

不平衡电网下并网逆变器阻抗建模及稳定性分析

用户与研究成果简介：

合肥工业大学解宝老师所在的科研团队对不平衡电网下并网逆变器阻抗模型进行推导，并基于阻抗模型对两种不平衡电网工况下逆变器的稳定性进行分析。研究利用上海远宽的 StarSim 实时仿真器进行实验，通过实验结果验证了研究过程中理论分析的正确性，并把成果总结发表于《高电压技术》：

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/OL]. 高电压技术:1-12[2023-09-04]. DOI:10. 13336/j. 1003-6520. hve. 20230410.

研究意义和现状

近年来，为降低碳排放，以风能、太阳能为代表的新能源发电得到了快速的发展。然而，随着电力系统中新能源渗透率的不断提高，在弱电网条件下，并网逆变器与电网之间的交互作用将导致系统产生谐波振荡和稳定性问题。特别地，当电网发生故障以及三相负载不平衡或负荷剧烈波动时，不平衡电网下的并网逆变器系统稳定性问题更加值得深入研究，现有研究大多基于传统的 SRF-PLL，然而当电网电压的不平衡度较高时，传统的 SRF-PL 无法准确地锁定电网电压的正序基波相位，将导致并网电流波形畸变严重。同时，三相不平衡应包括三相电压不平衡、三相阻抗不平衡、三相负载不平衡等情况，其中三相负载不平衡又会引起三相电压、阻抗不平衡，因此本文着重分析三相电压不平衡以及三相阻抗不平衡的情况，采用谐波线性化方法结合锁相环的频率特性建立不平衡电网下采用 SRF-PLL 和 DSOGI-PLL 的并网逆变器输出阻抗模型。

研究框架和具体步骤

解宝老师团队围绕并网逆变器稳定性问题，考虑不平衡电网电压和不平衡电网阻抗两种工况，首先分别对应用 SRF-PLL 和 DSOGI-PLL 的并网逆变器进行阻抗建模，然后利用广义 Nyquist 稳定性判据对系统稳定性进行分析。最后，通过 MATLAB/Simulink 仿真及 StarSim 硬件在环半实物实验验证理论分析的正确性及所提策略的有效性。研究框架如下图所示：

不平衡弱电网工况下 新能源并网逆变系统的稳定性分析

1

阻抗建模

采用谐波线性化方法，结合锁相环的频率特性，建立不平衡电网下采用 SRF-PLL 和 DSOGI-PLL 的并网逆变器输出阻抗模型。

2

稳定性分析

利用广义Nyquist判据对电网电压不平衡以及电网阻抗不平衡下的系统稳定性进行分析，研究并网逆变器与电网之间的交互稳定性。

3

半实物实验验证

在HIL硬件在环半实物仿真平台搭建模型进行验证。

理论建模与分析

合肥工业大学解宝老师的科研团队首先对应用 SRF-PLL 和 DSOGI-PLL 的并网逆变器输出阻抗模型进行建立，本文设置不平衡工况如下：

1. 不平衡电网电压：10%负序电网电压。
2. 不平衡电网阻抗： $L_{ga}=10\text{mH}$, $L_{gb}=3\text{mH}$, $L_{gc}=3\text{mH}$

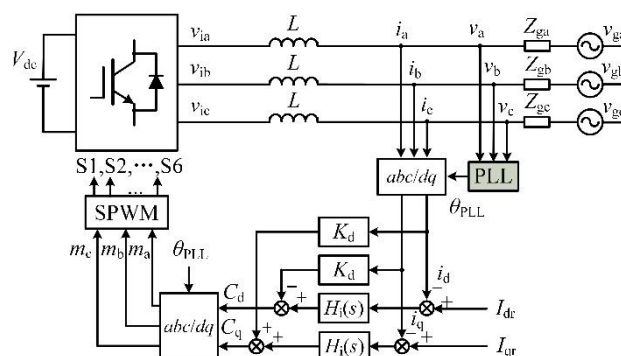


图1 三相并网逆变器的系统结构图

如图1所示为L滤波的三相并网逆变器，其中PLL分别使用SRF-PLL和DSOGI-PLL，SRF-PLL以及DSOGI-PLL结构图分别为图2、图3所示。

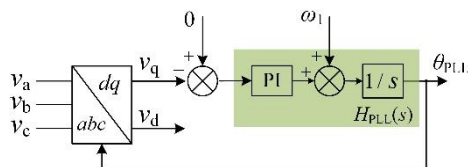


图2 SRF-PLL原理图

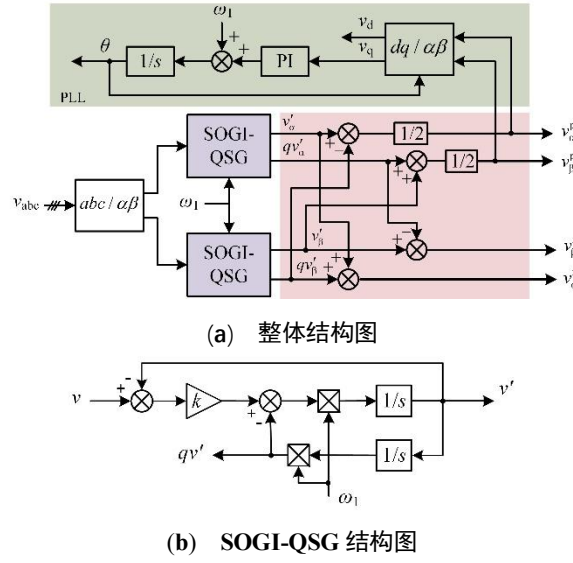


图3 DSOGI-PLL 结构图

根据谐波线性化方法在并网点电压加入正、负序谐波扰动电压，此时 $v_a(t)$ 可以表示成：

$$v_a(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_1 t + \varphi_{v2}) + V_p \cos(\omega_p t + \varphi_{vp}) + V_n \cos(\omega_n t + \varphi_{vn}) \quad (1)$$

锁相环的小信号模型为：

$$\Delta\theta[f] = \begin{cases} \pm jT_{\text{PLL}}(s)V_2 & f = \pm 2f_1 \\ \mp jT_{\text{PLL}}(s)(V_p - V_n) & f = \pm(f_p - f_1) \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{其中, } T_{\text{PLL}}(s) = \frac{H_{\text{PLL}}(s)}{1 + V_1 H_{\text{PLL}}(s)}, \quad H_{\text{PLL}}(s) = \frac{K_{\text{pp}} + K_{\text{pi}} / s}{s}$$

根据上述得到的相角 θ_{PLL} ，运用 Park 变换将三相电流 i_{abc} 变换为 i_{dq} ，将其在频域中表达后，三相调制信号在 dq 轴下的分量 C_d 和 C_q 可由下式得到：

$$\begin{bmatrix} C_d \\ C_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_i(s) & -K_d \\ K_d & -H_i(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

将调制信号 C_d 和 C_q 经 Park 反变换后，忽略高阶无穷小量，可以得到 abc 坐标系下三相调制信号。逆变器主电路方程：

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ia} \\ v_{ib} \\ v_{ic} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中，逆变器桥臂输出电压 v_{abc} 为：

$$\begin{bmatrix} v_{ia} & v_{ib} & v_{ic} \end{bmatrix}^T = K_m V_{dc} \begin{bmatrix} m_a & m_b & m_c \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

综合公式(2)~(5)，可以得到逆变器的输出序阻抗模型如式(6)所示。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_p \\ \mathbf{I}_n \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} Y_{pp}(s) & Y_{pn}(s) \\ Y_{np}(s) & Y_{nn}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_p \\ \mathbf{V}_n \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{pp}(s) & Y_{np}(s) & Y_{pn}(s) & Y_{nn}(s) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \frac{1 - K_m V_{dc} T_{PLL}(s - j\omega_1) \{ [H_i(s - j\omega_1) - jK_d] \mathbf{I}_1 + [H_i(j2\omega_1) - H_i(s + j\omega_1)] \mathbf{I}_2 - [H_i(j2\omega_1) + H_i(s - j\omega_1) + j2K_d] \mathbf{I}_1^* T_{PLL}(j2\omega_1) \mathbf{V}_2 + \mathbf{M}_1 \}}{sL + K_m V_{dc} \{ H_i(s - j\omega_1) - jK_d + [H_i(s - j3\omega_1) - jK_d] T_{PLL}^2(j2\omega_1) \mathbf{V}_2^2 \}} \\ \frac{K_m V_{dc} T_{PLL}(s - j\omega_1) \{ [H_i(s - j\omega_1) + jK_d] \mathbf{I}_1^* + [H_i(j2\omega_1) - H_i(s - j3\omega_1)] \mathbf{I}_2 - [H_i(j2\omega_1) + H_i(s - j\omega_1) - j2K_d] \mathbf{I}_1 T_{PLL}(j2\omega_1) \mathbf{V}_2 + \mathbf{M}_1^* \}}{(s - j2\omega_1)L + K_m V_{dc} \{ H_i(s - j\omega_1) + jK_d + [H_i(s - j3\omega_1) + jK_d] T_{PLL}^2(j2\omega_1) \mathbf{V}_2^2 \}} \\ \frac{K_m V_{dc} T_{PLL}(s - j\omega_1) \{ [H_i(s - j\omega_1) - jK_d] \mathbf{I}_1 + [H_i(j2\omega_1) - H_i(s + j\omega_1)] \mathbf{I}_2 - [H_i(j2\omega_1) + H_i(s - j\omega_1) + j2K_d] \mathbf{I}_1^* T_{PLL}(j2\omega_1) \mathbf{V}_2 + \mathbf{M}_1 \}}{sL + K_m V_{dc} \{ H_i(s - j\omega_1) - jK_d + [H_i(s - j3\omega_1) - jK_d] T_{PLL}^2(j2\omega_1) \mathbf{V}_2^2 \}} \\ \frac{1 - K_m V_{dc} T_{PLL}(s - j\omega_1) \{ [H_i(s - j\omega_1) + jK_d] \mathbf{I}_1^* + [H_i(j2\omega_1) - H_i(s - j3\omega_1)] \mathbf{I}_2 - [H_i(j2\omega_1) + H_i(s - j\omega_1) - j2K_d] \mathbf{I}_1 T_{PLL}(j2\omega_1) \mathbf{V}_2 + \mathbf{M}_1^* \}}{(s - j2\omega_1)L + K_m V_{dc} \{ H_i(s - j\omega_1) + jK_d + [H_i(s - j3\omega_1) + jK_d] T_{PLL}^2(j2\omega_1) \mathbf{V}_2^2 \}} \end{bmatrix}$$

同理，可以得到应用 DSOGI-PLL 的逆变器输出阻抗模型：

$$\begin{bmatrix} Y_{pp1}(s) \\ Y_{np1}(s) \\ Y_{pn1}(s) \\ Y_{nn1}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1 - K_m V_{dc} T_{PLL1}(s - j\omega_1) \{ [K_d + jH_i(s - j\omega_1)] \mathbf{I}_1 + [H_i(j2\omega_1) - H_i(s + j\omega_1)] j\mathbf{I}_2 + j\mathbf{M}_1 \}}{sL + K_m V_{dc} [H_i(s - j\omega_1) - jK_d]} \\ - \frac{K_m V_{dc} T_{PLL1}(s - j\omega_1) \{ [K_d - jH_i(s - j\omega_1)] \mathbf{I}_1^* + [H_i(j2\omega_1) - H_i(s - j3\omega_1)] j\mathbf{I}_2 - j\mathbf{M}_1^* \}}{(s - j2\omega_1)L + K_m V_{dc} [H_i(s - j\omega_1) + jK_d]} \\ - \frac{K_m V_{dc} T_{PLL2}(s - j\omega_1) \{ [K_d + jH_i(s - j\omega_1)] \mathbf{I}_1 + [H_i(j2\omega_1) - H_i(s + j\omega_1)] j\mathbf{I}_2 + j\mathbf{M}_1 \}}{sL + K_m V_{dc} [H_i(s - j\omega_1) - jK_d]} \\ \frac{1 - K_m V_{dc} T_{PLL2}(s - j\omega_1) \{ [K_d - jH_i(s - j\omega_1)] \mathbf{I}_1^* + [H_i(j2\omega_1) - H_i(s - j3\omega_1)] j\mathbf{I}_2 - j\mathbf{M}_1^* \}}{(s - j2\omega_1)L + K_m V_{dc} [H_i(s - j\omega_1) + jK_d]} \end{bmatrix}$$

为验证本文提出的阻抗模型的准确性，采用扫频法并在 Simulink 中建立一个三相并网逆变器的仿真模型，通过谐波线性化原理，在并网点注入谐波扰动电压，并测量相应频率的谐波电流，以获得逆变器的输出阻抗。扫频结果如图 4、图 5 所示。

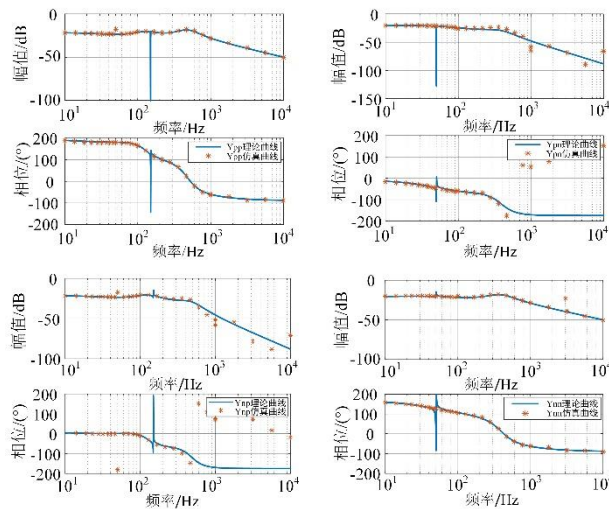


图 4 采用 SRF-PLL 的逆变器输出阻抗曲线图

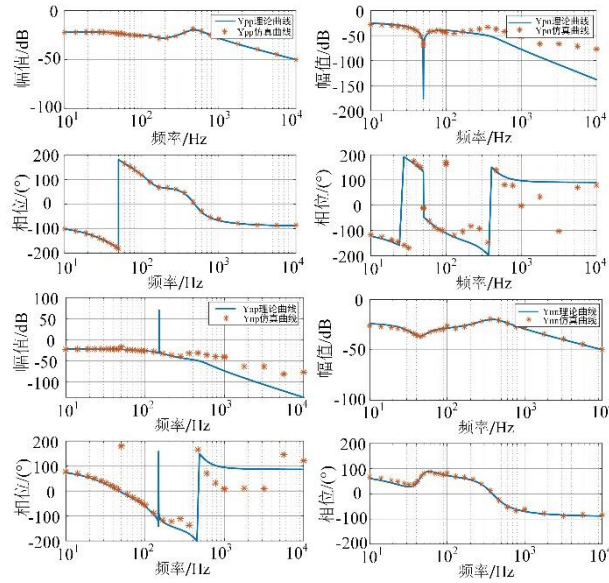


图 5 采用 DSOGI-PLL 的逆变器输出阻抗曲线图

得到逆变器输出阻抗模型后，根据广义奈奎斯特稳定性判据，在互联系统的两个子系统独立稳定的前提下，系统稳定性通过阻抗比矩阵 $Y_{pn}Z_{gpn}$ 的特征根曲线是否包围点(-1,0)判断，其中 $Y_{pn}(s)$ 为逆变器输出导纳矩阵， $Z_{gpn}(s)$ 为电网的序阻抗矩阵， $Z_{gpn}(s)$ 的表达式：

$$Z_{gpn}(s) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} Z_{ga} + Z_{gb} + Z_{gc} & Z_{ga} + a^2 Z_{gb} + a Z_{gc} \\ Z_{ga} + a Z_{gb} + a^2 Z_{gc} & Z_{ga} + Z_{gb} + Z_{gc} \end{bmatrix} \quad (7)$$

系统的广义 Nyquist 曲线如下图所示：

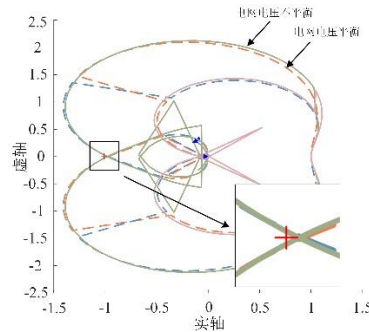


图 6 逆变器采用 SRF-PLL 在电网电压不平衡下的系统广义 Nyquist 曲线

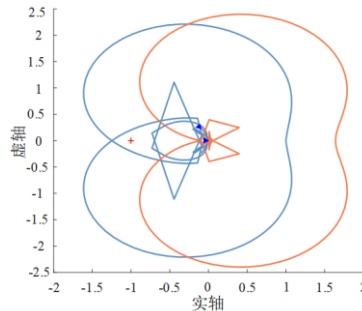


图 7 逆变器采用 SRF-PLL 在电网阻抗不平衡下的系统广义 Nyquist 曲线

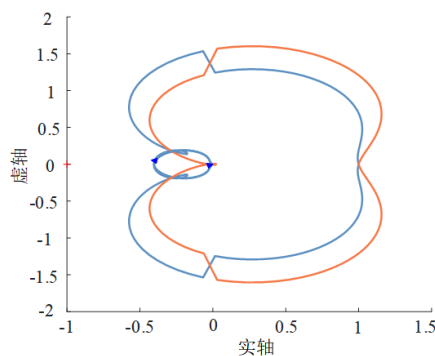


图 8 逆变器采用 DSOGI-PLL 在电网电压不平衡下的系统广义 Nyquist 曲线

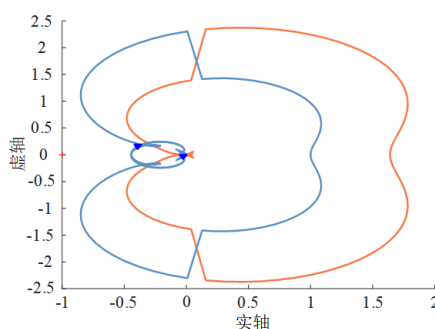


图 9 逆变器采用 DSOGI-PLL 在电网阻抗不平衡下的系统广义 Nyquist 曲线

- 采用 SRF-PLL 在不平衡电网电压下 **稳定**
- 采用 SRF-PLL 在不平衡电网阻抗下 **失稳**
- 采用 DSOGI-PLL 不平衡电网电压下 **稳定**
- 采用 DSOGI-PLL 在不平衡电网阻抗下 **稳定**

半实物实验验证

解宝老师团队通过 HIL 硬件在环半实物仿真平台搭建模型进行实验验证。

远宽能源 (www.modeling-tech.com) 提供的 StarSim 实时仿真器，基于电力电子器件的细节模型，利用最新的 FPGA 技术，可以实现 1 微秒步长、任意拓扑、任意工况的电力电子系统实时仿真，被广泛应用于牵引供电系统故障诊断、控制策略验证、可再生能源并网、电机驱动等的实时仿真中；

下图是 HIL+DSP 测试平台示意图，其包括实时仿真系统 HIL 和 DSP 控制器，其中电力电子系统是利用 StarSim FPGA Solver 按 1 微秒的步长实时仿真；控制算法模型运行 DSP 控制器上，实时仿真器与 DSP 控制器通过接线箱闭环连接运行，示波器用于波形输出。

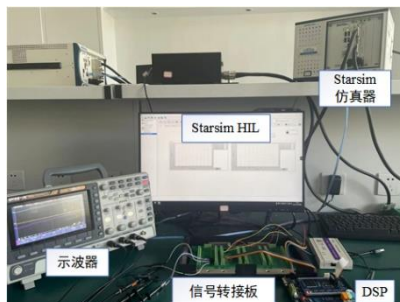


图 10 半实物硬件在环实验平台

在三相电网电压不平衡(电压不平衡度 10%)情况下, 采用 SRF-PLL 和 DSOGI-PLL 逆变器并网电流实验波形如图 11 和图 12 所示, 两种工况下系统均可以稳定运行。对并网电流进行 FFT 分析发现, 当逆变器采用 SRF-PLL 时, 并网电流 THD 为 13.49%, 其中 3 次谐波(150Hz)为 10.37%, 此时系统虽可以稳定运行但并网电流波形质量较差。当逆变器采用 DSOGI-PLL 时, 并网电流波形质量有明显改善, 电流 THD 为 1.78%, 其中 3 次谐波(150Hz)降至 0.45%。

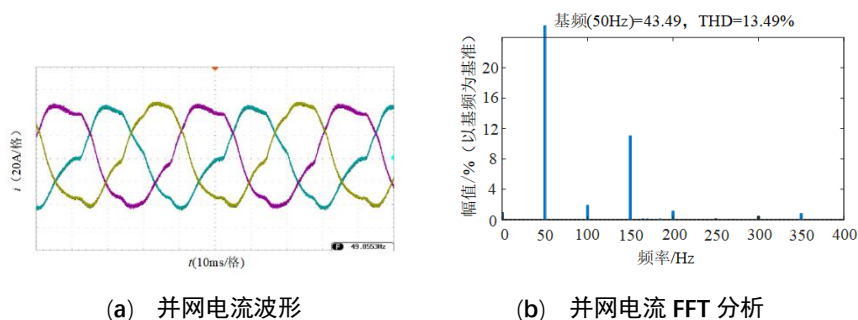


图 11 电网电压不平衡下采用 SRF-PLL 时并网电流

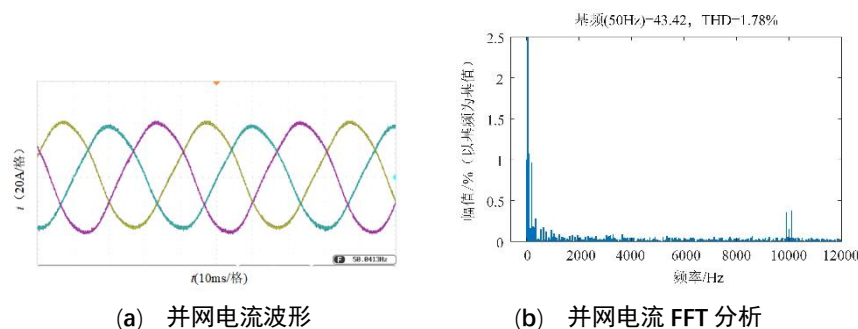


图 12 电网电压不平衡下采用 DSOGI-PLL 时并网电流

将 a 相电网阻抗增大至 10mH, b 、 c 相电网阻抗保持 3mH 不变, 系统其余参数不变。如图 13 和图 14 所示分别为逆变器采用 SRF-PLL 和 DSOGI-PLL 时的并网电流实验波形。当逆变器采用传统 SRF-PLL 时, 并网电流发生严重畸变, 由 FFT 分析结果可知, 电流的 THD 为 26.82%, 除不平衡电压导致的三次谐波外, 谐波主要分布在 100Hz 和 200Hz 处, 其中 100Hz 处的谐波为 9.45%, 200Hz 处的谐波为 9.46%。与理论分析中 Nyquist 曲线包围(-1,0)点, 系统失稳相符。当逆变器采用 DSOGI-PLL 时, 并网电流波形良好, 电流的 THD 为 2.67%, 系统稳定运行, 与理论分析相符。

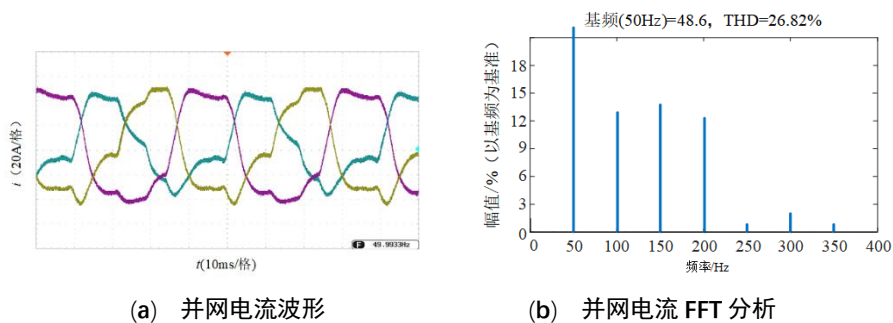


图 13 电网阻抗不平衡下采用 SRF-PLL 时并网电流

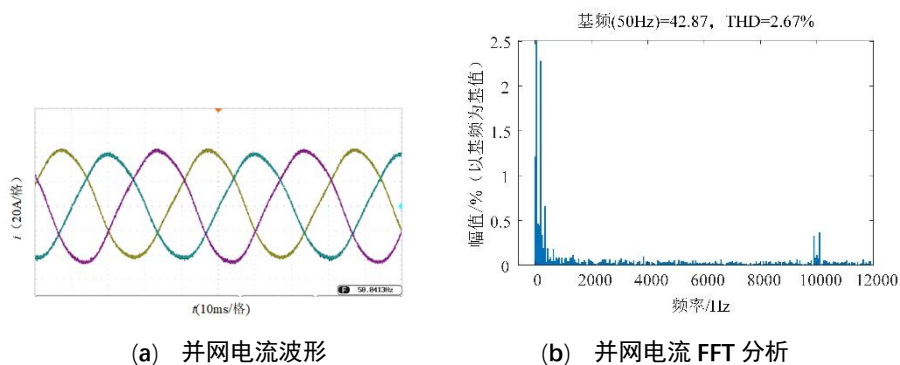


图 14 电网阻抗不平衡下采用 DSOGI-PLL 时并网电流

实验结果与理论分析一致，由于锁相环能够有效衰减基频负序电压产生的二倍频扰动，因此基频负序电压对逆变器输出阻抗的影响较小。然而，不平衡电网阻抗对系统稳定性会产生很大影响。此外，SRF-PLL 和 DSOGI-PLL 的频率特性不同会导致并网逆变器输出阻抗低频段产生差异。相较于 SRF-PLL，DSOGI-PLL 具有更低的幅频特性和更小的带宽，使得采用 DSOGI-PLL 可以显著提高并网逆变器的稳定性。