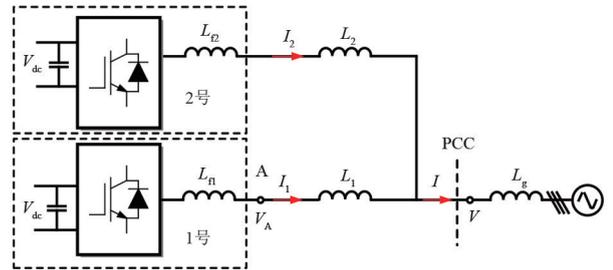


图 11 两台相同逆变器经不等长输电线路并联运行系统的结构

图 12 给出了两台相同逆变器经不等长输电线路并联运行系统的等效导纳模型和扫频结果。可以发现,扫频结果的幅相特性曲线与等效导纳模型的幅相特性曲线是一致的,验证了考虑线路阻抗下所建立等效导纳模型的准确性。

如果不考虑逆变器导纳矩阵的等效转换,聚合特性会出现明显差异。如图 13 所示,在未考虑线路阻抗对逆变器端口阻抗特性的影响时,副对角线阻抗元素的理论等效导纳和扫频导纳将出现差异,在中高频段处相位差异较大。

5 结论

上面以两电平三相并网逆变器并联系统为研究

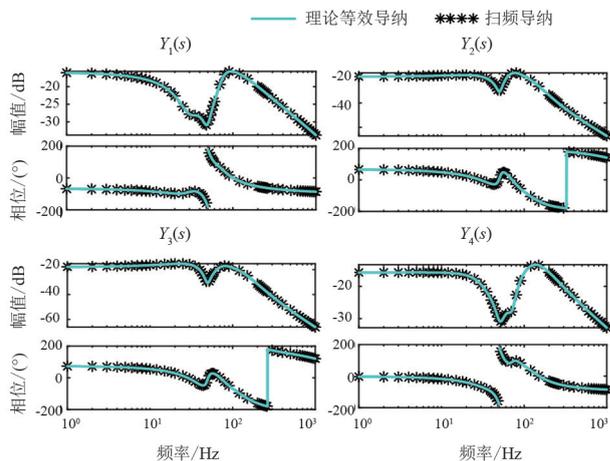


图 12 两台相同逆变器经不等长输电线路并联运行系统的等效导纳模型与扫频结果

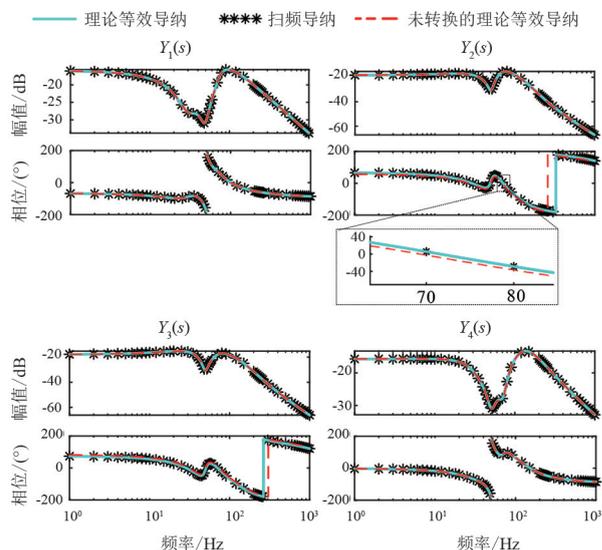


图 13 不考虑线路阻抗对逆变器端口阻抗特性的影响下等效导纳模型与扫频结果对比

对象,聚焦于多机系统宽频聚合模型的构建,主要的结论如下:

1)通过小信号法建立了并网逆变器复矢量导纳模型,考虑了逆变器的数学模型、闭环控制系统以及锁相环。扫频结果验证了所建立模型的正确性。

2)提出了多台逆变器宽频聚合模型构建方法。当多机并联系统接入 PCC 的等效线路阻抗不相等时,每台逆变器的导纳矩阵需对聚合点位置进行等效转换,转换后的多机逆变器输出导纳可进行叠加聚合。所建立的逆变器阻抗模型可以用于逆变器多机并联系统宽频特性分析和振荡失稳研究。

参考文献

[1] SUN Jian. Impedance-based stability criterion for grid-

connected inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11):3075-3078.

[2] WANG X F, BLAABIERG 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.

[3] 许德志,汪飞,毛华龙,等.多并网逆变器与电网的谐波交互建模与分析[J].中国电机工程学报,2013,33(12):64-71.

[4] XU D Z, WANG F, MAO H L, et al. Modeling and analysis of harmonic interaction between multiple grid-connected inverters and the utility grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12):64-71.

[5] BELKHAYAT Mohamed. Stability criteria for AC power systems with regulated loads [D]. West Lafayette: Purdue University, 1997.

[6] 李小强,伍小杰,耿乙文,等.感性电网阻抗下三相光伏逆变器稳定性分析[J].中国电机工程学报,2014,34(18):2906-2916.

[7] 许德志,汪飞,阮毅,等.多逆变器并网系统输出阻抗建模与谐波交互[J].电机与控制学报,2014,18(2):1-7.

[8] WEN B, BOROYEVICH D, MATAVELLI P, et al. Influence of phase-locked loop on input admittance of three-phase voltage-source converters [C]// 2013 28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 17 - 21, 2013, Long Beach, CA, USA. IEEE, 2013:897-904.

[9] WEN B, BOROYEVICH D, BUSGOS R, et al. Analysis of d-q small-signal impedance of grid-tied inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1):675-687.

[10] BURGOS R, BOROYEVICH D, WANG F, et al. On the AC stability of high power factor three-phase rectifiers [C]// 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Sep. 12 - 16, 2010, Atlanta, GA, USA. IEEE, 2010:2047-2054.

[11] 年珩,徐韵扬,陈亮,等.并网逆变器频率耦合特性建模及系统稳定性分析[J].中国电机工程学报,2019,39(5):1421-1432.

[12] 徐海亮,高铭珉,吴瀚,等.海上风电场-MMC 互联系统频率耦合建模及稳定性分析[J].电力系统自动化,2021,45(21):92-102.

[13] 年珩,刘一鸣,胡彬,等.计及频率耦合特性的 LCC-HVDC 送端系统阻抗建模与稳定性分析[J].中国电机工程学报,2022,42(3):876-886.

参考文献

- [1] 辛保安. 新型电力系统构建方法论研究[J]. 新型电力系统, 2023, 1(1): 1-18.
- [2] 张智刚, 康重庆. 碳中和目标下构建新型电力系统的挑战与展望[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(8): 2806-2819.
- [3] 宾子君, 袁宇波, 许璠, 等. 基于故障录波的海上风电经柔直并网系统阻抗分析方法[J]. 电网技术, 2022, 46(8): 2920-2928.
- [4] BUCHHAGEN C, RAUSCHER C, MENZE A, et al. BorWin1 -First experiences with harmonic interactions in converter dominated grids [C]//International ETG Congress 2015 Die Energiewende-Blueprints for the new energy age, Nov. 17-18, 2015, Bonn, Germany. IEEE, 2015.
- [5] 张东辉, 陈新, 杨舒婷, 等. 含静止无功补偿装置的光伏电站高频谐振分析及抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(24): 9580-9594.
- [6] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3075-3078.
- [7] 年珩, 徐韵扬, 陈亮, 等. 并网逆变器频率耦合特性建模及系统稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1421-1432.
- [8] 李光辉, 王伟胜, 刘纯, 等. 直驱风电场接入弱电网宽频带振荡机理与抑制方法(一): 宽频带阻抗特性与振荡机理分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(22): 6547-6562.
- [9] XU Yunyang, NIAN Heng, WANG Tao, et al. Frequency coupling characteristic modeling and stability analysis of doubly fed induction generator[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(3): 1475-1486.
- [10] 张旸, 孙龙庭, 陈新, 等. 集成静止无功发生装置的直驱风场序阻抗网络模型与稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(9): 2877-2891.
- [11] 能源行业风电标准化技术委员会风电场并网管理分技术委员会. 风电场阻抗特性评估技术规范: NB/T 10651—2021[S]. 北京: 中国标准出版社, 2021.
- [12] 郭贤珊, 刘泽洪, 李云丰, 等. 柔性直流输电系统高频振荡特性分析及抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(1): 19-29+370.
- [13] 李光辉, 王伟胜, 刘纯, 等. 直驱风电场接入弱电网宽频带振荡机理与抑制方法(二): 基于阻抗重塑的宽频带振荡抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 6908-6920.
- [14] CESPEDES M, SUN J. Impedance modeling and analysis of grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1254-1261.
- 作者简介:
徐韵扬(1994), 女, 博士, 研究方向为电力系统安全稳定分析、新能源并网系统等。(收稿日期: 2024-03-21)
-
- (上接第 22 页)
- [14] RYGG A, MOLINAS M, ZHANG C, et al. On the equivalence and impact on stability of impedance modelling of power electronic converters in different domains[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1444-1454.
- [15] AZZOUZ M A, EI-SAADANY E F. Multivariable grid admittance identification for impedance stabilization of active distribution networks[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(3): 1116-1128.
- [16] VALDIVIA V, LAZARO A, BARRADO A, et al. Black-box modeling of three-phase voltage source inverters for system-level analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(9): 3648-3662.
- [17] WANG X F, HARNEFOSR L, BLAABIERG F. Unified impedance model of grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1775-1787.
- 作者简介:
史华勃(1987), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力系统分析计算与稳定控制;
曾雪洋(1992), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为新能源并网控制、变速抽水蓄能协调控制与高压直流输电;
马俊鹏(1990), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子装备在电网中的应用;
王永灿(1992), 男, 博士, 高级工程师, 长期从事大电网安全稳定分析、多能互补发电等方面的研究;
潘鹏宇(1993), 男, 博士, 工程师, 研究方向为变速抽水蓄能优化控制及振荡、新能源发电系统宽频带阻抗测量;
姜振超(1981), 男, 硕士, 正高级工程师, 长期从事智能变电站及特高压换流站调试及运维技术研究。(收稿日期: 2024-03-21)