

考虑锁相环多单相光伏逆变器并联稳定性分析

张自强¹, 高建勇¹, 时翔², 钟诚³

(1. 国网甘肃省电力公司, 甘肃 兰州 730070; 2. 国网青岛供电公司, 山东 青岛 266002; 3. 东北电力大学电气工程学院, 吉林 吉林 132012)

摘要: 诺顿等效阻抗方法是多逆变器并联系统控制稳定性分析重要方法,但其建模过程忽略锁相环,无法分析锁相环对控制稳定性影响。对现有诺顿等效阻抗方法进行改进,建立含二阶广义积分锁相环的单相并网逆变器等效导纳模型。基于该模型,分析锁相环环节对多台单相逆变器并联系统控制稳定性影响。分析结果表明,并网逆变器等效导纳的低频段特性主要由锁相环等效导纳决定,高频段特性主要由诺顿等效导纳决定。相比于现有诺顿阻抗方法,所提方法能更准确分析系统低频段控制稳定性。随着锁相环带宽和参考电流的增加,多逆变器并网系统控制稳定裕度降低,允许接入逆变器台数减少,失稳后低频振荡频率降低。基于RT-LAB平台,建立多逆变器并网实时仿真系统,结果验证了分析结论的正确性。

关键词: 多逆变器并联; 锁相环; 诺顿等效; 低频稳定性分析

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21032

Stability Analysis of Multi-paralleled Grid-connected Single-phase Inverters Considering Phase-locked Loop Influence

ZHANG Ziqiang¹, GAO Jianyong¹, SHI Xiang², ZHONG Cheng³

(1. State Grid Gansu Electric Power Company, Lanzhou 730070, Gansu, China; 2. State Grid Qingdao Power Supply Company, Qingdao 266002, Shandong, China; 3. College of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, Jilin, China)

Abstract: The Norton equivalent impedance method is the common method for the stability analysis of multi-inverter grid-connected systems, but it ignores the phase-locked loop and cannot analyze the influence of the phase-locked loop on control stability. The Norton equivalent impedance method was improved, and the equivalent admittance of single-phase grid-connected inverter with second-order generalized integral phase-locked loop was established. Based on the equivalent modeling, the influence of phase-locked loop on the control stability of multi-inverter grid-connected systems was analyzed. The analysis results show that the low-frequency characteristics of the inverter admittance is determined by the equivalent admittance of the phase-locked loop, and the high-frequency characteristics is consistent as the Norton equivalent admittance. Compared with the existing Norton impedance method, the method proposed considering phase-locked loop can more accurately analyze the stability in the low-frequency region. As the phase-locked loop bandwidth and reference current increase, the stability margin of multiple inverters grid connected system is decreased, connected number of inverters is allowed to be reduced, and the frequency of low-frequency oscillation after destabilization is reduced. Based on the RT-LAB platform, a multi-inverter grid-connected real-time simulation system was built. The simulation results verify the correctness of the analysis.

Key words: multi-paralleled grid-connected inverters; phase-locked loop; Norton equivalent; low frequency stability analysis

近年来,电网中接入光伏逆变器不断增多,其并网控制稳定性得到学者广泛关注。光伏逆变器在设计初期未考虑电网阻抗,当其接入弱电网时,受电网阻抗交互影响,其稳定裕度下降,进

基金项目: 国家自然科学基金联合基金重点项目(U186601); 国家电网有限公司科技项目(52110118001S)

作者简介: 张自强(1975—),男,硕士,高级工程师,Email: powerelectrical@foxmail.com

通讯作者: 钟诚(1985—),男,博士,副教授,Email: zhongcheng@neepu.edu.cn

而出现低频振荡、谐振等失稳现象^[1-3]。

最新研究表明,单台逆变器接入电网失稳条件苛刻,逆变器失稳振荡现象通常发生在多台逆变器并网场景^[4-9]。诺顿等效方法能有效地简化建模难度,具有良好的可扩展性,是多逆变器并网控制稳定性的重要方法^[6-9]。文献[6]建立滞环控制并网逆变器诺顿等效阻抗,将多逆变器谐振现象分成内部谐振、并联谐振和串联谐振。文献[7-8]采用诺顿等效对多逆变器并网系统进行稳定性控制,指出多逆变器系统存在阻抗倍增效应。文献[9]基于诺顿等效,分析多光伏并网系统中的集电线路阻抗对稳定性的影响。

诺顿等效方法假定锁相环动态特性足够慢,忽略锁相环影响。但是,锁相环对逆变器低频段稳定性具有重要影响^[10-12],诺顿等效方法存在一定不足。

为此,本文以多台单相光伏逆变器并联接入电网为对象,建立含二阶广义积分锁相环(second order generalized integral-phase locked loop, SOGI-PLL)的光伏并网逆变器等效导纳模型;与现有诺顿等效阻抗方法进行分析对比;分析锁相环带宽、参考电流大小对多逆变器并网系统稳定性的影响;最后,基于RT-LAB平台,搭建单相多逆变器并网实时仿真模型,验证理论分析的正确性。

1 系统描述

图1为典型多台单相光伏逆变器接入电网系统框图。

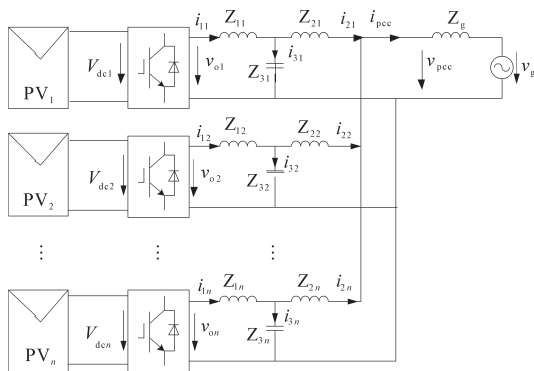


图1 典型n台光伏单相逆变器并网系统框图
Fig. 1 The block diagram of typical n-multiple single-phase PV inverters connected to power grid

图1中,外部电网采用理想电压源 v_g 和等效阻抗 Z_g 表示; n 台逆变器并联接入PCC节点; V_{pcc} 为PCC节点电压; i_{pcc} 为PCC节点电流;光伏逆变器采用LCL滤波器,分别用 Z_{1j}, Z_{2j}, Z_{3j} 表示,下标 j 表

示逆变器台号; i_{1j}, i_{2j}, i_{3j} 分别为第 j 台逆变器流过 Z_{1j}, Z_{2j}, Z_{3j} 的电流; V_{dcj} 为 j 台逆变器直流侧电压。

对于单相并网逆变器,静止坐标系下的比例谐振控制是目前通用控制策略^[13],其框图如图2所示。

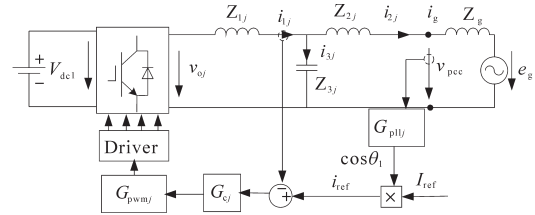


图2 单相并网逆变器框图

Fig. 2 Block diagram of single-phase grid-connected inverter

图2中, G_{cj} 为电流控制器; G_{pll} 为锁相环函数; G_{pwmj} 为PWM函数; i_{ref} 为参考电流; I_{ref} 为参考电流幅值。

G_{cj} 控制器传递函数为

$$G_{cj}(s) = k_{pj} + \frac{k_{ij}}{s^2 + \omega^2} \quad (1)$$

式中: k_{pj}, k_{ij} 分别为PR控制器的比例系数和积分系数。

G_{pwmj} 通常取 $1.5T_s$ 一阶延迟函数^[6]:

$$G_{pwmj} = \frac{1}{1.5T_s s + 1} \quad (2)$$

式中: T_s 为控制周期。

由图2可知,逆变器控制环节开环函数为

$$PI'_j = G_{cj} \cdot G_{pwmj} \cdot V_{dcj} \quad (3)$$

逆变器输出电压 v_{oj} 到电流 i_{1j} 的传递函数为

$$G_{Nj} = \frac{i_{1j}}{v_{oj}} = \frac{Z_{2j} + Z_{3j}}{Z_{1j}(Z_{2j} + Z_{3j}) + Z_{2j} \cdot Z_{3j}} \quad (4)$$

2 现有诺顿等效模型

参考文献[7-8]忽略了PLL环节,任意第 j 台并网逆变器均可采用诺顿电路等效。即采用受控电流 $N_j \cdot i_{ref}$ 、并联阻抗 Z_{Nj} 等效,如图3所示。

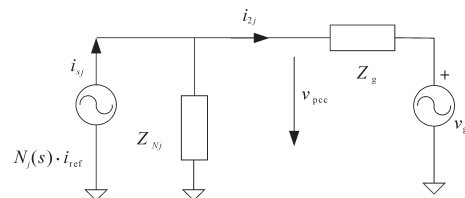


图3 逆变器诺顿等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of grid-connected inverter

图3中,受控电流源 $N_j(s)$ 的传递函数为

$$N_j(s) = \frac{i_{sj}}{i_{ref}} = \frac{PI'_j \cdot G_{Nj} L_{Nj}}{1 + PI'_j \cdot G_{Nj}} \quad (5)$$

$$\text{其中 } L_{Nj} = Z_{3j}/(Z_{2j} + Z_{3j}) \quad (6)$$

诺顿等效阻抗 Z_{Nj} 表达式为

$$Z_{Nj} = Z_{2j} + Z_{1j,CL}/Z_{3j} \quad (7)$$

$$\text{其中 } Z_{1j,CL} = Z_{1j}(1 + PI'_j/Z_{1j}) \quad (8)$$

式中: $Z_{1j,CL}$ 为闭环阻抗。

由图3可知,并网电流 i_{2j} 可表述为

$$i_{2j} = N_j(s)i_{\text{ref}} - v_{\text{pcc}}/Z_{Nj} \quad (9)$$

3 含锁相环等效导纳模型

3.1 SOGI-PLL小信号模型

第2节所述诺顿等效方法,忽略了锁相环节。但实际上,锁相环是并网逆变器的重要控制环节,对系统稳定性有重要影响^[10-12]。为此,本文对现有诺顿等效电路模型进行修正,增加锁相环影响。但是,锁相环环节包含 dq 变换环节, dq 变换为时域环节,无法直接获得其传递函数,需要对其进行小信号线性化处理。

SOGI-PLL是目前广泛使用单相锁相环^[14-15],其平均模型框图如图4所示。

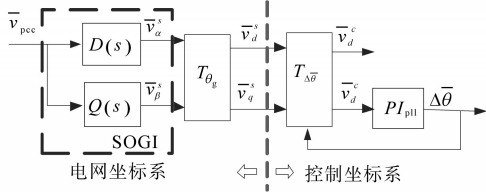


图4 SOGI-PLL锁相环框图

Fig.4 The block diagram of SOGI-PLL

图4中,SOGI滤波环节得传递函数为

$$D(s) = \frac{v_{\alpha}^s}{v_{\text{pcc}}} = \frac{k_s \omega s}{s^2 + k_s \omega s + \omega^2} \quad (10)$$

$$Q(s) = \frac{v_{\beta}^s}{v_{\text{pcc}}} = \frac{k_s \omega^2}{s^2 + k_s \omega s + \omega^2}$$

式中: k_s 为自适应滤波器控制参数; ω 为PCC电压角频率。

锁相环采用比例积分控制:

$$PI_{\text{pll}} = k_{\text{ppll}} + k_{\text{ipll}}/s \quad (11)$$

式中: k_{ppll} 为比例系数; k_{ipll} 为积分系数。

当PLL没有完全跟踪电网相位时,电网相位和锁相环输出相位存在相位差 $\Delta\theta$ 。即, dq 变换所使用相位 $\theta_1 = \theta_g + \Delta\theta$, $\theta_g = \omega t$ 为电网电压相位。则 dq 变换可以拆分为 $T_{\Delta\theta}$ 和 T_{θ_g} , 即

$$T_{\theta_1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta & \sin\Delta\theta \\ -\sin\Delta\theta & \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$= T_{\theta_g} T_{\Delta\theta}$$

图4中,在 dq 变换处,将该SOGI-PLL分解成电网侧坐标系和控制侧坐标系两部分。上标“s”表示电网同步坐标系,上标“c”表示控制坐标系。上标“-”表示该变量为平均量。平均量包含稳态分量和小扰动分量。例如: $\Delta\bar{\theta} = \Delta\theta + \Delta\hat{\theta}$, 其中 $\Delta\theta$ 为稳态分量, $\Delta\hat{\theta}$ 为小扰动量。

首先,分析控制坐标系侧的小信号传递函数。稳态时,电网相位与锁相环输出相位一致, $\Delta\theta = 0$, 则 $\Delta\bar{\theta} = \Delta\hat{\theta}$ 。另外,由于 $\Delta\bar{\theta} \approx 0$, 则 $\cos\Delta\hat{\theta} \approx 1$, $\sin\Delta\hat{\theta} \approx \Delta\hat{\theta}$ 。忽略稳态分量,小信号分量 \hat{v}_d^c, \hat{v}_q^c 可表述为

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_d^c \\ \hat{v}_q^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_d^s + V_q^s \Delta\hat{\theta} \\ -V_d^s \Delta\hat{\theta} + \hat{v}_q^s \end{bmatrix} \quad (13)$$

结合图4可知,锁相环输出相位 $\Delta\hat{\theta}$ 为

$$\Delta\hat{\theta} = \hat{v}_q^c (k_{\text{ppll}} + k_{\text{ipll}} \frac{1}{s}) \frac{1}{s} \quad (14)$$

将式(14)代入式(13),联立可得:

$$\Delta\hat{\theta} = \frac{k_{\text{ppll}} s + k_{\text{ipll}}}{s^2 + V_d^s (k_{\text{ppll}} s + k_{\text{ipll}})} \hat{v}_q^s \triangleq T_{\text{pll}} \hat{v}_q^s \quad (15)$$

接下来,分析电网坐标系侧小信号传递函数。采用PARK逆变换, α - β 坐标系和电网同步 d - q 坐标系下的小扰动分量可表述为

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha}^s \\ \hat{v}_{\beta}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_g & -\sin\theta_g \\ \sin\theta_g & \cos\theta_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_d^s \\ \hat{v}_q^s \end{bmatrix} \quad (16)$$

由式(15)可知,PLL环节中,扰动量 \hat{v}_d^s 不起作用,故可忽略该扰动量。则式(16)简化为

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha}^s \\ \hat{v}_{\beta}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\theta_g \hat{v}_q^s \\ \cos\theta_g \hat{v}_q^s \end{bmatrix} \quad (17)$$

对于拉普拉斯变换,存在:

$$\begin{cases} f(t) \sin(\omega t) \leftrightarrow \frac{j}{2} [F(s + j\omega) - F(s - j\omega)] \\ f(t) \cos(\omega t) \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(s + j\omega) + F(s - j\omega)] \end{cases} \quad (18)$$

将式(15)代入式(17),并通过式(18)将式(17)变化到s域:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{\alpha}^s(s) \\ \hat{v}_{\beta}^s(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{j}{2} \left[\frac{1}{T_{\text{pll}}(s - j\omega)} \Delta\hat{\theta}(s - j\omega) - \frac{1}{T_{\text{pll}}(s + j\omega)} \Delta\hat{\theta}(s + j\omega) \right] \\ \frac{1}{2} \left[\frac{1}{T_{\text{pll}}(s - j\omega)} \Delta\hat{\theta}(s - j\omega) + \frac{1}{T_{\text{pll}}(s + j\omega)} \Delta\hat{\theta}(s + j\omega) \right] \end{bmatrix} \quad (19)$$

另外,参考电流 i_{ref} 可线性化为

$$i_{\text{ref}} = i_{\text{ref}} + \hat{i}_{\text{ref}} = I_{\text{ref}} \cos(\omega t) + I_{\text{ref}} \sin(\omega t) \Delta\hat{\theta} \quad (20)$$

可知, $\hat{i}_{\text{ref}} = I_m \sin(\omega t) \Delta\hat{\theta}$ 。相似的,依据式(18),将 \hat{i}_{ref} 变换到s域为

$$\hat{i}_{ref}(s) = \frac{j}{2} I_{ref} [\Delta \hat{\theta}(s - j\omega) - \Delta \hat{\theta}(s + j\omega)] \quad (21)$$

联立式(19)、式(21)和式(10), \hat{v}_{pcc}^s 到参考电流 \hat{i}_{ref} 的小信号传递函数 $G_{pll_j}(s)$ 为

$$G_{pll_j}(s) = \frac{\hat{i}_{ref}}{\hat{v}_{pcc}^s} = \frac{I_{ref}}{2} [T_{pll}(s - j\omega) + T_{pll}(s + j\omega)] D(s) + \frac{jI_{ref}}{2} [T_{pll}(s - j\omega) + T_{pll}(s + j\omega)] Q(s) \quad (22)$$

3.2 多逆变器并网系统阻抗模型

将式(22)代入式(9),对于任意 j 台并网逆变器,考虑锁相环环节时,式(9)可改写为

$$i_{2j} = N_j(s) \cdot G_{pll_j}(s) v_{pcc} - v_{pcc} / Z_{Nj} \quad (23)$$

为便于分析,定义新的锁相环导纳 Y_{pll_j} :

$$Y_{pll_j} = -N_j(s) \cdot G_{pll_j} \quad (24)$$

则式(23)可改写为

$$i_{2j} = -(Y_{pll_j} v_{pcc} + Y_{Nj} v_{pcc}) = -Y_{oj} v_{pcc} \quad (25)$$

其中 $Y_{Nj} = 1/Z_{Nj}$

由式(25)可知,当考虑 SOGI-PLL 时,单相并网逆变器的可采用导纳 $Y_{oj} = Y_{Nj} + Y_{pll_j}$ 等效。相比原有诺顿等效阻抗方法,不含有等效电流源,并网逆变器完全采用阻抗 Y_{oj} 等效。

依据式(25),图1所示 n 台单相逆变器并网系统的等效电路如图5所示。

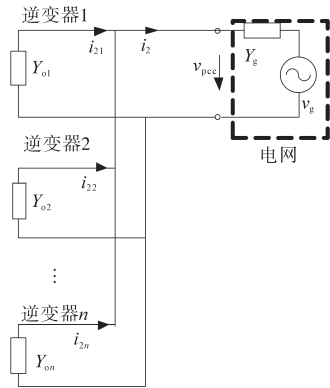


Fig.5 含锁相环单相逆变器等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of single-phase inverter with PLL

依据图5,对于任意第 j 台并网逆变器,其并网电流 i_{2j} :

$$\frac{i_{2j}}{v_g} = Y_{oj} \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^n Y_{oi} \cdot Y_g^{-1}} \quad (26)$$

依据级联系统稳定性判别理论^[16],式(26)系统稳定需要满足两个条件:

- 1) Y_{oj} 自身稳定;
- 2) $\sum_{i=1}^n Y_{oi} \cdot Y_g^{-1}$ 满足奈奎斯特稳定判据。

Y_{oj} 稳定称为内部稳定,通常逆变器在初始设计时可满足。 $\sum_{i=1}^n Y_{oi} \cdot Y_g^{-1}$ 为外部稳定,由外部电网导纳和多台逆变器导纳总和的比值决定。

4 算例分析

本文算例单相并网逆变器参数与文献[7-8]一致。文献[7-8]未提供锁相环参数。为此,本文依据文献[15]典型设计方法,取阻尼比 $\varsigma = 0.7$,带宽 ω_b 分别选取典型值 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz。SOGI-PLL 锁相环参数如表1所示。

表1 不同带宽 SOGI-PLL 锁相环参数

Tab.1 Parameters of SOGI-PLL	
参数名称	数值
SOGI滤波器参数	$k_s=1.414$
带宽 50 Hz 时 PI 环节参数	$k_{ppll}=69, k_{ipll}=1\ 990$
带宽 100 Hz 时 PI 环节参数	$k_{ppll}=138, k_{ipll}=7\ 961$
带宽 200 Hz 时 PI 环节参数	$k_{ppll}=276, k_{ipll}=31\ 846$

4.1 阻抗对比稳定性分析

选取 SOGI-PLL 带宽 100 Hz。单台逆变器的诺顿等效导纳 Y_N , 锁相环等效导纳 Y_{PLL} , 和含锁相环等效导纳 Y_o 的波特图如图6所示。

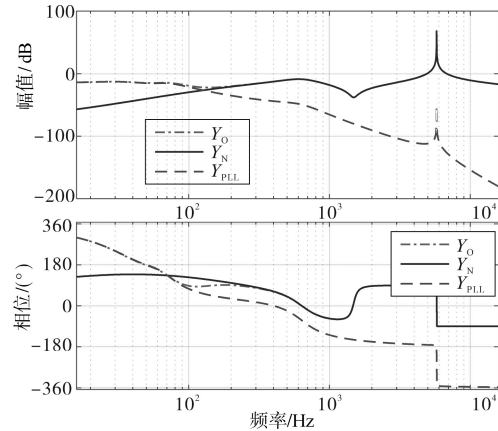


图6 单台逆变器 Y_N, Y_{PLL}, Y_o 波特图

Fig.6 Bode diagram of Y_N, Y_{PLL}, Y_o for single inverter

由图6可知, Y_o 和 Y_N 高频段曲线基本一致, Y_o 和 Y_{PLL} 低频段曲线基本一致。锁相环导纳 Y_{PLL} 对 Y_o 的低频段特性具有决定性影响,且其低频段特性主要由 Y_{PLL} 确定。 Y_{PLL} 会增大低频段 Y_o 幅值增益,降低低频段稳定裕度。而高频段, Y_{PLL} 对 Y_o 的影响不大, Y_o 与 Y_N 曲线基本一致。

进一步观察式(7)可知, Y_N 不含有锁相环和参考电流 I_{ref} 信息,无法分析锁相环和参考电流大小对逆变器并网稳定性影响。但文献[10-12]中,

对单台三相并网逆变器全阶小信号建模分析指出,锁相环和参考电流对逆变器的并网控制稳定性都有显著影响。

采用表1的SOGI-PLL参数,固定参考电流 $I_{ref}=40$ A,取不同锁相环带宽 $\omega_b=200$ Hz, 100 Hz, 50 Hz,等效导纳 Y_0 的波特图如图7所示。固定锁相环带宽100 Hz,选择不同参考电流 $I_{ref}=20$ A, 40 A, 60 A,逆变器等效导纳 Y_0 波特图如图8所示。

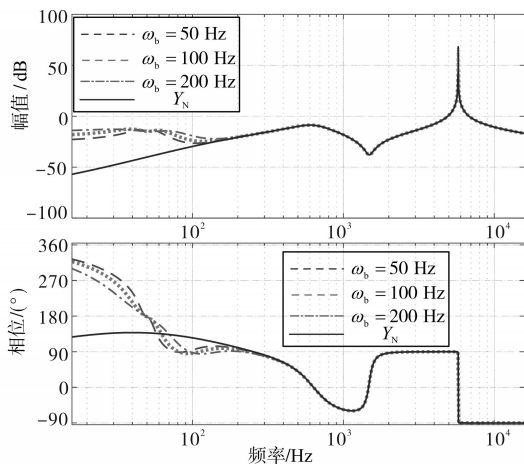


图7 不同锁相环带宽下 Y_0 波特图

Fig.7 Bode diagram of Y_0 with different phase-locked loop bandwidths

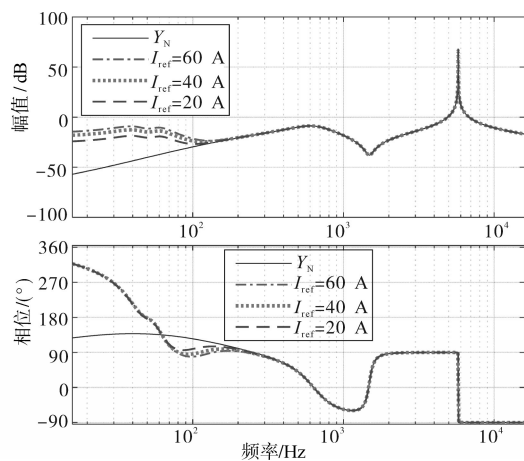


图8 不同参考电流时的 Y_0 波特图

Fig.8 Bode diagram of Y_0 with different reference currents

由图7可知,锁相环带宽越低时, Y_0 低频段幅值增益越低,低频段导纳越小, Y_0 越接近 Y_N , Y_0 与 Y_N 重叠区域越多,稳定裕度越大。

由图8可知,当 I_{ref} 越小时, Y_0 导纳的低频段幅值增益越低,相位曲线越高,与 Y_N 重叠区域越大,系统稳定裕度越大。

4.2 可接入逆变器台数分析

对于 n 台逆变器并网系统,外部控制稳定性

取决于导纳比(阻抗比)^[7-8]。采用文献[7-8]参数,绘制导纳比奈奎斯特曲线,分析系统可接入最多逆变器台数。奈奎斯特曲线如图9所示。为简化篇幅,本文奈奎斯特图只给出 $(-1,0)$ 附近的局部放大图。由图9可知,随着逆变器台数增加,奈奎斯特曲线越靠近 $(-1,0)$,并网系统控制系统稳定裕度越低。当逆变器台数 $n=63$ 时,奈奎斯特曲线刚好跨过 $(-1,0)$,系统临界失稳。但是,后文含锁相环节等效导纳方法分析结果不同。

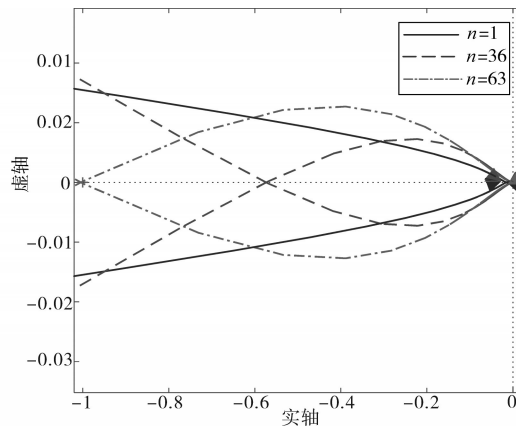


图9 诺顿等效方法奈奎斯特分析曲线

Fig.9 Nyquist analysis curve using Norton equivalent method

采用本文所提考虑锁相环的等效导纳方法,分析导纳比奈奎斯特曲线,判断可接入逆变器台数。

图10为不同参考电流时奈奎斯特曲线。选取参考电流 $I_{ref}=40$ A,取不同锁相环带宽 $\omega_b=200$ Hz, 100 Hz, 50 Hz,对应的导纳比奈奎斯特曲线如图10a~图10c所示。固定锁相环带宽100 Hz,取参考电流 $I_{ref}=20$ A, 40 A, 60 A时,对应的导纳比奈奎斯特曲线如图10d~图10f所示。

由图10可知,与诺顿等效方法分析一致,随着逆变器台数增加,导纳比奈奎斯特曲线逐渐靠近 $(-1,0)$,系统稳定裕度降低。但是,临界失稳逆变器台数结论不一致。临界失稳逆变器台数小于63台,临界失稳逆变器台数受锁相环带宽和参考电流大小影响。

由图10a~图10c可知,不同锁相环带宽200 Hz, 100 Hz, 50 Hz时,临界失稳逆变器台数分别是15台、19台、25台。相比于诺顿等效方法分析结果,可接入逆变器台数明显减少。且随着PLL带宽降低,逆变器临界失稳逆变器台数增加。即,PLL带宽越低,系统稳定裕度越大,可接入逆变器台数越多。

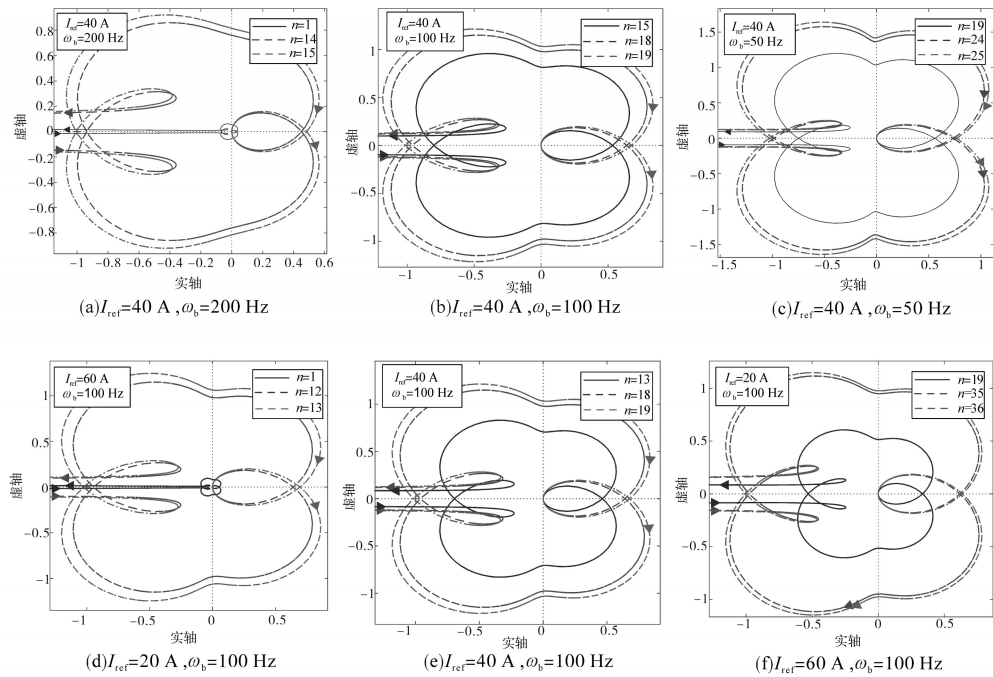


图10 不同参考电流时奈奎斯特曲线

Fig.10 Nyquist analysis curve with different reference currents

由图10d~图10f可知,参考电流分别为60 A, 40 A, 20 A时,临界失稳逆变器台数分别为13, 19, 36。随着参考电流降低,多逆变器并网系统稳定裕度增加,可接入逆变器数量越多。

5 RT-LAB仿真验证

RT-LAB为工业级的系统实时仿真平台,相

比于普通数字仿真,其仿真步长与实际物理步长保持一致,具有更好的物理模拟效果。

为验证4.1节稳定性分析的结论,以图1为拓扑,采用文献[7-8]的逆变器参数及表1的锁相环参数,在RT-LAB实验平台上,搭建了n台单相逆变器并网实时仿真系统,进行仿真实验。图11为不同锁相环带宽和参考电流时仿真结果图。

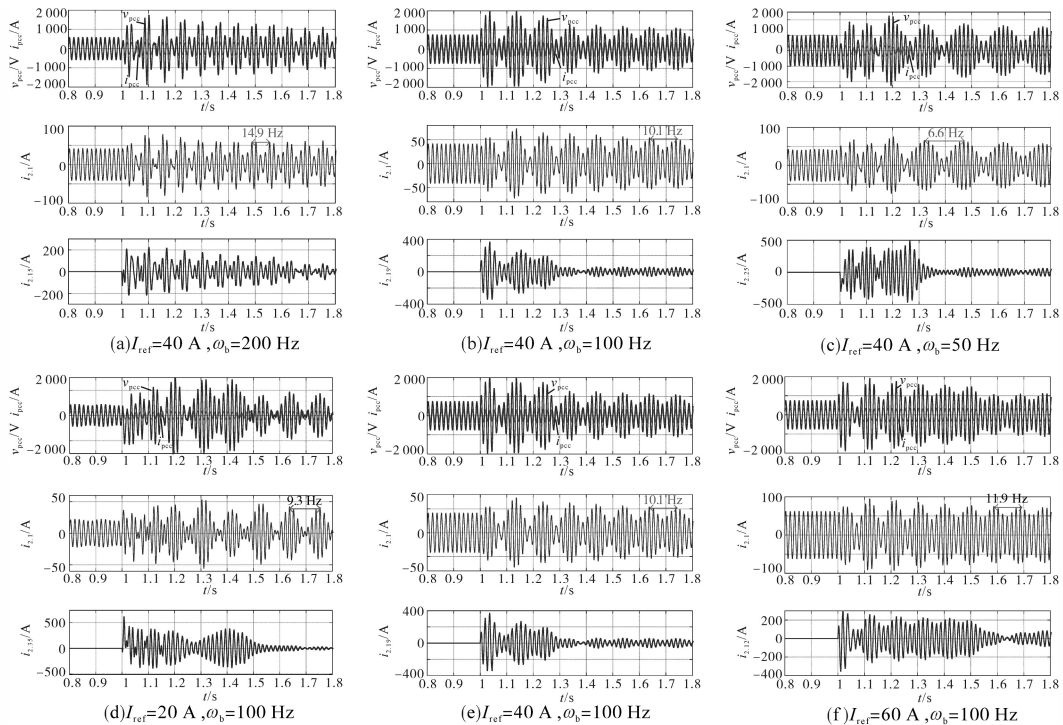


图11 不同锁相环带宽和参考电流时仿真结果

Fig.11 Simulation results with different PLL bandwidths and different reference currents

5.1 不同锁相环带宽仿真结果

与小节分析相对应,单台并网逆变器参考电流设置为40 A, SOGI-PLL带宽分别选择200 Hz, 100 Hz, 50 Hz。1 s以前,系统接入逆变器数量为临界稳定台数;1 s时刻,通过断路器投入新的逆变器,破坏系统稳定性。

不同锁相环带宽和参考电流时的仿真曲线如图11所示。由图11a~图11c可知,1 s以前,并网电流稳定,多逆变器并网系统处于稳定。1 s时刻投入新逆变器,本文通过闭合断路器硬并网,并网初期存在较大冲击电流,经过约0.2 s后,冲击电流减少,并网电流出现低频振荡。

对于不同锁相环带宽,低频振荡频率不同。锁相环带宽200 Hz, 100 Hz和50 Hz,对应的低频振荡频率分别为14.9 Hz, 10.1 Hz和6.6 Hz,临界失稳台数分别为15, 19和25。该结果本文方法分析结果一致,小于原有诺顿等效方法分析结果(63台)。随着锁相环带宽的降低,系统的稳定裕度增加,电网可接入逆变器台数越多,且失稳后低频振荡频率越低。

5.2 不同参考电流仿真结果

与小节相对应,固定锁相环带宽100 Hz,分别给定参考电流 $I_{ref}=20$ A, 40 A, 60 A,进行多台单相逆变器仿真验证。不同参考电流的仿真结果如图11d~图11f所示。 $I_{ref}=20$ A时,系统进入稳定时间较长,修改为3 s时刻投入新的逆变器。

由图11d~图11f可知,参考电流分别为20 A, 40 A和60 A时,临界失稳的逆变器台数分别是35, 19和13,与4.1节稳定性分析结果一致。随着参考电流的增大,允许的接入并网逆变器数量减小。当失稳后,低频振荡频率分别为9.3 Hz, 10.1 Hz, 11.9 Hz,随着参考电流的增加,低频振荡频率增大。

6 结论

建立含SOGI-PLL锁相环的单相光伏并网逆变器等效导纳模型,相比于现有诺顿等效方法,能更准确分析低频段的多逆变器并网系统稳定性和锁相环对稳定性的影响。关键结论有:

1)考虑锁相环环节后,并网逆变器可采用导纳进行电路等效。其低频段特性主要由锁相环等效导纳决定,而高频段特性与诺顿等效导纳近似。

2)锁相环带宽对多逆变器并网系统控制稳

定性有影响。锁相环带宽越大,多并网逆变器系统稳定裕度越低,可接入逆变器的台数越少。多逆变器并网系统失去稳定后,会出现低频振荡。锁相环带宽越大,失稳后低频振荡频率越高。

3)参考电流对多并网逆变器并网系统控制稳定性有影响。参考电流越大,并网逆变器控制稳定裕度降低,可接入逆变器的台数越少,失稳后低频振荡频率越高。

参考文献

- [1] 王旭斌,杜文娟,王海风. 弱连接条件下并网VSC系统稳定性分析研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(6): 1593-1604, 1895.
- [2] Wang X, Blaabjerg F. Harmonic stability in power electronic based power systems: concept, modeling, and analysis[J]. IEEE Trans. Smart Grid, 2019, 10(3): 2858-2870.
- [3] 严干贵,李龙,黄亚峰,等. 弱电网下联网光伏逆变器系统稳定性分析及控制参数整定[J]. 太阳能学报, 2013, 34(11): 1853-1859.
- [4] Li, Chun. Unstable operation of photovoltaic inverter from field experiences [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 33(2): 1013-1015.
- [5] 张兴,余畅舟,刘芳,等. 光伏并网逆变器建模及谐振分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 336-345.
- [6] He J, Li Y W, Bosnjak D, et al. Investigation and active damping of multiple resonances in a parallel-inverter-based microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 234-246.
- [7] Cavazzana F, Mattavelli P, Corradin M, et al. On the stability analysis of multiple parallel inverters using the impedance multiplication effect[C]//8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), Glasgow, 2016: 1-6.
- [8] Cavazzana F, Caldognetto T, Mattavelli P, et al. Analysis of current control interaction of multiple parallel grid connected inverters[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2018, 9(4): 1740-1749.
- [9] 严亚兵,苗森,袁小明. 新能源电站集电馈线对多变流器并网运行稳定性的影响[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(15): 86-92.
- [10] 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.
- [11] 王赞程,陈新,张旸,等. 三相并网逆变器锁相环频率特性分析及其稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3843-3853.
- [12] 杨蓉,陈燕东,周乐明,等. 弱电网下锁相环对三相LCL型并网逆变器小扰动建模影响及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3792-3804, 4020.

(下转第44页)

动均衡。

2)相比于传统的 I—V下垂控制策略,所提算法在消除过大的启动超调量、提高系统稳定性的同时,有效地实现了功率的自动均衡。

参考文献

[1] 江道灼,郑欢. 直流配电网研究现状与展望[J]. 电力系统自动化,2012,36(8):98-104.

[2] 吴为民,何远彬,耿攀,等. 直流微网研究中的关键技术[J]. 电工技术学报,2012,27(1):98-113.

[3] Daniel Salomonss, Ambra Sannino. Low-voltage DC distribution system for commercial power systems with sensitive electronic loads[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2007, 22(3): 1620-1627.

[4] 朱珊珊,汪飞,郭慧,等. 直流微网下垂控制技术综述[J]. 中国电机工程学报,2018,38(1):72-84,344.

[5] Guerrero JM, Vasquez JC, Matas J, et al. Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids—a general approach toward standardization[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 158-172.

[6] 李晓晓,王晓兰,魏腾飞. 一致性控制的交直流微源混联直流微电网阻抗模型及小信号稳定性分析[J]. 高电压技术, 2019,45(9):2876-2883.

[7] 谢文强,韩民晓,严稳利,等. 考虑恒功率负荷特性的直流微电网分级稳定控制策略[J]. 电工技术学报, 2019,34(16): 3430-3443.

[8] 郭力,冯怿彬,李林霞,等. 直流微电网稳定性分析及阻尼控制方法研究[J]. 中国电机工程学报,2016,36(4):927-936.

[13] Zmood D N, Holmes D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 814-822.

[14] Golestan S, Mousazadeh Mousavi S Y, Guerrero J, et al. A critical examination of frequency-fixed second-order generalized integrator-based phase-locked loops[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6666-6672.

[15] Golestan S, Monfared M, Freijedo F D. Design-oriented study of

[9] 张辉,杨甲甲,支娜,等. 基于无缘阻尼的直流微电网稳定性分析[J]. 高电压技术,2017,43(9):3100-3109.

[10] Tahim APN, Pagano E D J, Lenz E, et al. Modeling and stability analysis of islanded DC microgrids under droop control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4597-4607.

[11] Jeung Y, Le DD, Lee D. Analysis and design of DC-bus voltage controller of energy storage systems in DC microgrids[J]. IEEE Access, 2019, 7: 126696-126708.

[12] 米阳,纪宏澎,何星塘,等. 多储能独立直流微电网自适应分级协调控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 1980-1989, 2213.

[13] Shi M, Chen X, Zhou J, et al. Advanced secondary voltage recovery control for multiple HESSs in a droop-controlled DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(4): 3828-3839.

[14] Liu S, Su P, Zhang L. A virtual negative inductor stabilizing strategy for DC microgrid with constant power loads[J]. IEEE Access, 2018, 6: 59728-59741.

[15] Jin Z, Meng L, Han R, et al. Admittance type RC-mode droop control to introduce virtual inertia in DC microgrids[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, Ohio, USA, 2017: 1-5.

[16] Jin Z, Guerrero JM. Two-degree-of-freedom admittance-type droop control for plug-and-play DC microgrid[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2018, San Antonio, Texas, USA, 2018: 4-8.

收稿日期:2019-10-27

修改稿日期:2019-12-03

~~~~~  
(上接第29页)

advanced synchronous reference frame phase-locked loops[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 765-778.

[16] 陈新,王赞程,龚春英,等. 采用阻抗分析方法的并网逆变器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报,2018,38(7):2082-2094.

收稿日期:2019-10-21

修改稿日期:2019-11-04