

考虑载波相位的并网逆变器多机并联系统建模与环流产生机理分析

郑 仙, 史明明, 喻建瑜, 费骏韬, 谢文强
(国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 南京 211103)

摘要: 为了探究分布式发电系统中多台并网逆变器并联运行时由于载波相位异步导致的环流谐振问题, 提出了一种考虑载波相位的并网逆变器多机并联系统建模与稳定性分析方法。首先, 使用小信号扰动法建立了考虑正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)环边带效应影响的并网逆变器两频率模型, 分析了载波相位对并网逆变器多机并联系统中环流的影响。在两频率模型的基础上, 使用广义奈奎斯特判据分析了弱电网下并网逆变器多机并联系统环流的稳定性。结果表明: 当并网逆变器载波相位不一致时, 系统中会存在环流; 所提分析方法可以准确分析并网逆变器多机并联系统环流产生机理和稳定性, 为分布式发电系统的稳定运行、故障分析与进一步研究打下基础。

关键词: 并网逆变器; 多机并联; 弱电网; 两频率模型; 载波相位; 环流

Modeling of Grid-connected Inverter Multi-machine Parallel System Considering Carrier Phase and Analysis of Loop Current Generation Mechanism

ZHENG Xian, SHI Mingming, YU Jianyu, FEI Juntao, XIE Wenqiang

(Electric Power Research Institute of State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Nanjing 211103, China)

Abstract: In order to investigate the circulating current resonance problem caused by carrier phase asynchronization in the multi-machine parallel grid-connected inverters system in a distributed power generation system, a modeling and stability analysis method considering carrier phase for multi-machine parallel grid-connected inverters system is proposed. Firstly, a small-signal perturbation method considering the sideband effect of sinusoidal pulse width modulation (SPWM) is used to establish the two-frequency model of grid-connected inverter. The influence of carrier phase on circulating current in the multi-machine parallel grid-connected inverters system is analyzed. Based on the two-frequency model, the stability of the circulating current in the multi-machine parallel grid-connected inverters system under the weak grid is analyzed by using the generalized Nyquist criterion. The analysis results indicate that, when the carrier phase of the grid-connected inverter is inconsistent, there will be circulating current in the system. The proposed analysis method can be adopted to analyze the generation mechanism and stability of circulating current in the multi-machine parallel grid-connected inverters system accurately, laying a foundation for the stable operation, fault analysis, and further research of distributed power generation system.

Key words: grid-connected inverter; multi-machine parallel; weak grid; two-frequency model; carrier phases; circulating current

0 引言

随着新能源分布式发电技术的迅速发展, 我国的能源结构发生变化, 化石能源和可再生能源的比重和战略地位发生转变, 能源供应逐步呈现多元化、清洁化趋势。目前, 基于可再生能源的分布式发电

系统(renewable energy based distributed power generation system, RE-DPGS)是实现可再生能源并网发电的主要途径。并网逆变器作为连接新能源分布式发电系统与电网之间的接口设备, 将直流电能转化为高质量的交流电能馈入电网, 对 RE-DPGS 的安全、稳定和高质量运行具有重要作用^[1-3]。然而, 受容量的限制, 传统单台并网逆变器不能满足大功率发电的需求, 通常可以采用多机并联的结构来解决

该问题^[4-6]。但是,随着并网逆变器并联数量的增多,多机并联的并网逆变器之间相互耦合构成了一个高阶电路,容易引起系统的谐振^[7-9]。与并网逆变器和电网之间的谐振不同,各台并网逆变器之间的谐振表现形式为环流谐振^[10-12],也会给并网逆变器的安全稳定运行造成严重影响。这就需要建立恰当的并网逆变器多机并联模型,并对并网逆变器多机并联系统的环流产生机理与稳定性进行分析。

针对并网逆变器多机并联系统的环流稳定性问题,国内外学者从不同方面进行了分析与讨论。文献^[12]从正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)环节的相位对并网逆变器输出电流谐波相位的影响出发,假定各台并网逆变器输出电流中的谐波相位与载波相位呈比例关系,并以此为依据分析了载波相位不同导致的环流的产生机理;但没有从稳定性层面对环流谐振的现象展开分析。文献^[13]提出了一种“电流分解”的分析方法,分析了各台并网逆变器除电流基准不同外、其余参数均一致的多机并联系统环流谐振现象。更进一步地,文献^[14]针对参数不完全相同的2台并网逆变器并联系统,采用基于阻抗的分析方法分析了环流的稳定性,得到了当各台并网逆变器本身稳定时并网电流与环流稳定性一致的结论。但该团队的研究具有局限性,没有拓展到多机并联的一般情况,并且没有将 SPWM 调制环节的载波相位考虑在参数范围内,对环流问题的产生机理分析不够完整。

综上所述,本文采用“小信号扰动法”得到逆变器桥臂输出电压的频谱函数,从而推导出 LCL 型并网逆变器^[15]的两频率模型;基于并网逆变器多机并联系统的两频率等效电路,推导出环流的表达式,揭示环流的产生机理。为了验证所述理论的准确性,设计了2台并联的三相 LCL 型并网逆变器进行半实物实验验证。同时,在基于 RTDS 的半实物实验平台上进行了实验,验证了本文对并网逆变器多机并联系统环流产生机理分析和稳定性分析的正确性。

1 SPWM 调制环节的两频率模型

在并网逆变器的开关平均模型^[16-17]中, SPWM 调制通常被看成是一个比例环节 K_{PWM} 。开关平均模型的优点是形式简单,易于用来指导并网逆变器的控制参数设计。但是,开关平均模型没有考虑 SPWM 调制环节的边带效应^[18],无法解释并网逆变器多机并联系统载波相位不同时环流产生的机理。

因此,为了分析并网逆变器多机并联系统载波相位不同时环流的产生机理,本文以三相 LCL 型并网逆变器为例,构建了 SPWM 调制环节的两频率模型。进而基于该模型,分析了考虑边带效应的并网逆变器多机并联系统稳定性。

1.1 SPWM 调制环节的边带效应

为了研究边带效应对并网逆变器的影响,本文采用文献^[1]中的三相 LCL 型并网逆变器的结构和控制,其主电路和控制框图如图 1 所示。

图 1 中, S_1 — S_6 为三相逆变桥, L_1 、 C 和 L_2 分别为 LCL 型滤波器的逆变器侧电感、滤波电容和网侧电感; U_{in} 为直流电压; u_{PCCa} 、 u_{PCCb} 、 u_{PCCc} 为三相公共耦合点(point of common coupling, PCC)电压; i_{2a} 、 i_{2b} 、 i_{2c} 为三相并网电流; i_{c_a} 、 i_{c_b} 、 i_{c_c} 为三相电容电流。其控制过程如下:首先,对三相并网电流进行采样,通过 Clark 变换转换至 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下;然后,将并网电流的 α 、 β 轴分量分别与电流基准 $i_{\text{ref}\alpha}$ 、 $i_{\text{ref}\beta}$ 进行比较,其误差送入电流环调节器 G_i ;此外,对三相电容电流进行采样,通过 Clark 变换转换为 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系后,与电流环调节器的输出相减实现电容电流有源阻尼,其中有源阻尼系数为 H_{11} ,其差值即为调制信号 $u_{\text{M}\alpha}$ 、 $u_{\text{M}\beta}$;调制信号经过坐标变换后送入 SPWM 环节,生成驱动信号控制开关管的开通和关断。本文根据小扰动分析法的思想,在工频调制波上注入小信号扰动量 $u_{\text{M}\alpha}$ 和 $u_{\text{M}\beta}$ ^[19],表达式为:

$$\begin{cases} u_{\text{M}\alpha}(t) = U_{\text{Mp}} \cos(\omega_p t + \theta_p) \\ u_{\text{M}\beta}(t) = U_{\text{Mp}} \sin(\omega_p t + \theta_p) \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_{Mp} 为工频调制波中注入的小信号扰动量幅

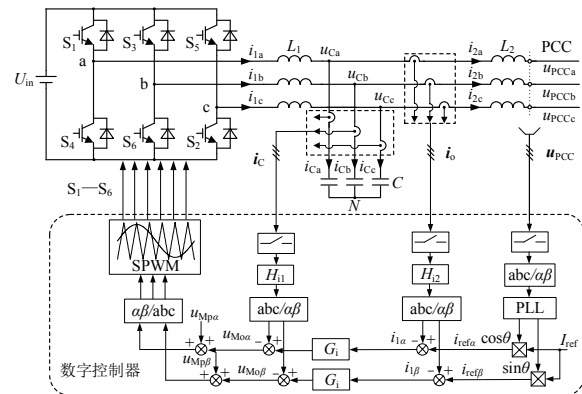


图 1 并网逆变器主电路及 SPWM 调制示意图

Fig.1 Schematic diagram of the main circuit and SPWM modulation of the grid connected inverter

值; ω_p 和 θ_p 分别为小信号扰动量的频率和初相位。

根据控制框图, 将逆变器桥臂三相输出电压经过 abc/ $\alpha\beta$ 坐标变换之后, 可以得到逆变器桥臂输出电压的 α 轴分量和 β 轴分量, 通过傅里叶变换可以得到逆变器桥臂输出电压的频谱函数。由于 α 轴、 β 轴只是相位相差 90° , 因此这里只给出逆变器桥臂输出电压 α 轴分量的表达式, 即:

$$u_{inv\alpha}(j\omega) = \left(\begin{array}{l} \frac{4U_{in} e^{-jm\theta_{sw} + jn_p\theta_p}}{m + n_o \frac{\omega_o}{\omega_{sw}} + n_p \frac{\omega_p}{\omega_{sw}}} \cdot \frac{4}{9} \left(1 - \cos \left(n_o \frac{2}{3} \pi + n_p \frac{2}{3} \pi \right) \right)^2 \\ \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n_o=-\infty}^{\infty} \sum_{n_p=-\infty}^{\infty} J_{n_o} \left(\left(m + n_o \frac{\omega_o}{\omega_{sw}} + n_p \frac{\omega_p}{\omega_{sw}} \right) \frac{\pi M_o}{2} \right) \cdot \\ J_{n_p} \left(\left(m + n_o \frac{\omega_o}{\omega_{sw}} + n_p \frac{\omega_p}{\omega_{sw}} \right) \frac{\pi M_p}{2} \right) \cdot \\ \delta \left(\omega - m\omega_{sw} - n_o\omega_o - n_p\omega_p \right) \sin \left(\left(m + n_o + n_p \right) \frac{\pi}{2} \right) \end{array} \right) \quad (2)$$

式中: m 、 n_o 和 n_p 分别为载波、基波和扰动谐波的谐波次数, 3 者均为整数; ω_{sw} 和 θ_{sw} 分别为载波角频率(即开关频率)和载波相位; ω_o 为基波角频率; ω 为角频率; M_o 、 M_p 分别为 u_{M0} 和 u_{Mp} 的调制比; u_{M0} 和 u_{Mp} 分别为调制信号的基波分量和小扰动分量; $\delta(x)$ 为冲激函数; $J_{n_o}(x)$ 和 $J_{n_p}(x)$ 分别为 n_o 阶和 n_p 阶第 1 类 Bessel 函数, 其表达式为:

$$\left\{ \begin{array}{l} J_{n_o}(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(n_o\tau - x\sin\tau)} d\tau \\ J_{n_p}(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(n_p\tau - x\sin\tau)} d\tau \end{array} \right. \quad (3)$$

根据式(2)可以得到, 当在调制信号中注入频率为 ω_p 的扰动信号时, 并网逆变器的开关桥臂中点电压中不仅包含 ω_p 频率的分量, 还包含 $\omega_{sw}-\omega_o-\omega_p$ 、 $\omega_{sw}+\omega_o+\omega_p$ 、 $2\omega_{sw}-\omega_p$ 、 $2\omega_{sw}+2\omega_o-\omega_p$ 、 $2\omega_{sw}-2\omega_o+\omega_p$ 以及 $2\omega_{sw}+\omega_p$ 等一系列与载波频率相关的边带谐波分量, 且这些边带频率分量的相位不仅与扰动信号的相位有关, 还与载波相位相关。

1.2 SPWM 调制环节的两频率模型构建

由于并网逆变器的 LCL 型输出滤波器对开关频率及更高频的谐波具有很强的抑制能力, 因此可以忽略 $u_{inv\alpha}$ 中高于开关频率的边带谐波, 只考虑频率为 $\omega_{sw}-\omega_o-\omega_p$ 的边带频率分量与频率为 ω_p 的扰动频率分量, 以此来建立 SPWM 环节的小信号模型, 由于该模型存在 2 个频率之间的耦合, 因此称之为两频率模型。

根据式(2), 桥臂输出电压中频率为 ω_p 的扰动

频率分量的时域表达式为:

$$u_{inv\alpha 1}(t) = \frac{1}{\pi} \frac{2U_{in}}{\omega_p/\omega_{sw}} J_0 \left(\frac{\omega_p}{\omega_{sw}} \frac{\pi}{2} M_o \right) \cdot J_1 \left(\frac{\omega_p}{\omega_{sw}} \frac{\pi}{2} M_p \right) \cos(\omega_p t + \theta_p) \quad (4)$$

频率为 $\omega_{sw}-\omega_o-\omega_p$ 的边带频率分量的时域表达式为:

$$u_{inv\alpha 2}(t) = \frac{1}{\pi} \frac{2U_{in}}{1 - \frac{\omega_o + \omega_p}{\omega_{sw}}} J_1 \left(\left(1 - \frac{\omega_o + \omega_p}{\omega_{sw}} \right) \frac{\pi}{2} M_p \right) \cdot J_1 \left(\left(1 - \frac{\omega_o + \omega_p}{\omega_{sw}} \right) \frac{\pi}{2} M_o \right) \cos \left((\omega_{sw} - \omega_o - \omega_p) t - \theta_p - \theta_{sw} \right) \quad (5)$$

为了使数字表达式更为简洁, 利用实信号 $u_{inv\alpha}$ 正负频谱对称的特性, 选用负频率 $\omega_{sb} = -\omega_{sw} + \omega_o + \omega_p$ 进行建模, 从而使得物理含义不变, 且负频率分量的相位为 $\theta_p + \theta_{sw}$, 此时输入信号与负频率边带谐波的相位差为 θ_{sw} , 消去了扰动信号的相位, 将 $\omega_{sw}-\omega_o-\omega_p$ 的边带频率分量表示为:

$$u_{inv\alpha 2}(t) = \frac{1}{\pi} \frac{2U_{in}}{1 - \frac{\omega_o + \omega_p}{\omega_{sw}}} J_1 \left(\left(-1 + \frac{\omega_o + \omega_p}{\omega_{sw}} \right) \frac{\pi}{2} M_p \right) \cdot J_1 \left(\left(-1 + \frac{\omega_o + \omega_p}{\omega_{sw}} \right) \frac{\pi}{2} M_o \right) \cos \left(-(\omega_{sw} - \omega_o - \omega_p) t + \theta_p + \theta_{sw} \right) \quad (6)$$

接着对式(4)和式(6)进行拉氏变换, 将扰动频率分量复频域表达式中的拉氏算子记为 s , 将边带频率分量的复频域表达式中的拉氏算子记为 s_{sb} 。根据式(1)和式(4), 可得调制波中的小信号扰动量 $u_{Mpa}(s)$ 到桥臂输出电压 $u_{inv\alpha}(s)$ 的谐波传递函数表达式, 在忽略 M_p 的高阶无穷小项之后, 表达式可以化简为:

$$\frac{u_{inv\alpha}(s)}{u_{Mpa}(s)} = \frac{U_{in}}{2U_{tri}} J_0 \left(\frac{|s|}{\omega_{sw}} \frac{\pi}{2} M_o \right) \triangleq G_{SPWM1}(s) \quad (7)$$

式中: $G_{SPWM1}(s)$ 表示调制环节输入的小信号谐波到自身频率谐波的谐波传递函数。

同理, 根据式(1)和式(6), 调制波中的小信号扰动量 $u_{Mpa}(s)$ 到桥臂输出电压 $u_{inv\alpha}(s_{sb})$ 的谐波传递函数表达式为:

$$\frac{u_{inv\alpha}(s_{sb})}{u_{Mpa}(s)} = -\frac{U_{in}}{2U_{tri}} J_1 \left(\left(1 - \frac{\omega_o + |s|}{\omega_{sw}} \right) \frac{\pi}{2} M_o \right) e^{-j\theta_{sw}} \triangleq G_{SPWM2}(s) e^{-j\theta_{sw}} \quad (8)$$

式中: $G_{SPWM2}(s_{sb})$ 表示调制环节输入的边带频率小信号谐波到边带频率谐波的谐波传递函数。类似地, 还可以得到 $u_{Mpa}(s_{sb})$ 到 $u_{inv\alpha}(s_{sb})$ 的谐波传递函数为:

$$\frac{u_{inv\alpha}(s_{sb})}{u_{Mpa}(s_{sb})} = K_{PWM} J_0 \left(\frac{|s_{sb}|}{\omega_{sw}} \frac{\pi}{2} M_o \right) = G_{SPWM1}(s_{sb}) \quad (9)$$

$u_{Mpa}(s_{sb})$ 到 $u_{inv\alpha}(s)$ 的谐波传递函数为:

$$\frac{u_{inv\alpha}(s)}{u_{Mpa}(s_{sb})} = -K_{PWM} J_1 \left(\left(1 - \frac{\omega_o + |s_{sb}|}{\omega_{sw}} \right) \frac{\pi}{2} M_o \right) e^{-j\theta_{sw}} = G_{SPWM2}(s_{sb}) e^{-j\theta_{sw}} \quad (10)$$

根据式(7)—(10)可以得到 SPWM 调制环节的两频率模型的传递函数矩阵形式, 即:

$$\mathbf{G}_{SPWM}(s) = \begin{bmatrix} G_{SPWM1}(s) & G_{SPWM2}(s_{sb}) e^{j\theta_{sw}} \\ G_{SPWM2}(s) e^{-j\theta_{sw}} & G_{SPWM1}(s_{sb}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: $G_{SPWM2}(s) e^{-j\theta_{sw}}$ 和 $G_{SPWM2}(s_{sb}) e^{j\theta_{sw}}$ 分别为扰动频率谐波和边带频率谐波之间的谐波传递函数。

1.3 系统等效电路的推导

为了研究边带效应对并网逆变器的影响, 本文采用图 1 中的三相 LCL 型并网逆变器的结构和控制, 将推导的两频率模型应用到其数学模型中, 得到三相 LCL 型并网逆变器的两频率模型, 由于两频率模型是一个两输入两输出系统, 因此本文用二阶矩阵的形式表示其数学模型, 其数学模型如图 2 所示。图 2 中, $\mathbf{Z}_1(s)$ 、 $\mathbf{Z}_2(s)$ 和 $\mathbf{Z}_3(s)$ 分别为滤波电感 L_1 、滤波电容 C 和滤波电感 L_2 的阻抗矩阵, 其表达式为:

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_1(s) = \begin{bmatrix} sL_1 & 0 \\ 0 & s_{sb}L_1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{Z}_3(s) = \begin{bmatrix} sL_2 & 0 \\ 0 & s_{sb}L_2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{Z}_2(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{sC} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s_{sb}C} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (12)$$

$u_{PCC}(s)$ 为 PCC 电压的小信号扰动, $\mathbf{i}_o(s)$ 为系统在扰动频率和边带频率处的输出量构成的矩阵, 其表达式为:

$$\begin{cases} \mathbf{i}_o(s) = \begin{bmatrix} i_o(s) \\ i_o(s_{sb}) \end{bmatrix} \\ \mathbf{u}_{PCC}(s) = \begin{bmatrix} u_{PCC}(s) \\ u_{PCC}(s_{sb}) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (13)$$

$\mathbf{i}_{ref}(s)$ 为系统输入信号的参考量, 其表达式为:

$$\mathbf{i}_{ref}(s) = \begin{bmatrix} i_{ref}(s) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$\mathbf{G}_d(s)$ 表示 1.5 拍数字控制延时的传递函数矩阵, 其表达式为:

$$\mathbf{G}_d(s) = \begin{bmatrix} G_d(s) & 0 \\ 0 & G_d(s_{sb}) \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: $G_d(s) = e^{-1.5sT_s}$, 表示 1.5 拍数字控制延时的传递函数, 包含 1 拍的计算延时和 0.5 拍的 PWM 延时; T_s 为采样周期。

$\mathbf{G}_i(s)$ 为电流调节器的传递函数矩阵, 其表达式为:

$$\mathbf{G}_i(s) = \begin{bmatrix} G_i(s) & 0 \\ 0 & G_i(s_{sb}) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$\mathbf{G}_{SPWM}(s)$ 是本文建立的三相并网逆变器 SPWM 调制环节的两频率模型, 其表达式如式(11)所示。

根据文献[1]的变换过程, 可以对图 2 进行等效变换以简化控制框图, 得到如图 3 所示的简化框图, 其中:

$$\mathbf{G}_{x1}(s) = \left(\begin{matrix} \mathbf{Z}_1(s)\mathbf{Z}_2^{-1}(s) + \mathbf{I} + \\ \mathbf{G}_{SPWM}(s)\mathbf{G}_d(s)H_{i1}\mathbf{Z}_2^{-1}(s) \end{matrix} \right)^{-1} \cdot \mathbf{G}_{SPWM}(s)\mathbf{G}_d(s)\mathbf{G}_i(s) \quad (17)$$

$$\mathbf{G}_{x2}(s) = \left(\begin{matrix} \mathbf{Z}_3(s)\mathbf{Z}_1(s)\mathbf{Z}_2^{-1}(s) + \mathbf{Z}_3(s) + \mathbf{Z}_1(s) + \\ \mathbf{G}_{SPWM}(s)\mathbf{G}_d(s)H_{i1}\mathbf{Z}_2^{-1}(s)\mathbf{Z}_3(s) \end{matrix} \right)^{-1} \cdot \left(\begin{matrix} \mathbf{Z}_1(s)\mathbf{Z}_2^{-1}(s) + \mathbf{I} + \mathbf{G}_{SPWM}(s)\mathbf{G}_d(s)H_{i1}\mathbf{Z}_2^{-1}(s) \end{matrix} \right) \quad (18)$$

根据图 3, 可以写出两频率模型中并网逆变器输出电流 $\mathbf{i}_o(s)$ 的表达式(为了方便阐述省略符号(s)):

$$\begin{cases} \mathbf{i}_o = (\mathbf{E} + H_{i2}\mathbf{G}_{x2}\mathbf{G}_{x1})^{-1} \mathbf{G}_{x2}\mathbf{G}_{x1}\mathbf{i}_{ref} - (\mathbf{E} + H_{i2}\mathbf{G}_{x2}\mathbf{G}_{x1})^{-1} \cdot \\ \mathbf{G}_{x2}\mathbf{u}_{PCC} = \mathbf{G}_s\mathbf{i}_{ref} - \mathbf{Y}_o\mathbf{u}_{PCC} = \mathbf{i}_s - \mathbf{Y}_o\mathbf{u}_{PCC} \\ \mathbf{i}_o = (\mathbf{E} + H_{i2}\mathbf{G}_{x2}\mathbf{G}_{x1})^{-1} \mathbf{G}_{x2}\mathbf{G}_{x1}\mathbf{i}_{ref} - (\mathbf{E} + H_{i2}\mathbf{G}_{x2}\mathbf{G}_{x1})^{-1} \cdot \\ \mathbf{G}_{x2}\mathbf{u}_{PCC} = \mathbf{G}_s\mathbf{i}_{ref} - \mathbf{Y}_o\mathbf{u}_{PCC} = \mathbf{i}_s - \mathbf{Y}_o\mathbf{u}_{PCC} \end{cases} \quad (19)$$

式中: \mathbf{E} 为单位矩阵; \mathbf{G}_s 为电流参考 \mathbf{i}_{ref} 到等效电流源 \mathbf{i}_s 的闭环传递函数矩阵; \mathbf{Y}_o 为并网逆变器的输出导纳矩阵。

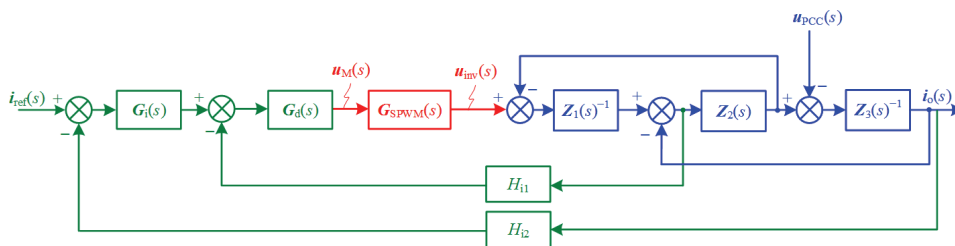


图 2 LCL 型并网逆变器的两频率模型

Fig.2 Two-frequency model matrix form of LCL-type grid-connected inverter

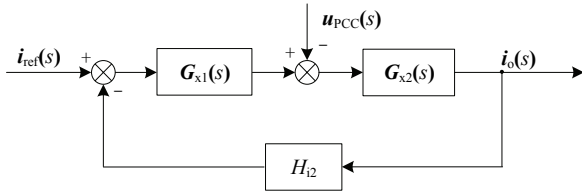


图3 LCL型并网逆变器的两频率数学模型的简化框图

Fig.3 Simplified block diagram of the two-frequency model of LCL-type grid-connected inverter

根据式(19)可知, 并网逆变器可以等效为等效电流源并联输出导纳的形式, 如图4所示。

而电网可以等效为电压源串联电网阻抗的形式, 从而得到两频率模型下并网逆变器多机并联系统的等效电路, 如图5所示。图5中, i_{sj} 为并网逆变器 $j(j=1, 2, \dots, n)$ 的等效电流源; Y_{oj} 为第 j 台并网逆变器的等效输出导纳; Z_g 为电网阻抗; u_g 为电网电压; i_{oj} 为第 j 台并网逆变器的输出电流; i_g 为并网电流。

2 并网逆变器多机并联系统环流的产生机理

根据图5, 当只有并网逆变器 $j(j=1, 2, \dots, n)$ 的等效电流源作用时, 可以求得并网逆变器 j 的输出电流 i_{oj} 和其余并网逆变器 k 的输出电流 i_{ok} 表达式为:

$$i_{oj} = Z_g^{-1} \left(\sum_{l=1}^n Y_{ol} + Z_g^{-1} \right)^{-1} G_{sj} i_{refj} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^n Y_{ok} \left(\sum_{l=1}^n Y_{ol} + Z_g^{-1} \right)^{-1} G_{sj} i_{refj}}_{i_{cirjk}} \quad (20)$$

$$i_{ok} = -Y_{ok} \left(\sum_{l=1}^n Y_{ol} + Z_g^{-1} \right)^{-1} G_{sj} i_{refj} \quad (21)$$

式中: i_{refj} 为第 j 台逆变器的电流参考; G_{sj} 为电流参考 i_{refj} 到等效电流源 i_{sj} 的闭环传递函数; i_{cirjk} 为并网逆变器 j 单独作用时, 并网逆变器 j 输出电流中流入并网逆变器 k 的环流分量。因此, 当考虑所有并网逆变器的等效电流源时, 利用叠加定理, 可以得到系统中任意2台并网逆变器 $j(j=1, 2, \dots, n)$ 和并网逆变器 $k(k=1, 2, \dots, n; k \neq j)$ 之间的环流的表达式为:

$$i_{cirjk} = Y_{ok} \left(\sum_{l=1}^n Y_{ol} + Z_g^{-1} \right)^{-1} G_{sj} i_{refj} - Y_{oj} \left(\sum_{l=1}^n Y_{ol} + Z_g^{-1} \right)^{-1} G_{sk} i_{refk} \quad (22)$$

观察式(22)可知, 其实质是并联的并网逆变器

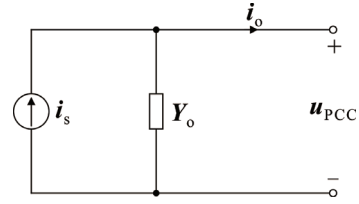


图4 并网逆变器两频率模型的等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of the two-frequency model of LCL-type grid-connected inverter

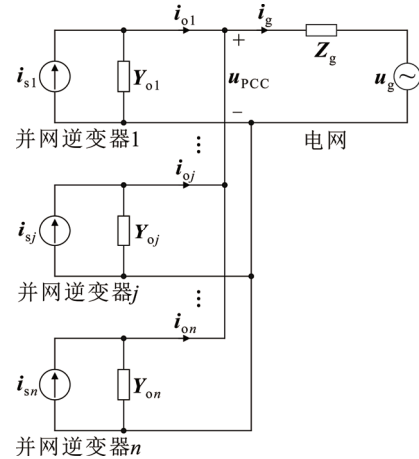


图5 并网逆变器多机并联系统的等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of grid-connected inverter multi-machine parallel system

和电网阻抗并联分流的结果, 也就是说当电网阻抗为0时, 电网导纳为无穷大, 并网逆变器之间不存在环流分量。此时, 电网导纳矩阵 Z_g^{-1} 的元素为无穷大, 则 $\left(\sum_{l=1}^n Y_{ol} + Z_g^{-1} \right)^{-1} = 0$, 因此系统的环流分量 $i_{cirjk}=0$, 各台逆变器的输出电流完全馈入电网。

更进一步, 将输出导纳矩阵和电流闭环传递函数矩阵这2个二阶矩阵进行矩阵运算, 考察并网逆变器的SPWM调制环节的载波相位对环流分量的影响。由于在输出导纳矩阵和电流闭环传递函数矩阵中只有 $G_{SPWM}(s)$ 含有非对角线元素, 根据二阶矩阵的运算性质可知, 电流闭环传递函数矩阵 $G_s(s)$ 、输出导纳矩阵 $Y_o(s)$ 的矩阵元素的形式与 $G_{SPWM}(s)$ 相似, 其表达式为:

$$G_{sj}(s) = \begin{bmatrix} G_{sj1}(s) & G_{sj2}(s) e^{j\theta_{sw}} \\ G_{sj2}(s) e^{-j\theta_{sw}} & G_{sj1}(s) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$Y_{oj}(s) = \begin{bmatrix} Y_{oj1}(s) & Y_{oj2}(s) e^{j\theta_{sw}} \\ Y_{oj2}(s) e^{-j\theta_{sw}} & Y_{oj1}(s) \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中: $G_{sj1}(s)$ 、 $G_{sj2}(s)$ 、 $Y_{oj1}(s)$ 、 $Y_{oj2}(s)$ 与载波相位 θ_{sw} 无关, 取决于载波相位以外的并网逆变器的主电路

和控制参数。

同样, 当所有并联的并网逆变器的载波相位都一致时, 可以将任意 2 台并网逆变器之间的环流分量化成与 $G_{SPWM}(s)$ 相似的形式, 记为:

$$\mathbf{Y}_{ok}(s) \left(\sum_{l=1}^n \mathbf{Y}_{ol}(s) + \mathbf{Z}_g^{-1}(s) \right)^{-1} \mathbf{G}_{sj}(s) \mathbf{i}_{refj}(s) = \begin{bmatrix} G_{alljk1}(s) & G_{alljk2}(s_{sb}) e^{j\theta_{sw}} \\ G_{alljk2}(s) e^{-j\theta_{sw}} & G_{alljk1}(s_{sb}) \end{bmatrix} \quad (25)$$

式中: $G_{alljk1}(s)$ 和 $G_{alljk1}(s_{sb})$ 分别为第 j 台和第 k 台并网逆变器环流分量的扰动频率谐波传递函数和边带频率谐波传递函数; $G_{alljk2}(s) e^{-j\theta_{sw}}$ 和 $G_{alljk2}(s_{sb}) e^{j\theta_{sw}}$ 分别为第 j 台和第 k 台并网逆变器环流分量的扰动频率谐波和边带频率谐波之间的谐波传递函数。

此外, $\mathbf{i}_{refj}(s)$ 与 $\mathbf{i}_{refk}(s)$ 可分别表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{refj}(s) = \begin{bmatrix} i_{refj}(s) \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{i}_{refk}(s) = \begin{bmatrix} i_{refk}(s) \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (26)$$

将式(25)和式(26)代入式(22), 可得:

$$\mathbf{i}_{cirjk}(s) = G_{alljk1}(s) \mathbf{i}_{refj}(s) - G_{allkj1}(s) \mathbf{i}_{refk}(s) \quad (27)$$

$$\mathbf{i}_{cirjk}(s_{sb}) = G_{alljk2}(s) \mathbf{i}_{refj}(s) e^{-j\theta_{sw}} - G_{alljk2}(s) \mathbf{i}_{refk}(s) e^{-j\theta_{sw}} \quad (28)$$

而当有一台并网逆变器 j 的载波相位与其他并网逆变器的载波相位不一致时, 不再具有式(25)的形式。此时, 可以将式(22)记为:

$$\mathbf{i}_{cirjk}(s) = \left(\sum_{l=1}^n \mathbf{Y}_{ol}(s) + \mathbf{Z}_g^{-1}(s) \right)^{-1} \begin{bmatrix} m_{cirjk}(s) \\ m_{cirjk}(s_{sb}) \end{bmatrix} \quad (29)$$

式中: $m_{cirjk}(s)$ 和 $m_{cirjk}(s_{sb})$ 的表达式分别为:

$$\begin{aligned} m_{cirjk}(s) &= \begin{pmatrix} Y_{ok1}(s) G_{sj1}(s) i_{refj}(s) - \\ Y_{oj1}(s) G_{sk1}(s) i_{refk}(s) \end{pmatrix} + \\ &\begin{pmatrix} Y_{ok2}(s_{sb}) G_{sj2}(s) i_{refj}(s) e^{j(\theta_{swk} - \theta_{swj})} - \\ Y_{oj2}(s_{sb}) G_{sk2}(s) i_{refk}(s) e^{j(\theta_{swj} - \theta_{swk})} \end{pmatrix} \\ m_{cirjk}(s_{sb}) &= \begin{pmatrix} Y_{ok2}(s) G_{sj1}(s) i_{refj}(s) - \\ Y_{oj1}(s_{sb}) G_{sk2}(s) i_{refk}(s) \end{pmatrix} e^{-j\theta_{swk}} - \\ &\begin{pmatrix} Y_{oj2}(s) G_{sk1}(s) i_{refk}(s) - \\ Y_{ok1}(s_{sb}) G_{sj2}(s) i_{refj}(s) \end{pmatrix} e^{-j\theta_{swj}} \end{aligned} \quad (30) \quad (31)$$

式中: θ_{swk} 和 θ_{swj} 分别为第 k 台和第 j 台并网逆变器的载波相位; $i_{refk}(s)$ 为第 k 台并网逆变器的电流参考。

当各台并网逆变器除载波相位以外的主电路和控制参数一致时, 各台并网逆变器的电流闭环传递函数矩阵和输出导纳矩阵中的矩阵元素相同, 即

有: $G_{sj1}(s) = G_{sk1}(s)$, $G_{sj2}(s) = G_{sk2}(s)$, $Y_{oj1}(s) = Y_{ok1}(s)$, $Y_{oj2}(s) = Y_{ok2}(s)$, $i_{refj}(s) = i_{refk}(s)$ 。此时, 当各台并网逆变器的载波相位也相同时, 根据式(30)和式(31)可知, $m_{cirjk}(s) = 0$ 、 $m_{cirjk}(s_{sb}) = 0$, 此时系统中不存在环流分量。而当载波相位不同时, $e^{-j\theta_{swk}} - e^{-j\theta_{swj}} \neq 0$, 因此 $m_{cirjk}(s_{sb}) \neq 0$, 此时系统中存在环流分量, 可能导致环流分量谐振。

3 并网逆变器多机并联系统的稳定性分析

由于两频率模型下的并网逆变器系统为一个多输入多输出的系统, 需要通过广义奈奎斯特稳定性判据 (generalized Nyquist criterion, GNC) 来判断系统稳定性^[20]。由 GNC 可知, 当系统回比矩阵特征值的奈奎斯特曲线逆时针环绕 $(-1, j0)$ 点的圈数等于其右半平面极点数时, 系统稳定。

根据第 2 章的建模过程, 可以得到并网逆变器多机并联系统的诺顿等效电路, 如图 5 所示。根据该等效电路, 可以推导得到每台并网逆变器输出电流的并网电流分量和环流分量的表达式, 为了方便阐述, 省略符号 (s) 。并网逆变器 j 的输出电流的并网电流分量和环流分量分别为:

$$\mathbf{i}_{gj} = \mathbf{Y}_g \left(\mathbf{Y}_g + \sum_{l=1}^n \mathbf{Y}_{ol} \right)^{-1} \mathbf{G}_{sj} \mathbf{i}_{refj} - \mathbf{Y}_{oj} \left(\mathbf{Y}_g + \sum_{l=1}^n \mathbf{Y}_{ol} \right)^{-1} \mathbf{Y}_g \mathbf{u}_g \quad (32)$$

$$\mathbf{i}_{cirj} = \left(\sum_{k=1}^n \mathbf{Y}_{ok} \right) \left(\mathbf{Y}_g + \sum_{l=1}^n \mathbf{Y}_{ol} \right)^{-1} \mathbf{G}_{sj} \mathbf{i}_{refj} - \mathbf{Y}_{oj} \left(\mathbf{Y}_g + \sum_{l=1}^n \mathbf{Y}_{ol} \right)^{-1} \left(\sum_{k=1}^n \mathbf{G}_{sk} \mathbf{i}_{refk} \right) \quad (33)$$

当系统在强电网下稳定时, 系统的环路增益 $\mathbf{T}_m(s) = \mathbf{H}_{i2} \mathbf{G}_{x2}(s) \mathbf{G}_{x1}(s)$ 满足广义奈奎斯特判据, 此时 $\mathbf{G}_s(s)$ 和 $\mathbf{Y}_0(s)$ 的每一个元素都不含有右半平面极点。因此, 判断输出电流的并网电流分量和环流分量的稳定性, 只取决于式(32)和式(33)中的 $\left(\mathbf{Y}_g + \sum_{l=1}^n \mathbf{Y}_{ol} \right)^{-1}$ 是否含有右半平面极点。因此, 在保证并网逆变器在强电网下稳定的前提下, 并网电流分量的稳定性和环流分量的稳定性是一致的。

更进一步地, 对并网电流分量和环流分量的表达式做进一步处理, 使其能够用广义奈奎斯特判据来判断稳定性, 其表达式为:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{gj} &= \left(\left(\sum_{l=1}^n \mathbf{Y}_{ol} \right) \mathbf{Y}_g^{-1} + \mathbf{E} \right)^{-1} \mathbf{G}_{sj} \mathbf{i}_{refj} - \\ &\mathbf{Y}_{oj} \mathbf{Y}_g^{-1} \left(\left(\sum_{l=1}^n \mathbf{Y}_{ol} \right) \mathbf{Y}_g^{-1} + \mathbf{E} \right)^{-1} \mathbf{Y}_g \mathbf{u}_g \end{aligned} \quad (34)$$

$$i_{cij} = \left(\sum_{k=1}^n Y_{o,k} \right) Y_g^{-1} \left(\left(\sum_{l=1}^n Y_{ol} \right) Y_g^{-1} + E \right)^{-1} G_{sj} i_{refj} - Y_{oj} Y_g^{-1} \left(\left(\sum_{l=1}^n Y_{ol} \right) Y_g^{-1} + E \right)^{-1} \left(\sum_{k=1}^n G_{sk} i_{refk} \right) \quad (35)$$

根据式(34)和式(35)可得, 输出电流的并网电流分量和环流分量的稳定性均取决于 $N_g = \left(\sum_{l=1}^n Y_{ol} \right) Y_g^{-1}$ 是否满足广义奈奎斯特判据, 其中 N_g 为系统回比矩阵。

4 并网逆变器多机并联系统的实验验证

4.1 基于 RTDS 平台的实验结果

为了验证前文中所述理论的准确性, 针对弱电网下 2 台三相 LCL 型并网逆变器并联运行的情况, 通过如图 6 所示的 RTDS 半实物实验平台进行了实验验证。

为了验证前文所述理论的正确性, 本文设计了 15 kVA 的 2 台并联三相 LCL 型并网逆变器系统, 其主电路参数和控制参数在表 1 中给出。

根据表 1 中的参数, 可以画出在载波相位相反和相同时 N_g 特征值 λ_1 和 λ_2 的 Bode 图(电网电感 $L_g=2.6$ mH), 如图 7 所示。由图 7 可知, 当载波相位相反时, N_g 不满足广义奈奎斯特判据; 而当载波相位相同时, N_g 特征值的正负穿越次数相等, 满足广义奈奎斯特判据。这意味着在弱电网下, 表 1 中给出的 2 台并网逆变器在载波相位相反时并联, 系统是不稳定的; 而其在载波相位相同时并联, 系统是稳定的。

4.1.1 单台并网逆变器稳定性验证结果

图 8 给出了单台并网逆变器在强电网下的实验波形。可以看出, 此时并网电流 i_{ga} 与 PCC 电压 u_{PCCa} 波形均为稳定的正弦波, 验证了表 1 中设计的参数的稳定性。

4.1.2 多机并联并网逆变器系统稳定性验证结果

图 9 给出了弱电网下 2 台并联并网逆变器在载波相位相反/相同时的实验波形。可以看出, 载波相位不同时, 输出电流 i_{o1a} 、 i_{o2a} 中存在振荡的谐波环流; 载波相位相同时, 输出电流 i_{o1a} 、 i_{o2a} 的波形正弦, 环流不存在谐振。实验结果验证了本文对环流产生机理分析和稳定性分析的正确性。

图 10 给出了弱电网下载波相位相反、2 台并网逆变器并联运行时, 其中 1 台脱网的实验波形。

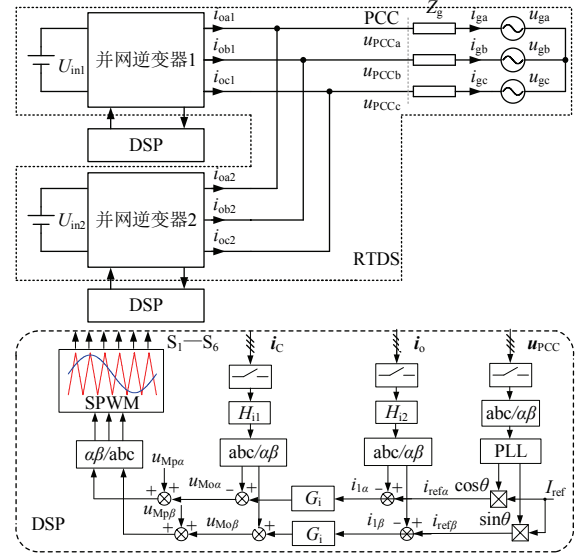


图 6 基于 RTDS 的半实物实验平台原理示意图

Fig.6 Schematic diagram of the semi-physical experimental platform based on RTDS

表 1 并网逆变器样机参数

Table 1 Parameters of the grid-connected inverter

参数	符号	数值	
		并网逆变器 1	并网逆变器 2
额定功率/kVA	S_n	10	5
直流侧电压/V	U_{dc}	700	700
电网电压/V	U_g	220	220
基波频率/Hz	f_0	50	50
开关频率/kHz	f_{sw}	10	10
采样频率/kHz	f_{sam}	20	20
逆变器侧电感/mH	L_1	2	4
滤波电容/ μ F	C	5	20
网侧电感/mH	L_2	500	1
三角载波幅值/V	U_{tri}	4.5	4.5
电容电流反馈系数	H_{11}	0.15	0.34
输出电流采样系数	H_{12}	0.12	0.12
电流调节器比例系数	K_p	2.2	3.37
电流调节器谐振系数	K_r	250	200

从图 10 可以看出, 并网逆变器 2 切出前, 2 台并网逆变器的输出电流上均有环流振荡; 切出电网后, 并网逆变器 1 的输出电流重新回到稳定状态。这证明了并网逆变器并联导致的环流不稳定问题, 进一步验证了本文对环流稳定性分析的正确性。

4.2 基于宽禁带器件的并网逆变器系统仿真结果

为了验证不同场景下所述理论的适应性和目前宽禁带器件应用带来的高频化趋势, 搭建了针对

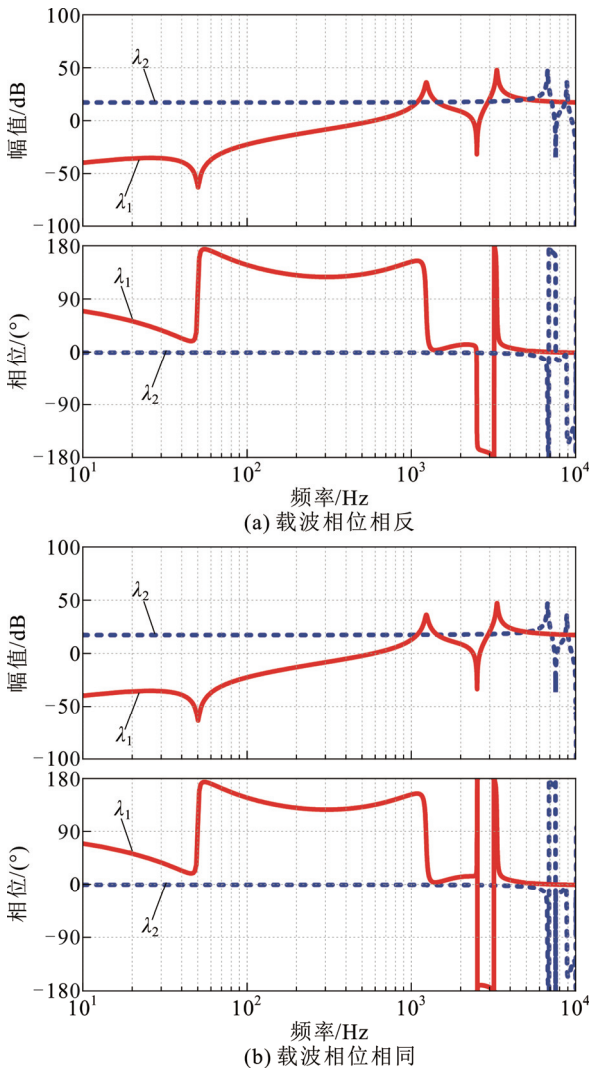


图7 2台并网逆变器系统 N_g 特征值的 Bode 图
Fig.7 Bode plot of the eigenvalues of N_g for two grid-connected inverters system

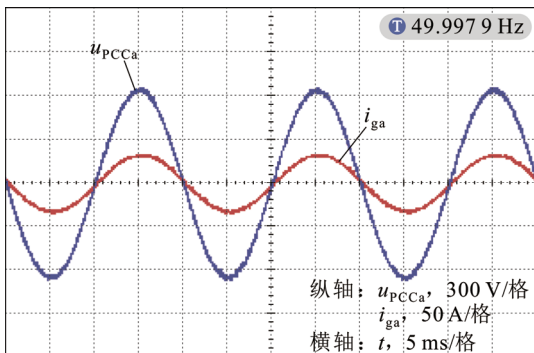
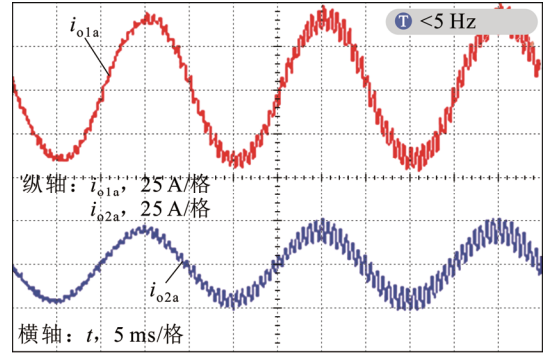
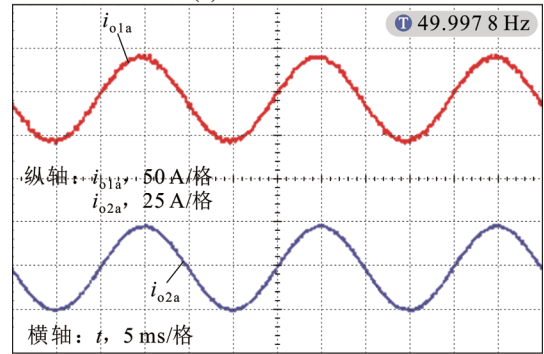


图8 单台并网逆变器在强电网下的实验波形
Fig.8 Experimental waveform of a single grid-connected inverter under strong power

弱电网下2台高开关频率的三相LCL型并网逆变器并联模型。由于半实物实验平台的算力限制，更高



(a) 载波相位相反



(b) 载波相位相同

图9 2台并网逆变器并联系统的实验波形
Fig.9 Experimental waveform of two grid-connected inverters in parallel system

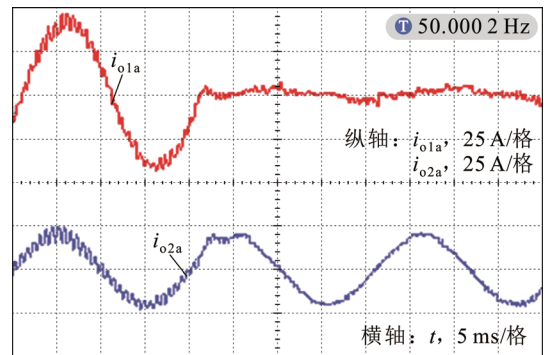


图10 2台并网逆变器系统脱网过程的实验波形
Fig.10 Experimental waveform of the off-grid process of two grid-connected inverters system

频的实验难以通过半实物来实现，因此，该模型通过 Matlab/Simulink 软件来进行验证。仿真中并网逆变器的参数如附录 A 表 A1 所示。

4.2.1 单台并网逆变器稳定性验证结果

同样，首先验证所设计的并网逆变器的稳定性，如附录 A 图 A1 所示。可以看出，此时并网电流 i_{ga} 与 PCC 电压 u_{pcca} 波形均为稳定的正弦波，验证了附录 A 表 A1 所设计的参数的稳定性。

4.2.2 多机并联并网逆变器系统稳定性验证结果

附录 A 图 A2 给出了弱电网下 2 台并联的并网逆变器在载波相位相反/相同时的仿真波形。可以看出, 载波相位不同时, 输出电流 i_{o1a} 、 i_{o2a} 中存在振荡的谐波环流; 载波相位相同时, 输出电流 i_{o1a} 、 i_{o2a} 的波形正弦, 环流不谐振。仿真结果进一步验证了本文环流产生机理分析和稳定性分析的正确性。

附录 A 图 A3 给出了弱电网条件下(电网电感 $L_g=2.6$ mH)2 台并网逆变器并联运行后, 其中 1 台脱网后的仿真波形。从图 A3 中可以看出, 并网逆变器 2 切出电网前, 2 台并网逆变器的输出电流上均有环流振荡; 切出电网后, 并网逆变器 1 的输出电流重新回到稳定状态。这证明了并网逆变器并联导致的环流不稳定问题, 进一步验证了前文中关于环流稳定性分析的正确性。

5 结论

1) 采用“小信号扰动法”, 建立了并网逆变器的两频率模型, 推导了 LCL 型并网逆变器的两频率模型的诺顿等效电路, 并在此基础上推导了多机并联系统的两频率模型。

2) 基于并网逆变器多机并联系统的两频率等效电路, 揭示了环流的产生机理, 研究表明当各逆变器参数不完全一致时, 并网逆变器多机并联系统就会存在环流。

3) 基于广义奈奎斯特稳定判据, 分析了考虑 SPWM 环节边带效应时环流的稳定性, 分析结果表明: 环流的稳定性取决于回比矩阵 N_g 是否满足广义奈奎斯特判据。

附录见本刊网络版(<http://hve.epri.sgcc.com.cn>)。

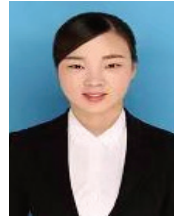
参考文献 References

- [1] 王渝红, 叶 葳, 宋瑞华, 等. 基于阻抗分析法的三相 LCL 型并网逆变器附加有源阻尼设计[J]. 高电压技术, 2021, 47(8): 2645-2654.
WANG Yuhong, YE Wei, SONG Ruihua, et al. Design of additional active damping for three-phase LCL grid connected inverter based on impedance analysis method[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2645-2654.
- [2] 李朝阳, 张佰富, 韩肖清, 等. 基于自适应虚拟阻尼控制的并联双向变换器间环流抑制方法[J]. 高电压技术, 2020, 46(5): 1557-1566.
LI Chaoyang, ZHANG Baifu, HAN Xiaoqing, et al. Circulating current suppression method for paralleled bi-directional power converters based on adaptive virtual damping control[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(5): 1557-1566.
- [3] 杨 博, 周 旭, 张玉林, 等. 极弱电网下基于电压前馈的并网逆变器输出阻抗重塑[J]. 新型电力系统, 2023, 1(3): 293-302.

- YANG Bo, ZHOU Xu, ZHANG Yulin, et al. Output impedance re-shaping of the grid-connected inverter based on voltage feedforward in an extremely weak grid[J]. New Type Power Systems, 2023, 1(3): 293-302.
- [4] 邹常跃. 数字控制型并网逆变器与多机并联系统的稳定性分析[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
ZOU Changyue. Study on the stability of digital controlled grid-connected inverter and paralleled inverters[D]. Wuhan, China: Huazhong University of Science & Technology, 2015.
- [5] 王弈赫, 张佰富, 韩肖清, 等. 基于频域 RGA 原理的多并联三相逆变器间交互影响分析[J]. 高电压技术, 2021, 47(10): 3766-3775.
WANG Yihe, ZHANG Baifu, HAN Xiaoqing, et al. Analysis on interactive influences among multiple parallel three-phase inverters based on frequency domain RGA principle[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(10): 3766-3775.
- [6] 王小龙. 光伏电站集群协调控制与监控系统研究[D]. 南京: 东南大学, 2016.
WANG Xiaolong. Study on photovoltaic power station cluster coordination control and its monitoring system[D]. Nanjing, China: Southeast University, 2016.
- [7] 解 宝, 李萍宇, 苏建徽, 等. 不平衡电网下并网逆变器阻抗建模及稳定性分析[J]. 高电压技术, 2023, 49(12): 5196-5206.
XIE Bao, LI Pingyu, SU Jianhui, et al. Impedance modeling and stability analysis of grid-connected inverter under unbalanced grid[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5196-5206.
- [8] 王 一, 刘 树, 刘建政, 等. 分布式逆变器并网系统谐振机理研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(9): 2693-2706.
WANG Yi, LIU Shu, LIU Jianzheng, et al. Resonance mechanism analysis of the power system involving distributed grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(9): 2693-2706.
- [9] 杨 勇, 阮 毅, 汤燕燕, 等. 风力发电系统中并网逆变器并联运行环流分析[J]. 高电压技术, 2009, 35(8): 2012-2018.
YANG Yong, RUAN Yi, TANG Yanyan, et al. Analysis of circulating current for direct parallel grid-connected inverters[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(8): 2012-2018.
- [10] AGORRETA J L, BORREGA M, LÓPEZ J, et al. Modeling and control of N -paralleled grid-connected inverters with LCL filter coupled due to grid impedance in PV plants[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3): 770-785.
- [11] WANG X F, BLAABJERG F, WU W M. Modeling and analysis of harmonic stability in an AC power-electronics-based power system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6421-6432.
- [12] YU C Z, ZHANG X, LIU F, et al. Modeling and resonance analysis of multiparallel inverters system under asynchronous carriers conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 3192-3205.
- [13] LU M H, WANG X F, LOH P C, et al. Resonance interaction of multiparallel grid-connected inverters with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 894-899.
- [14] WANG Y W, PAN D H, WANG X F, et al. Stability analysis of multi-paralleled VSCs with mismatched parameters[C]//Proceedings of 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, USA: IEEE, 2019: 3508-3513.
- [15] 段晓宁, 李 萍, 赵 峰, 等. 弱电网下基于电容电压全前馈的 LCL 型并网逆变器稳定性控制[J]. 高电压技术, 2022, 48(6): 2140-2151.
DUAN Xiaoning, LI Ping, ZHAO Feng, et al. Stability control of LCL-type grid-connected inverter based on capacitor voltage full feedforward under weak grid condition[J]. High Voltage Engineering,

2022, 48(6): 2140-2151.

- [16] GAO F, IRAVANI M R. A control strategy for a distributed generation unit in grid-connected and autonomous modes of operation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(2): 850-859.
- [17] 匡慧敏, 罗安, 陈智勇, 等. 多逆变器并网耦合谐振机理及有源阻尼优化方法[J]. 电网技术, 2016, 40(4): 1180-1189.
KUANG Huimin, LUO An, CHEN Zhiyong, et al. Coupling resonances mechanism of grid-connected multi-parallel inverters and its active damping parameter optimal method[J]. Power System Technology, 2016, 40(4): 1180-1189.
- [18] YANG D S, WANG X F, BLAABJERG F. Sideband harmonic instability of paralleled inverters with asynchronous carriers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 4571-4577.
- [19] WANG X F, BLAABJERG F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: concept, modeling, and analysis[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 2858-2870.
- [20] HARNEFORS L, YEPES A G, VIDAL A, et al. Passivity-based controller design of grid-connected VSCs for prevention of electrical resonance instability[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 702-710.



ZHENG Xian
Ph.D.

郑仙

1995—, 女, 博士, 工程师
主要从事分布式新能源并网及稳定性方面的研究工作
E-mail: scuzxx@163.com



SHI Mingming
Ph.D.

史明明(通信作者)

1986—, 男, 博士, 高工
主要从事分布式新能源并网方面的研究工作
E-mail: simon8612@126.com

Senior engineer
Corresponding author

收稿日期 2024-03-14 修回日期 2024-10-25 编辑 程子丰

附录 A

表 A1 高开关频的并网逆变器样机参数

Table A1 Parameters of the grid-connected inverter with high switching frequency

参数	符号	数值	
		并网逆变器 1	并网逆变器 2
额定功率/kVA	S_n	10	10
直流侧电压/V	U_{dc}	700	700
开关频率/kHz	f_{sw}	100	100
采样频率/kHz	f_{sam}	200	200
逆变器侧电感/ μ H	L_1	200	200
滤波电容/ μ F	C	2	10
网侧电感/ μ H	L_2	10	10
三角载波幅值/V	U_{tri}	4.5	4.5
电容电流反馈系数	H_{i1}	0.23	0.21
输出电流采样系数	H_{i2}	0.12	0.12
电流调节器比例系数	K_p	2.12	1.70
电流调节器谐振系数	K_r	200	200

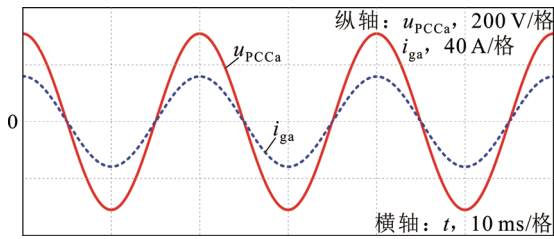
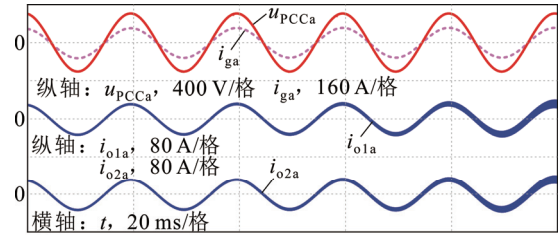
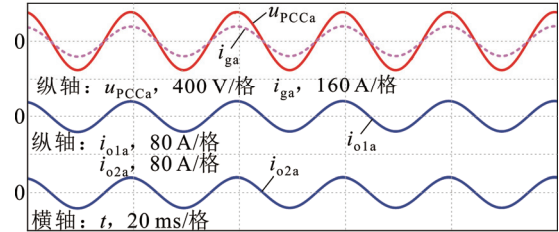


图 A1 单台并网逆变器在强电网下的仿真波形

Fig.A1 Simulation waveform of a single grid-connected inverter under strong power



(a) 载波相位相反



(b) 载波相位相同

图 A2 2 台并网逆变器并联系统的仿真波形

Fig.A2 Simulation waveform of two grid-connected inverters in parallel system

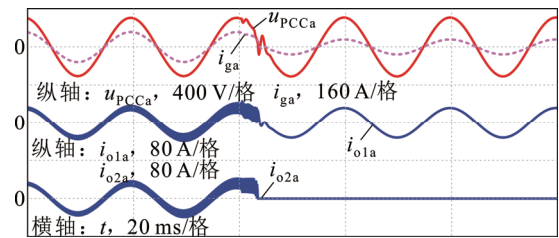


图 A3 2 台并网逆变器系统脱网过程的仿真波形

Fig.A3 Simulation waveform of the off-grid process of two grid-connected inverters system