

引用格式:肖宁,汤赐,邝栩仪,等.计及频率耦合的单相并网逆变器阻抗建模及稳定性分析[J].电力科学与技术学报,2024,39(1):251-259.

Citation: XIAO Ning, TANG Ci, KUANG Xuyi, et al. Impedance modeling and stability analysis of single-phase grid-connected inverter considering frequency coupling[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(1): 251-259.

计及频率耦合的单相并网逆变器 阻抗建模及稳定性分析

肖宁, 汤赐, 邝栩仪, 罗敏, 王佳怡

(长沙理工大学电气与信息工程学院, 湖南长沙 410114)

摘要:随着可再生能源渗透率的提高,电力电子变流器与大电网间的相互作用引发的振荡事故频发。为了研究新能源并网引发的振荡特征,本文通过实信号与复向量的联系解释了计及锁相环(phase-locked loop, PLL)影响时单相并网逆变器产生单频率扰动电压输入,双频率扰动电流输出的原因,并进一步解释了弱电网下产生频率耦合现象的机理,建立了自导纳和互导纳模型,进而推导出逆变器等效输出导纳,最后通过MATLAB/Simulink搭建模型进行仿真,验证了自导纳和互导纳模型的正确性,且最终给出的逆变器等效输出阻抗可根据奈奎斯特稳定判据准确判断系统稳定程度。

关键词:频率耦合;单相并网逆变器;锁相环;输出阻抗;稳定性

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2024.01.026 中图分类号: TM464 文章编号: 1673-9140(2024)01-0251-09

Impedance modeling and stability analysis of single-phase grid-connected inverter considering frequency coupling

XIAO Ning, TANG Ci, KUANG Xuyi, LUO Min, WANG Jiayi

(School of Electrical & Information Engineering, Changsha University of Science & Technology, Changsha 410114, China)

Abstract: With the permeability increase of renewable energy, the interaction between power electronic converters and power grid causes oscillation accidents frequently. In order to study the characteristics of oscillation induced by grid-connected new energy sources, this paper explains the mechanism that a single-frequency disturbance voltage as input to a single-phase inverter considering the PLL effect leads to double-frequency disturbance current as output, through the relationship of real number signal and complex vector. The mechanism of frequency coupling in weak power grid is further explained. The models of self-admittance and mutual-admittance are established, and the equivalent output admittance of inverter is then derived. Finally, the correctness of the self-admittance and mutual-admittance models are verified by MATLAB/Simulink. The equivalent output impedance of inverter can be utilized to judge the stability of an interconnected system according to the Nyquist stability criterion.

Key words: frequency coupling; single-phase grid-connected inverter; phase-locked loop; output impedance; stability analysis

大规模开发利用可再生能源对于改善能源结构,实现“碳达峰、碳中和”具有深远的战略意义。预计2025年可再生能源发电量占比将达到60%,其地位将从补充能源上升到替代能源是必然的趋势。然而,随着风电/光伏大规模并网,电力电子设备与

电力系统之间的交互作用容易导致系统发生振荡,这成为制约可再生能源发展的瓶颈^[1-5]。

并网逆变器作为新能源发电与电网的接口,对于稳定运行有着至关重要的作用,通常采用阻抗分析法建立并网逆变器的输出阻抗和电网侧端口的输

收稿日期:2023-02-02;修回日期:2023-04-03

基金项目:湖南省自然科学基金(2017JJ2265);研究生科研创新项目(1208040);大学生创新训练项目(2022037)

通信作者:汤赐(1978—),男,博士,副教授,主要从事电力电子技术及应用研究;E-mail: tangci2679@126.com

入阻抗,将复杂的新能源并网系统等效为级联的阻抗网络,通过两阻抗在交截频率处的相位裕度分析系统的阻尼大小以判断级联系统的稳定性^[6-10]。而交截频率处相位裕度的准确获取有赖于并网逆变器在不同频段处等效阻抗的精确建模,因此,建立具备表征并网逆变器外特性能力的等效电路至关重要。

文献[11]提出的诺顿等效电路中将逆变器等效为独立电流源并联输出导纳,忽略了锁相环(phase-locked loop, PLL)的响应,然而在弱电网情况下PLL很大程度上影响了并网逆变器在低频段的阻抗特性,容易导致系统的相位裕度降低,进而诱发系统发生振荡。此外,已有研究发现,当电网出现 f_p 频率的扰动电压时,其并网输出电流不仅会存在 f_p 频率的扰动电流分量,同时伴随有一个 $2f_0 - f_p$ 频率的扰动分量,有些文献将其描述为频率耦合现象,这一现象在弱电网情况下表现更为明显。

针对以上问题,在三相并网逆变器的建模中,文献[12]提出了多谐波线性化的方法,该方法提高了并网逆变器阻抗模型精度,并指出耦合频率谐波对系统具有二次效应,但建模过程复杂,不利于序阻抗的计算;文献[13]在 dq 坐标系下建立了逆变器等效阻抗模型,虽然不存在频率耦合现象,但需要采用复杂的广义奈奎斯特判据(generalized Nyquist criterion, GNC)进行稳定性分析;对此文献[14-16]采用复系数传递函数的方法将同步坐标系与静止坐标系下建立的模型统一起来,进而建立了可描述频率耦合现象的自导纳和伴随导纳模型,并采用简单的奈奎斯特判据判别系统稳定性,这种方法的物理意义更为清晰。文献[17]更进一步考虑了PLL和直流电压外环带来的频率耦合影响,并提出了考虑频率耦合影响的并网逆变器振荡抑制方法。

上述文献主要针对三相并网逆变器在频率耦合建模方面进行研究。在单相并网逆变器方面,文献[18]建立了考虑PLL影响的单相并网逆变器阻抗模型,指出弱电网情况下PLL逆变器等效电路中并不存在独立电流源,但并未分析频率耦合效应。文献[19]建立了考虑频率耦合效应的单相并网逆变器阻抗模型,但主要聚焦于低频,即 $0\sim 100$ Hz,并未给出全频段阻抗表达式。

由此可知,目前针对单相并网逆变器频率耦合现象原因分析不够清晰,且缺少全频段阻抗统一模型,本文以单相LCL型并网逆变器为研究对象,弥补现有文献对单相并网逆变器频率耦合分析的不足。与三相并网逆变器不同,单相并网逆变器中公

共连接点(point of common coupling, PCC)电压经过正交处理后表现为复向量,而并网电流为实信号,如何将两者进行统一是一个难题。本文首先建立并网逆变器和PLL和小信号模型,通过复向量和实信号之间高低维度的联系,解释了单相并网逆变器产生双频率扰动输出电流的原因,然后进一步分析了弱电网情况下频率耦合现象的机理,得出可用于描述该现象的自导纳和互导纳的表达形式,最终给出考虑频率耦合并网逆变器等效输出阻抗模型,该模型物理意义清晰,稳定判断过程方便,可通过给出的稳定裕量指导单相并网逆变器设计。

1 LCL型并网逆变器数学模型

本文以LCL型单相并网逆变器为研究对象,其主电路和控制电路如图1、2所示,控制策略采用双电流闭环,外环实现并网电流的直接控制,内环电容电流比例反馈等效于电容并联电阻,既可以阻尼LCL滤波器在谐振尖峰处引起的负穿越,也不会影响LCL滤波器在低频段和高频段幅频特性。

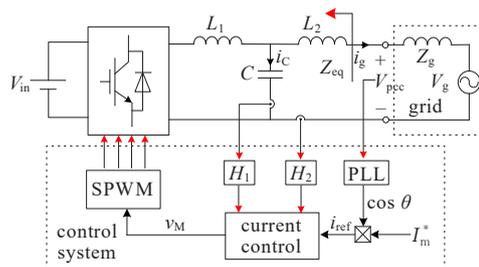


图1 LCL型并网逆变器基本结构
Figure 1 Basic structure of LCL-type grid-connected inverter

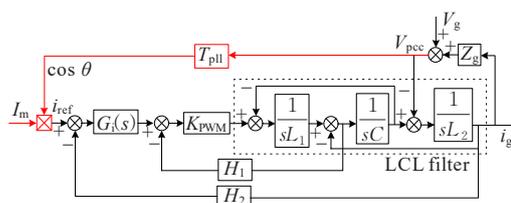


图2 LCL型并网逆变器电流控制框图
Figure 2 Control block diagram of the current loop of LCL-type grid-connected inverter

其中, $G_i(s)$ 为外环电流控制器,采用PI环节; K_{PWM} 为功率放大环节,其值等于输入直流电压 V_{dc} 与三角载波幅值 V_{tri} 的比值,即 $K_{PWM} = V_{dc}/V_{tri}$; H_1 为电容电流反馈系数; H_2 为并网电流反馈系数。

根据图2可推导出不考虑PLL时并网电流 $i_g(s)$ 的表达式为

$$i_g(s) = \frac{1}{H_2} \cdot \frac{T(s)}{1+T(s)} i_{\text{ref}} - Y_{\text{con}}(s) V_{\text{pcc}}(s) \quad (1)$$

式中,

$$\begin{cases} T(s) = \frac{H_2 K_{\text{PWM}} G_i(s)}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C H_1 K_{\text{PWM}} + s(L_1 + L_2)} \\ Y_{\text{con}}(s) = \frac{s^2 L_1 C + s C H_1 K_{\text{PWM}} + 1}{s^3 L_1 L_2 C + s^2 L_2 C H_1 K_{\text{PWM}} + s(L_1 + L_2) + H_2 K_{\text{PWM}} G_i(s)} \end{cases} \quad (2)$$

2 单相并网逆变器输出阻抗建模

2.1 PLL数学模型

PLL控制框图如3图所示。对于单相并网逆变器来说,为了实现SRF-PLL,通常需要通过正交单元产生一个滞后PCC电压 90° 的信号^[20],本文采用的是延迟 90° 产生, V_{pcc} 与该信号共同组成一对正交分量。

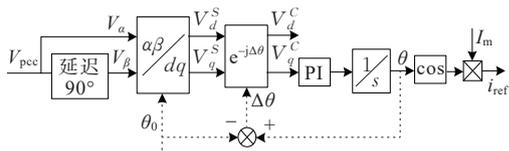


图3 SRF-PLL控制环路

Figure 3 Control loop of SRF-PLL

当出现扰动时, $V_{\alpha\beta}$ 由两部分组成,其一是基频电压 V_0 ,频率为 f_0 ;其二是扰动电压 V_p ,频率为 f_p 。由于扰动分量 V_p 的影响,PLL的输出相角会出现 $\Delta\theta$ 角度的误差,造成以PLL输出相位为基准的同步坐标系偏离以电网电压相位为基准的同步坐标系 $\Delta\theta$ 角度。现将以PLL输出相位为基准的同步坐标系称为C坐标系,以电网电压相位为基准的同步坐标系称为S坐标系。

在不考虑电网阻抗的情况下,PCC点电压为实信号可以表示为

$$V_{\text{pcc}} = V_0 \cos(2\pi f_0 t) + V_p \cos(2\pi f_p t + \varphi_p) \quad (3)$$

式中, φ_p 为扰动电压初相角。

在两相静止坐标系中,PCC电压通过正交单元后的复向量电压为

$$V_{\alpha\beta}(t) = (V_0 e^{j\omega_0 t} + V_p^+ e^{j\omega_p t}) \quad (4)$$

式中, $V_p^+ = V_p e^{+j\varphi_p}$; ω_0 为基频电压旋转角速度; ω_p 为扰动电压旋转角速度。

式(4)在C坐标系下的复向量为

$$V_{dq}^C(t) = \underbrace{(V_0 e^{j\omega_0 t} + V_p^+ e^{j\omega_p t})}_{V_{dq}^S} e^{-j\Delta\theta} \quad (5)$$

式中, $e^{-j\Delta\theta}$ 为复向量 V_{dq}^C 由S坐标系变换到C坐标系

的补偿项,考虑到 $e^{-j\Delta\theta} \approx 1 - j\Delta\theta$,带入式(5)并忽略高阶无穷小项得:

$$V_{dq}^C(t) \approx \underbrace{V_0 + V_p^+ e^{j(\omega_p - \omega_0)t}}_{V_{dq}^S} - jV_0 \Delta\theta \quad (6)$$

式中, $V_0, V_p^+ e^{j(\omega_p - \omega_0)t}$ 为PCC稳态电压和扰动电压在S坐标系下的复向量; $-jV_0 \Delta\theta$ 为基频电压受PLL输出相角影响的扰动分量。可以看到,构造出的复向量在S同步坐标系和C同步坐标系的值相差 $-jV_0 \Delta\theta$,即 $V_{dq}^C(t) \approx V_{dq}^S - jV_0 \Delta\theta$ 。

两边减去稳态分量,得到线性化后的小信号模型:

$$\Delta V_{dq}^C \approx -jV_0 \Delta\theta(t) + V_p^+ e^{j(\omega_p - \omega_0)t} \quad (7)$$

式中,

$$\Delta V_q^C(t) \approx -V_0 \Delta\theta(t) + V_{pq}^S(t) \quad (8)$$

根据SRF-PLL的控制环路可知:

$$\Delta\theta(t) = \Delta V_q^C(t) H_{\text{pll}}(t) \quad (9)$$

式中, $H_{\text{pll}}(t) = \int (k_p + k_i \int dt) dt$, k_p 为比例系数, k_i 为积分系数。

将式(8)带入式(9),得:

$$\Delta\theta(t) = \frac{H_{\text{pll}}(t)}{1 + V_0 H_{\text{pll}}(t)} V_{pq}^S(t) \quad (10)$$

由式(10)可知,输入输出关系由 $\Delta V_q^C(t)$ 和 $\Delta\theta(t)$ 转化为 $V_{pq}^S(t)$ 和 $\Delta\theta(t)$,而 $V_{pq}^S(t)$ 为扰动电压在S坐标系下的q轴分量是一个实信号,可通过一对沿相反方向变化的复向量表示:

$$V_{pq}^S(t) = \frac{jV_p^- e^{-j2\pi(f_p - f_0)t}}{2} - \frac{jV_p^+ e^{j2\pi(f_p - f_0)t}}{2} = \frac{V_{pdq}^S(t) - V_{pdq}^{S*}(t)}{2j} \quad (11)$$

因此,频域下的分析可在转速为 ω_0 的S坐标系和静止坐标系之间展开讨论,下文中dq坐标系仅指S坐标系。无论是实信号还是复向量,在频谱中其频率所在位置均由复指数函数确定。值得注意的是,实信号由旋转方向相反的一对复向量表示,因此 $V_{pq}^S(t)$ 在复频域的频率轴上会引入镜像的负频率项,频域表达式为

$$V_{pq}^S(f) = \begin{cases} -j \frac{V_p^+}{2}, & f = f_p - f_0 \\ j \frac{V_p^-}{2}, & f = f_0 - f_p \end{cases} \quad (12)$$

式中, $V_p^- = V_p e^{-j\varphi_p}$ 。

结合式(10)和式(11),扰动相角可表示为

$$\Delta\theta(t) = \frac{-j0.5 H_{\text{pll}}(t)}{1 + V_0 H_{\text{pll}}(t)} (V_{pdq}^S(t) - V_{pdq}^{S*}(t)) \quad (13)$$

由式(13)可知,由于PLL的不对称性,描述实信号 $V_{pq}^S(t)$ 时会引入 $V_{pdq}^S(t)$ 的共轭复向量 $V_{pdq}^{S*}(t)$,在 dq 坐标系下 $V_{pdq}^S(t)$ 和 $V_{pdq}^{S*}(t)$ 的频率分别为 $f_p - f_0$ 和 $f_0 - f_p$, $V_{pq}^S(t)$ 经由PLL的控制器传递函数产生 $\Delta\theta(t)$,显然, $\Delta\theta(t)$ 也包含 $f_p - f_0$ 和 $f_0 - f_p$ 2个频率。

$$\Delta\theta = \begin{cases} \frac{-j0.5H_{pll}(j\omega_p - j\omega_0)}{1 + V_0H_{pll}(j\omega_p - j\omega_0)} V_p^+, & f = f_p - f_0 \\ \frac{j0.5H_{pll}(j\omega_0 - j\omega_p)}{1 + V_0H_{pll}(j\omega_0 - j\omega_p)} V_p^-, & f = f_0 - f_p \end{cases} \quad (14)$$

2.2 静止坐标系下的阻抗模型

在考虑PLL影响时,式(1)中的 i_{ref} 不能再看作是一个固定值,而是以一个变量 $i_{ref} = I_m \cos \theta$ 的形式存在,其中 $\cos \theta \approx -\Delta\theta(t) \sin \theta_0 + \cos \theta_0$,而实信号 $\sin \theta_0$ 是由2个复向量组合而成,意味着 $\Delta\theta(t)$ 会进行2次频率平移。

$$\cos \theta = \begin{cases} \frac{1}{2}, & f = \pm f_0 \\ -0.5T_{pll}(j\omega_p - j\omega_0)V_p^+, & f = f_p - 2f_0 \\ 0.5T_{pll}(j\omega_0 - j\omega_p)V_p^-, & f = -f_p \\ 0.5T_{pll}(j\omega_p - j\omega_0)V_p^+, & f = f_p \\ -0.5T_{pll}(j\omega_0 - j\omega_p)V_p^-, & f = 2f_0 - f_p \end{cases} \quad (15)$$

式中, $T_{pll}(s) = \frac{0.5H_{pll}(s)}{1 + V_0H_{pll}(s)}$,为PLL的输入与输出响应之间的传递函数。在扰动电压频率和镜像电压频率下,PLL响应输出为

$$\cos \theta = \begin{cases} T_{pll}(j\omega_p - j\omega_0)V_p^+, & f = f_p \\ -T_{pll}(j\omega_0 - j\omega_p)V_p^-, & f = 2f_0 - f_p \end{cases} \quad (16)$$

扰动相角 $\Delta\theta$ 经过三角函数的频率平移,使得静止坐标系下扰动电流包含有 f_p 和 $2f_0 - f_p$ 2个频率分量,并网扰动电流表达式为

$$i_p = \begin{cases} \frac{1}{H_2} \cdot \frac{T(j\omega_p)}{1 + T(j\omega_p)} \cdot I_m \cdot T_{pll}(j\omega_p - j\omega_0) \cdot V_p^+ - Y_{con}(j\omega_p)V_p^+, & f = f_p \\ -\frac{1}{H_2} \cdot \frac{T(j2\omega_0 - j\omega_p)}{1 + T(j2\omega_0 - j\omega_p)} \cdot I_m \cdot T_{pll}(j\omega_0 - j\omega_p) \cdot V_p^-, & f = 2f_0 - f_p \end{cases} \quad (17)$$

式中, I_m 为扰动电流幅值。

在上述推导过程中,扰动电压频率 f_p 的取值不同,会导致扰动电流 i_g 的频率 $2f_0 - f_p$ 有正负之分,负频率实际上也是有意义的,站在更高的维度来看,实信号频率的正负实际上是复向量转动方向不同导致的,文3.1对此进行了阐述,因此,本文对 $2f_0 - f_p$ 频率的电流分量采用统一的表达形式,不再根据频率的正负分开讨论。

$$Y_s(j\omega_p) = \begin{cases} -\frac{1}{H_2} \cdot \frac{T(j\omega_p)}{1 + T(j\omega_p)} \cdot I_m T_{pll}(j\omega_p - j\omega_0) + Y_{con}(j\omega_p), & f = 0 \\ \frac{1}{H_2} \cdot \frac{T(j2\omega_0 - j\omega_p)}{1 + T(j2\omega_0 - j\omega_p)} \cdot I_m \cdot T_{pll}(j\omega_0 - j\omega_p) \cdot e^{-j2\varphi_p}, & f = 2f_0 - 2f_p \end{cases} \quad (18)$$

式中, Y_s 为自导纳,本文定义其为 f_p 频率的扰动电流与 f_p 频率的扰动电压之比,自导纳由两部分组成,其一为PLL引入的导纳 Y_0 ,其二为不考虑PLL影响,仅由电流环造成的输出导纳 Y_{con} ; Y_s 在频谱上表现为0 Hz处的一根谱线,当注入 f_p 频率的扰动电压,经由自导纳后,产生幅值和相位变化,但输出的扰动电流不会产生频率偏移; Y_A 为互导纳,本文定义为频率 $2f_0 - f_p$ 的扰动电流与频率 f_p 的扰动电压之比,在频谱上表现为 $2f_0 - 2f_p$ 处的一根谱线,当注入频率 f_p 的扰动电压,经过互导纳后,会导致频率朝正向移动 $2f_0 - 2f_p$,输出的扰动电流为 $2f_0 - f_p$ 。

上述计算过程中,未考虑电网阻抗,不同频率的输出电流之间没有交互影响,输入输出关系可用图4表示。

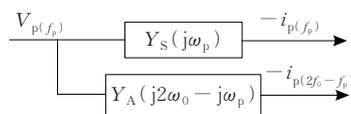


图4 强电网下逆变器输入输出关系
Figure 4 Input-output relationship of inverter under strong grid

3 计及频率耦合输出阻抗及稳定性分析

3.1 频率耦合机理分析

考虑到弱电网情况下,电网阻抗不可忽略,会

产生频率耦合现象:源自 PCC 的一个频率 f_p 的初始扰动电压,经过自导纳和互导纳产生频率为 f_p 和 $2f_0 - f_p$ 的扰动电流;由于电网阻抗的存在,不同频率的扰动电流会在 Z_g 上产生相应频率的压降,从而反映为 PCC 产生了频率为 f_p 和 $2f_0 - f_p$ 的伴随扰动电压;新产生的 2 个频率的伴随扰动电压分别通过自导纳和互导纳产生了新的扰动电流,且频率仍为 f_p 和 $2f_0 - f_p$,该结论将通过本节下述分析进行阐述。如此反复交替作用,使得 2 个频率相互耦合。

根据文 2.2 可知,输出扰动电流的 2 个频率与扰动电压及其镜像分量在静止坐标系下旋转角速度表征一致。图 5、6 描绘了正交处理后不同频段扰动电压的旋转方向,其中虚线箭头为初始/伴随扰动电压,点线箭头为其镜像分量,旋转方向及角速度以静止坐标系为参考。

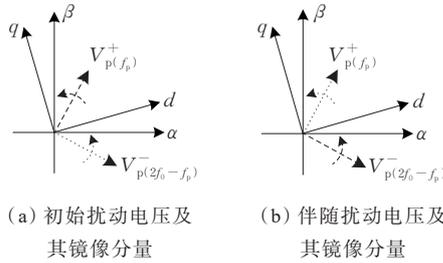


图 5 $f_p < 100$ Hz 扰动电压空间旋转方向
Figure 5 Spatial rotation direction of disturbance voltage with $f_p < 100$ Hz

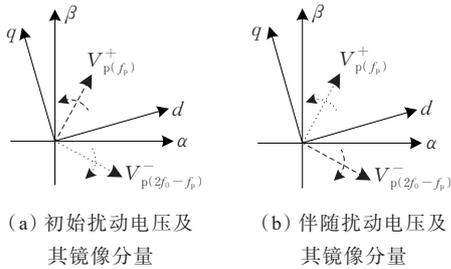


图 6 $f_p > 100$ Hz 扰动电压空间旋转方向
Figure 6 Spatial rotation direction of disturbance voltage with $f_p > 100$ Hz

根据图 5(a)、6(a) 所示,正交后的初始扰动电压在全频段均逆时针旋转且转速为 ω_p ,也就意味着输出扰动电流包含有 f_p 频率分量,且为正频率;镜像分量的转速在全频段均为 $2\omega_0 - \omega_p$,表明输出扰动电流包含有 $2f_0 - f_p$ 频率分量,考虑到 $f_p = 100$ Hz 前后镜像分量的旋转方向不同,因此,扰动电流在 $f_p < 100$ Hz 时为正频率,在 $f_p > 100$ Hz 时为负频率。

同理,从图 5(b)、图 6(b) 可看出,正交后伴随扰动电压的转速在全频段均为 $2\omega_0 - \omega_p$,不过当 $f_p < 100$ Hz 时,逆时针旋转,当 $f_p > 100$ Hz 时,顺时针旋转,意味着输出扰动电流包含有 $2f_0 - f_p$ 频率分量,且在 $f_p = 100$ Hz 前后分为正负频率;此外镜像分量在全频段均逆时针旋转且转速为 ω_p ,表明输出扰动电流包含有 f_p 频率分量,且频率始终为正。

式(18)已给出初始扰动电压 $V_p(f_p)$ 作用下自导纳和互导纳表达式,现直接给出伴随扰动电压 $V_p(2f_0 - f_p)$ 作用下自导纳和互导纳表达式,定义伴随扰动电压下的导纳为 $Y = -i_g/V_p(2f_0 - f_p)$,根据电流频率区分为自导纳和互导纳:

$$\begin{cases} Y_S(j2\omega_0 - j\omega_p) = -\frac{1}{H_2} \cdot \frac{T(j2\omega_0 - j\omega_p)}{1 + T(j2\omega_0 - j\omega_p)} \cdot I_m \cdot \\ \quad T_{pll}(j\omega_0 - j\omega_p) + Y_{con}(j2\omega_0 - j\omega_p) \\ Y_A(j\omega_p) = \frac{1}{H_2} \cdot \frac{T(j\omega_p)}{1 + T(j\omega_p)} \cdot I_m \cdot T_{pll}(j\omega_p - j\omega_0) \cdot e^{j2\varphi_p} \end{cases} \quad (19)$$

根据本节对频率耦合关系的分析可以得到并网逆变器和电网的交互如图 7 所示。

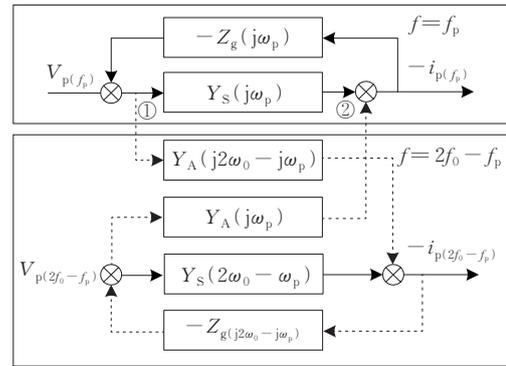


图 7 扰动电压和各频率扰动电流关系
Figure 7 Relationship between the disturbance voltage and the disturbance current of each frequency

图 7 可划分为 2 部分,上半部分是扰动频率 $f = f_p$ 的电路,下半部分是含有频率耦合的 $f = 2f_0 - f_p$ 的电路。2 个不同频率的电流通道均属于同一电路,因此只需保证任意一条电流通路是稳定的,即可保证整个系统是稳定的,下面以扰动频率为 f_p 的电流通道为例进行分析:当不考虑频率耦合的影响时,并网逆变器输出导纳可由自导纳表征,考虑频率耦合影响时,相当于在原有的自导纳基础上并联了下半部分区域所等效的导纳。根据虚线连接线所示

方向可计算出并联在节点①、②的导纳 Y_p 表达式为

$$Y_p(j2\omega_0 - j\omega_p) = \frac{-Z_g(j2\omega_0 - j\omega_p)Y_A(j\omega_p)Y_A(j2\omega_0 - j\omega_p)}{1 + Y_s(j2\omega_0 - j\omega_p)Z_g(j2\omega_0 - j\omega_p)} \quad (20)$$

考虑频率耦合的逆变器等效输出导纳:

$$Y_{eq} = Y_p(j2\omega_0 - j\omega_p) + Y_s(j\omega_p) \quad (21)$$

从式(20)、(21)可得出,考虑频率耦合后,逆变器输出导纳与电网阻抗不再是相互独立的关系,电网阻抗的大小会影响逆变器输出导纳的大小。

3.2 稳定性分析

根据图8所示等效电路模型,并网逆变器侧注入电网侧的电流可表示为

$$i_g = -\frac{V_g}{Z_g + Z_{eq}} = -\frac{V_g}{Z_{eq}} \cdot \frac{1}{1 + Z_g/Z_{eq}} \quad (22)$$

式中, $Z_{eq} = 1/(Y_s + Y_p)$, 假设空载时非理想电压源是稳定的, 即 V_g 和 Z_g 均稳定; 同时由理想电压源供电时并网逆变器亦可稳定运行, 即 Z_{eq} 是稳定的, 则弱电网下互连系统的稳定性只要求式(22)中 $1/(1 + Z_g/Z_{eq})$ 稳定即可。那么系统的稳定条件为: 开环传递函数 Z_g/Z_{eq} 满足奈奎斯特稳定判据, 即伯德图中, Z_g 和 Z_{eq} 的幅频特性曲线的交截频率 f_c 处的相位裕度 $P_{PM} > 0^\circ$, 其表达式为

$$P_{PM} = 180^\circ - (\arg(Z_g(f_c)) - \arg(Z_{eq}(f_c))) \quad (23)$$

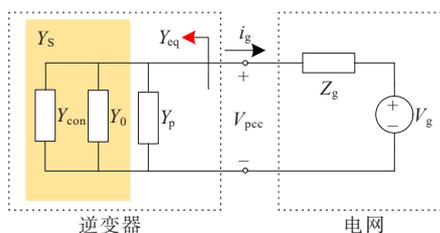


图8 逆变器—电网等效电路

Figure 8 Equivalent circuit of the interconnected system composed by inverter and grid

电网阻抗通常为阻感性, 根据文献[21-23]所述, 随着电网电阻的增大会导致并网系统的稳定性增强^[21]。因此考虑最恶劣情况, 认为电网阻抗仅包含电感, 那么式(23)中 $\arg(Z_g(f_c)) = 90^\circ$, 因此稳定判据可简化表述为

$$\arg(Z_{eq}(f_c)) > -90^\circ \quad (24)$$

4 仿真验证

4.1 仿真验证导纳模型

为了验证本文自导纳和互导纳理论分析的正

确性, 在 MATLAB/Simulink 中搭建如图1所示的单相 LCL 型并网逆变器的主电路及双电流闭环控制电路模型, 主要参数如表1所示。

表1 单相 LCL 型并网逆变器仿真参数

Table 1 Simulation parameters of single-phase LCL-type grid-connected inverter

参数	单位	数值	参数	单位	数值
电网频率 f_0	Hz	50	逆变侧电感 L_1	mH	0.6
电网电压 V_g	V	360	滤波电容 C	μF	10
直流侧电压 V_{dc}	V	750	网侧电感 L_2	mH	0.15
三角波幅值 V_{tri}	V	1	有源阻尼系数 H_1		0.04
电流环 k_p, k_i		0.145、700	并网电流采样系数 H_2		0.15

采用串联注入扰动的方式, 向电网电压中注入幅值为 10 V 的谐波电压扰动量, 扰动频率范围为 10~10 000 Hz, 测量各个频率下电压信号和输出并网电流, 通过快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 分析获得电网电压 f_p 频率的分量, 以及并网电流 f_p 和 $2f_0 - f_p$ 频率的分量, 然后根据自导纳/阻抗和互导纳/阻抗的定义得到仿真测量的阻抗模型。

不考虑电网阻抗情况下, 图9为理论计算和仿真测量的自阻抗 Z_s 的伯德图, 图10为理论计算和仿真测量的互阻抗 Z_A 的伯德图。实线表示的是根据式(18)计算所得阻抗结果, 点是仿真测量的阻抗结果。从图9、10中可以看出, 在各个频段下, 理论计算所得阻抗结果和仿真测量所得阻抗结果的幅频曲线和相频曲线基本吻合, 表明理论计算的阻抗模型可准确描述 LCL 型并网逆变器的输入输出特性。

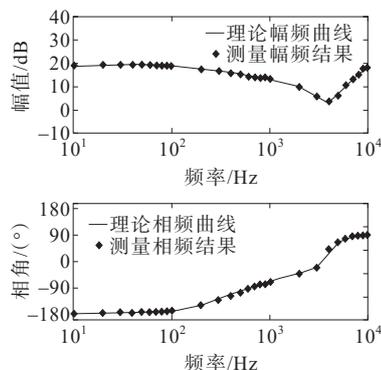


图9 自阻抗理论计算和仿真测量结果

Figure 9 Results of theoretical calculation and simulation measurement of self-impedance

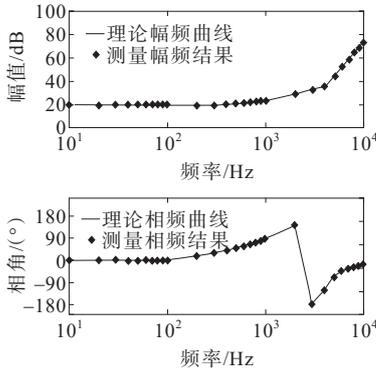


图 10 互阻抗理论计算和仿真测量结果

Figure 10 Results of theoretical calculation and simulation measurement of mutual-impedance

4.2 计及频率耦合稳定性仿真验证

图 11 中虚线为不考虑频率耦合时逆变器输出阻抗,实线为考虑频率耦合逆变器输出阻抗。对比两者可知,频率耦合效应主要影响逆变器低频段的输出阻抗,对高频段几乎没有影响。点划线为电网阻抗 $L_g=1.2$ mH 时的频率特性曲线。

逆变器等效输出阻抗与电网阻抗的交截点为谐振频率点,可根据该点的相位裕度判断系统的阻尼程度,若取电网阻抗 $L_g=1.1$ mH,即点划线往右

侧平移,由图 11 可知无论考虑频率耦合与否,交截点频率均大于 -90° ,系统均保持稳定。根据图 12 仿真结果所示,0~0.2 s 为 $L_g=1.1$ mH 时电流波形,在稳态运行时波形良好,不存在谐波成分;0.2~0.4 s 在 L_g 大小不变的情况下注入 20 Hz 扰动电压,经 FFT 分析发现,频谱中谐波成分主要有 20 Hz 及 80 Hz 分量,即 L_g 不造成系统失稳时,谐波主要由谐波激励源造成,且谐波频率由扰动频率和耦合频率组成,这与理论分析结果一致。

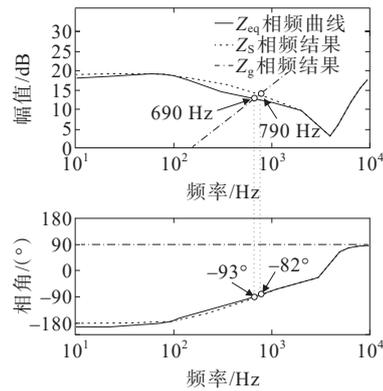


图 11 Z_{eq} 、 Z_s 、 Z_g 伯德图

Figure 11 Bode diagrams of Z_{eq} 、 Z_s 、 Z_g

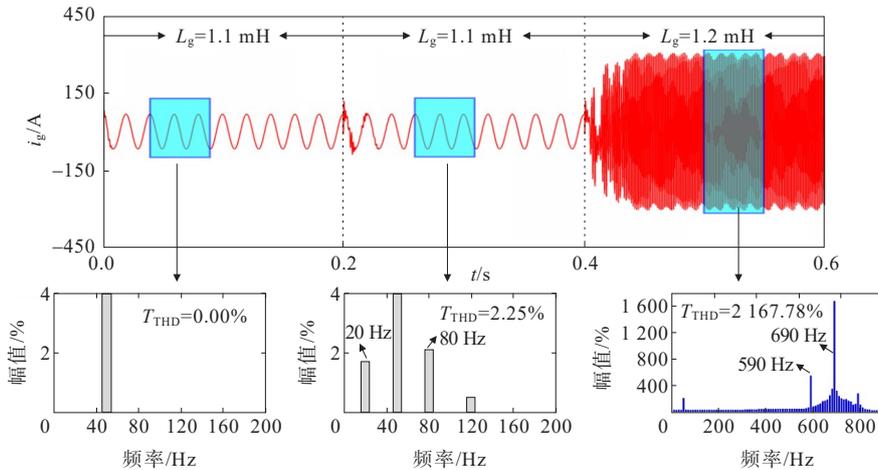


图 12 电网阻抗增加至并网系统失稳时的工况

Figure 12 Simulation results of unstable interconnected system due to grid impedance

此外,取电网阻抗 $L_g=1.2$ mH,由图 11 可知交截点处的频率位于 700 Hz 左右,该点处 Z_{eq} 的相位为 -95° ,根据式 (24) 可知,此时系统相位裕度过低,表现为负阻尼系统,系统产生振荡;而不考虑频率耦合效应时,交截点的频率为 790 Hz 左右,该点处 Z_s 相位为 -82° ,仍有一定的稳定裕量,表现为正阻尼系统,分析结果得出系统应是稳定的。图 12 中 0.4~0.6 s 为 L_g 提升至 1.2 mH 的电流波形,从仿

真结果看,系统确实出现了振荡失稳,提取电流波形进行 FFT 分析发现,振荡频率主要为 690 Hz 和 590 Hz,而系统中并不存在该频率的激励源,因此当 L_g 过大造成系统失稳时,系统会自发性产生谐振频率处的振荡。

5 结语

本文从实信号是复向量低维度的呈现这一角

度出发,通过两者之间的内在联系,发现PLL q 轴实信号扰动电压实际上是2个旋转方向相反的复向量的组合,这导致了在 dq 坐标系下PLL的输出扰动相角包含 $f_p - f_0$ 和 $f_0 - f_p$ 2个频率,经过三角函数 \cos 的平移特性,这2个频率在静止坐标系下表现为 f_p 和 $2f_0 - f_p$,最终导致输出扰动电流包含2个频率分量。

此外,根据输出阻抗的定义理论推导了自导纳和互导纳的模型,通过仿真测量验证了理论推导的正确性。在此基础上进一步分析了弱电网情况下出现频率耦合现象的机理,表明了弱电网下PLL会在自导纳基础上施加一个等效的并联导纳,两者共同组成并网逆变器的输出导纳,且电网阻抗的大小会影响逆变器输出导纳,两者不是独立的关系。该模型具有一般的表达形式且有明确的物理意义,可以给出稳定裕量进而准确描述弱电网下并网系统的谐振特性及稳定性。

参考文献:

- [1] 刘曼佳,凌在汛,熊亮雳,等.面向工业园区电压暂降治理的构网型储能逆变器控制策略研究[J].供用电,2023,40(8):34-42.
LIU Manjia, LING Zaixun, XIONG Liangli, et al. Research on the control strategy of grid-forming inverter for voltage sag control in industrial parks[J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(8): 34-42.
- [2] 董文凯,任必兴,王海风,等.适用于系统次同步振荡分析的风电场等值建模方法综述[J].电力工程技术,2022,41(4):33-43.
DONG Wenkai, REN Bixing, WANG Haifeng, et al. Small-signal equivalent modeling methods of the wind farm and its application in sub-synchronous oscillations analysis of grid-connected wind power systems[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(4): 33-43.
- [3] 杨大业,项祖涛,罗煦之,等.永磁型风机海上风电送出系统甩负荷故障暂时过电压影响因素分析[J].发电技术,2022,43(1):111-118.
YANG Daye, XIANG Zutao, LUO Xuzhi, et al. Analysis on influence factors of temporary overvoltage of load rejection fault of offshore wind power transmission system of permanent magnet synchronous generator[J]. Power Generation Technology, 2022, 43(1): 111-118.
- [4] 薛飞,李旭涛,李宏强,等.基于双侧电压反馈控制策略的并网光伏系统电压稳定性研究[J].中国电力,2022,55(9): 183-191+203.
XUE Fei, LI Xutao, LI Hongqiang, et al. Research on voltage stability of grid-connected photovoltaic system based on double-side voltage feedback control[J]. Electric Power, 2022, 55(9): 183-191+ 203.
- [5] 方辉,周敬森,王皓正,等.基于谐波状态空间的MMC背靠背直流输电系统阻抗建模及稳定性分析[J].智慧电力,2023,51(3):87-95.
FANG Hui, ZHOU Jingsen, WANG Haozheng, et al. Impedance modeling and stability analysis of MMC based back-to-back HVDC transmission system based on harmonic state space[J]. Smart Power, 2023, 51(3): 87-95.
- [6] QIAN Q, XIE S J, XU J M, et al. Output impedance modeling of single-phase grid-tied inverters with capturing the frequency-coupling effect of PLL[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5479-5495.
- [7] 叶海峰,李智,徐斌,等.电力系统传动转矩控制器低频振荡控制方法研究[J].电网与清洁能源,2022,38(1):76-81.
YE Haifeng, LI Zhi, XU Bin, et al. Research on low frequency oscillation control methods of power system transmission torque controller[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(1): 76-81.
- [8] 刘人志,陈卓,唐文博,等.弱电网下计及锁相环影响的LCL型并网逆变器控制策略[J].电力系统保护与控制,2022,50(5):178-187.
LIU Renzhi, CHEN Zhuo, TANG Wenbo, et al. Control strategy of an LCL type grid-connected inverter with the influence of a phase-locked loop under a weak power grid[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(5): 178-187.
- [9] 姜云龙,司鑫尧,史鸿飞,等.弱电网下计及锁相环影响的并网逆变器稳定性提升方法[J].电力系统自动化,2022,46(24):113-120.
JIANG Yunlong, SI Xinyao, SHI Hongfei, et al. Stability improvement method of grid-connected inverter considering phase-locked loop effect in weak grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(24): 113-120.
- [10] 涂春鸣,邹凯星,高家元,等.基于不对称正负反馈效应的PQ功率控制并网逆变器稳定性分析[J].电工技术学报,2023,38(2):496-509.
TU Chunming, ZOU Kaixing, GAO Jiayuan, et al. Stability analysis of grid-connected inverter under PQ power control based on asymmetric positive-negative-feedback effects[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 496-509.
- [11] SUN J. Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Power

- Electronics,2011,26(11):3075-3078.
- [12] SUN J, LIU H C. Sequence impedance modeling of modular multilevel converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017,5(4):1427-1443.
- [13] 杨旭红,孙克帅,何超杰.基于单周期和LCL型有源阻尼Z源逆变器并网研究[J].电力科学与技术学报,2021,36(2):155-161.
YANG Xuhong, SUN Keshuai, HE Chaojie. Grid-connected Z-source inverter based on single-cycle and dual-current loop[J]. Journal of Electric Power Science and Technology,2021,36(2):155-161.
- [14] 陈伟,张岩,屠一鸣,等.LCL型并网逆变器临界无源阻尼参数设计[J].电力建设,2022,43(1):70-77.
CHEN Wei, ZHANG Yan, TU Yiming, et al. Design of critical passive damping parameters for LCL-type grid-connected inverter[J]. Electric Power Construction,2022,43(1):70-77.
- [15] 汪春江,孙建军,宫金武,等.直驱风机机网侧变流器统一建模及其弱电网下稳定性研究[J].电测与仪表,2022,59(10):87-92.
WANG Chunjiang, SUN Jianjun, GONG Jinwu, et al. Unified modeling of generator-side and grid-side converter in direct-drive wind turbines and stability analysis under weak grid[J]. Electrical Measurement & Instrumentation,2022,59(10):87-92.
- [16] 何瑞,谢振刚,程昱舒.具有主动故障穿越能力的光伏逆变器自治控制方法研究[J].高压电器,2022,58(7):101-110.
HE Rui, XIE Zhengang, CHENG Yushu. Research on autonomous control method of photovoltaic inverter with active fault ride-through capability[J]. High Voltage Apparatus,2022,58(7):101-110.
- [17] 肖峰,韩民晓,唐晓骏.含大规模光伏并网的弱送端系统的电压稳定性[J].中国电力,2020,53(11):31-39.
XIAO Feng, HAN Mingxiao, TANG Xiaojun. Voltage stability of weak sending-end system with large-scale grid-connected photovoltaic power plants[J]. Electric Power,2020,53(11):31-39.
- [18] 吴恒,阮新波,杨东升.弱电网条件下锁相环对LCL型并网逆变器稳定性的影响研究及锁相环参数设计[J].中国电机工程学报,2014,34(30):5259-5268.
WU Heng, RUAN Xinbo, YANG Dongsheng. Research on the stability caused by phase-locked loop for LCL-type grid-connected inverter in weak grid condition[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(30):5259-5268.
- [19] LI Z Z, ZHU M, HOU C C, et al. Impedance modelling mechanisms and stability issues of single phase inverter with SISO structure and frequency coupling effect[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(1): 573-584.
- [20] LIN J H, SU M, SUN Y, et al. Frequency coupling suppression control strategy for single-phase grid-tied inverters in weak grid[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2022,69(9):8926-8938.
- [21] 陈新,王赞程,华森杰,等.采用混合阻尼自适应调整的并网逆变器控制方法[J].中国电机工程学报,2016,36(3):765-774.
CHEN Xin, WANG Yuncheng, HUA Miaojie, et al. Grid-connected inverters control schemes based on hybrid damping adaptive control[J]. Proceedings of the CSEE, 2016,36(3):765-774.
- [22] 刘侃,贾祺,翟文超,等.面向次同步振荡的直驱风电机组阻抗频率响应特性辨识[J].智慧电力,2021,49(9):39-46.
LIU Kan, JIA Qi, ZHAI Wenchao, et al. Identification of impedance frequency response characteristics of PMSG for subsynchronous oscillation[J]. Smart Power,2021,49(9):39-46.
- [23] 任冲,柯贤波,樊国伟,等.大规模风电直流送出系统过电压抑制措施及控制方案优化研究[J].高压电器,2020,56(5):163-174.
REN Chong, KE Xianbo, FAN Guowei, et al. Transient voltage stabilization and control optimization for large-scale wind power UHV DC transmission system[J]. High Voltage Apparatus,2020,56(5):163-174.