DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.5.77 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

弱电网下提高并网逆变器稳定性的Ⅰ型和准Ⅰ型锁相环方法

胡雪凯[1]，孟 良[1]，姬朋坤[2](中国电源学会学生会员)，肖国春[2](中国电源学会高级会员)，高子鹏[2](中国电源学会学生会员)，肖霖涛[2](中国电源学会学生会员)

(1.国网河北省电力有限公司电力科学研究院，石家庄 050021；2.西安交通大学电气工程学院，西安 710049)

摘要：弱电网下，并网逆变器GCI (grid-connected inverter)常采用的Ⅱ型锁相环PLL (phase-locked loop)系统易与电网阻抗交互，从而产生低频振荡的失稳问题。传统的解决方法是通过降低Ⅱ型PLL的带宽来提高GCI运行的稳定性，但这样会使锁相环动态性能下降，也较难适应电网阻抗的宽范围变化。为此，提出将传统Ⅱ型PLL降为Ⅰ型PLL，在不降低PLL动态性能的同时，较大幅度地提高了GCI在弱电网下的稳定性；进一步，针对电网频率波动大时，Ⅰ型PLL存在不可忽略锁相误差的问题，提出了一种(角)频率自适应前馈方法，将Ⅰ型PLL改进为准Ⅰ型PLL，消除了相位跟踪误差，提高了弱电网下并网逆变器的稳定性和动态性能。最后，通过仿真和实验验证了所提方法的正确性和有效性。

关键词：弱电网；并网逆变器；稳定性；Ⅰ型锁相环；准Ⅰ型锁相环

Methods of Type-I and Quasi-type-I Phase-locked Loops for Enhancing the Stability of Grid-connected Inverters Under Weak Grids

HU Xuekai[1], MENG Liang[1], JI Pengkun[2], *Student Member*, *CPSS*, XIAO Guochun[2], *Senior Member*, *CPSS*, GAO Zipeng[2], *Student Member*, *CPSS*, XIAO Lintao[2], *Student Member*, *CPSS*

(1. State Grid Hebei Electric Power Research Institute, Shijiazhuang 050021, China; 2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Under weak grid conditions, the grid-connected inverter (GCI) commonly employs a type-II Phase-Locked Loop (PLL) system, which is prone to interaction with the grid impedance, leading to instability issues characterized by low-frequency oscillations. A traditional solution aimed at enhancing GCI stability by reducing the type-II PLL's bandwidth. However, this approach compromises the dynamic performance of the PLL and its adaptability to a wide range of grid impedance variations. To address this, the traditional Type-II PLL was replaced by Type-I PLL, significantly improving the stability of GCI in weak grids without degrading the PLL's dynamic performance. Furthermore, to tackle the phase-locking error issue in type-I PLLs during significant grid frequency fluctuations, an adaptive feedforward method for frequency control is introduced. This enhancement transforms the type-I PLL into a quasi-type-I PLL, eliminating phase tracking errors and enhancing the stability and dynamic performance of GCI in weak grid environments. Both simulation and experimental results confirm the validity and efficacy of the proposed methods.

Keywords: Weak grid; grid-connected inverter; stability; type-I PLL; quasi-type-I PLL

收稿日期：2024-04-18；**修回日期**：2024-05-20；**录用日期**：2024-06-02；**网络首发日期**：2024-07-14

基金项目：国家电网有限公司科技资助项目(TSS2022-09)

This work is supported by the State Grid Corporation of China under the grant TSS2022-09

新能源并网逆变器GCI (grid-connected inverter)

由于控制环路复杂，具有多时间尺度的特点，因此在并网运行过程中存在宽频带振荡的问题[1-4]。弱电网条件下，跟网型 GCI 的失稳现象通常是由锁相环 PLL (phase-locked loop)和电网阻抗在低频段的交互作用产生的[1,3-7]。随着新能源发电、储能装机容量的快速增长，交流电网呈现越来越弱的趋势，使得以 PLL 作为同步方式的跟网型 GCI 的稳定性面临诸多挑战。

弱电网下 PLL 主导的 GCI 稳定性问题已成为近年来众多学者的研究热点[8-11]。文献[8]通过添加 PLL 前置滤波器来提高 GCI 对弱电网的适应性；文献[9]提出了一种以并网点电压、电流为输入信号的 PLL，以适应电网阻抗的宽范围变化；文献[10]将传统 PLL 的比例积分 PI (proportion integration)控制器替换为二阶振荡环节，提高了对弱电网的适应性；文献[11]提出了一种可以提供一定惯性和阻尼的 PLL 结构，并进行阻抗重塑，提高了 GCI 系统的相位裕度。但是，目前使用最广泛的 PLL 仍然是基于 PI 控制器的同步旋转坐标系锁相环 SRF-PLL (synchronous rotating frame phase-locked loop)，由于其开环传递函数在原点处有 2 个极点，故被称为Ⅱ型系统[12-14]。许多研究指出，通过降低Ⅱ型 PLL 带宽可以提高 GCI 在弱电网下的小信号稳定性[5,15-17]，但这也会降低 PLL 的跟踪速度，进而影响并网电流的动态响应性能；还有研究通过增加在线阻抗测量装置，从而根据电网强弱自适应调节 PLL 带宽或其他控制参数[18]，但实现难度大、成本高。相比之下，基于 P 控制器的Ⅰ型 PLL，因为减少了 1 个积分环节，所以拥有更好的动态性能和稳态性能，但由于其对频率波动时的相位跟踪存在误差，因此实际中很少采用[12-14]；目前也缺乏Ⅰ型 PLL 对 GCI 小信号稳定性影响的分析和实际应用的探讨。

针对上述问题，本文基于复矢量模型对传统Ⅱ型 SRF-PLL 与电网阻抗的交互现象进行深入分析，探究了 SRF-PLL 带宽对并网稳定性的影响；将 SRF-PLL 的控制器优化为 P 控制器，使 PLL 降为Ⅰ型系统，以此来提高对弱电网的适应性；进一步，重点针对电网频率波动时Ⅰ型 PLL 跟踪电网相位存在静差的不足，设计了频率前馈自适应环节，使其成为准Ⅰ型 PLL，消除了相位跟踪误差。理论分析和实验结果表明，准Ⅰ型 PLL 比传统Ⅱ型 PLL 更适应弱电网条件，可以实现对电网相位的准确跟踪。

1 导纳模型

为了分析弱电网下 PLL 对并网系统稳定性的影响，本文采用复矢量方法对典型三相 LCL 跟网型 GCI 建立序导纳模型，电路拓扑及控制环路如图 1 所示。图中：主电路为三相桥式逆变器；U_{dc} 为直流母线电压；L_1 为 GCI 侧滤波电感；L_2 为电网侧滤波电感；R_d 为阻尼电阻；C_f 为滤波电容；L_g 为电网等效电感；u_{PCC} 为并网公共点 PCC (point of common coupling)电压；i_{gabc} 为三相入网电流；u_g 为电网电源电压；θ_{PLL} 为 PLL 输出相位；$\boldsymbol{i}_{dq}$ 为 dq 坐标系下的 dq 轴流电流，$\boldsymbol{i}_{dq}=i_d+\mathrm{j}i_q$；$\boldsymbol{I}_{dq\mathrm{ref}}$ 为 dq 轴指令电流参考值，$\boldsymbol{I}_{dq\mathrm{ref}}=I_{d\mathrm{ref}}+\mathrm{j}I_{q\mathrm{ref}}$；$K_f$ 为电网电压前馈系数；u_{mabc} 为调制信号；$G_{c,dq}(s)$ 为 dq 坐标系下电流环 PI 控制器的传递函数，其表达式为

$$G_{c,dq}(s)=K_P+\frac{K_I}{s} \tag{1}$$

式中，K_P 和 K_I 分别为电流环比例系数和积分系数。

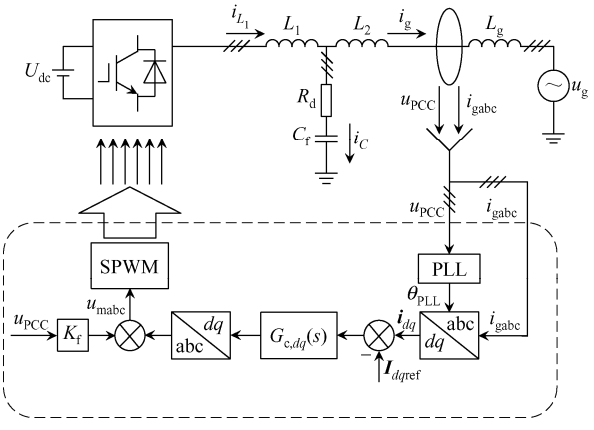


图 1 GCI 电路拓扑及控制环路

Fig. 1 Circuit topology and control loop of GCI

SRF-PLL 小信号控制框图如图 2 所示。图中，θ_g 为输入电网相位；U_{PCC} 为 PCC 点电压矢量的幅值；

u_q为 q 轴电压小信号；$G(s)$为 PLL 控制器；ω_f为系统前馈角频率；ω_{PLL}为 PLL 输出的角频率；θ_{PLL}为 PLL 输出的相位。根据图 2 可得 PLL 闭环传递函数为

$$\frac{\theta_{PLL}}{\theta_g}=\frac{U_{PCC}G(s)}{s+U_{PCC}G(s)} \tag{2}$$

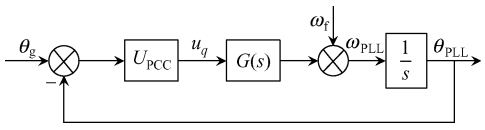


图 2　SRF-PLL 小信号控制框图

Fig. 2 Small-signal control block diagram of SRF-PLL

系统线性化后的小信号控制框图如图 3 所示，图中 $\boldsymbol{u}_{PCC,dq}$、$\boldsymbol{u}^*_{PCC,dq}$分别为 dq 坐标系下角正负序电压矢量；$G_{d,dq}(s)$、$\boldsymbol{Y}_{L_1C,dq}(s)$ 和 $\boldsymbol{Y}_{X,dq}(s)$的具体表达式见参考文献[15]；导纳 $\boldsymbol{G}_{PLL,I,dq}$ 和 $\boldsymbol{G}_{PLL,U,dq}$ 的表达式分别为

$$\boldsymbol{G}_{PLL,I,dq}=\mathrm{j}I_{L_2,dq}\frac{\Delta\theta}{\Delta u_q}=\frac{I_{L_2,dq}}{2}\frac{G(s)}{s+U_dG(s)} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{G}_{PLL,U,dq}=\mathrm{j}U_{c,dq}\frac{\Delta\theta}{\Delta u_q}=\frac{U_{c,dq}}{2}\frac{G(s)}{s+U_dG(s)} \tag{4}$$

式中：$\boldsymbol{I}_{L_2,dq}$为反馈电流幅值矢量；$\boldsymbol{U}_{c,dq}$为调制波幅值矢量；U_d为 d 轴电压幅值。具体建模过程可参考文献[15]，这里不再赘述。

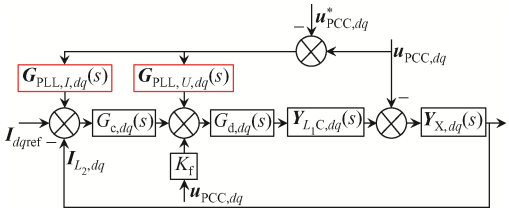


图 3　考虑 PLL 动态时 GCI 的小信号控制框图

Fig. 3 Small-signal control block diagram of GCI

为便于后续分析，GCI 基本参数和Ⅱ型 PLL 控制器参数分别见表 1 和表 2。

本文采用文献[19]中 GCI 等效单输入单输出 SISO (single-input single-output)导纳 $\boldsymbol{Y}_{SISO}$与电网导纳 $\boldsymbol{Y}_{g11}$之比来分析 GCI 与电网导纳之间的交互作用。$\boldsymbol{Y}_{PP}$、$\boldsymbol{Y}_{PN}$、$\boldsymbol{Y}_{NP}$、$\boldsymbol{Y}_{NN}$为建模得到的序导纳模型，设 $\boldsymbol{Y}_{g11}=1/(sL_g)$、$\boldsymbol{Y}_{g22}=1/[(s-\mathrm{j}2\omega_0)L_g]$，$\omega_0$ 为电网额定角频率，则 GCI 系统的等效 SISO 导纳可表示为

$$\boldsymbol{Y}_{SISO}=\boldsymbol{Y}_{PP}-\frac{\boldsymbol{Y}_{PN}\boldsymbol{Y}_{NP}}{\boldsymbol{Y}_{NN}+\boldsymbol{Y}_{g22}} \tag{5}$$

表 1　GCI 基本参数

Tab. 1 GCI related parameters

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	700
电网相电压 U_g/V	311(50Hz)
逆变器侧电感 L_1/mH	2.00
滤波器网侧电感 L_2/mH	0.75
滤波电容 C_f/μF	10
无源阻尼电阻 R_d/Ω	3
开关频率/kHz	20
采样频率/kHz	20
电流环 PI 控制器 $G_{c,dq}$	10+600/s
电网电压前馈系数 K_f	0
视在功率 S/kV·A	20
指令电流 $\boldsymbol{I}_{dqref}$/A	42.87

表 2　Ⅱ型 PLL 控制器参数

Tab. 2 Type-II PLL controller parameters

带宽/Hz	PLL 控制器表达式 $G(s)$
f_{PLL}=250	2.77+1 197.30/s
f_{PLL} =200	2.08+673.66/s
f_{PLL} =150	1.39+299.32/s
f_{PLL} =100	0.69+74.83/s
f_{PLL} =75	0.35+18.71/s

2　改进方法

图 2 所示的 PLL 控制器采用 PI 控制器时，式(2)可以展开为

$$W_{PLL}(s)=\frac{\theta_{PLL}}{\theta_g}=\frac{U_{PCC}(K_{P,PLL}s+K_{I,PLL})}{s^2+U_{PCC}(K_{P,PLL}s+K_{I,PLL})}=\frac{2\xi\omega_n s+\omega_n^2}{s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2} \tag{6}$$

式中：$K_{P,PLL}$和 $K_{I,PLL}$分别为 PLL PI 控制器的比例系数和积分系数；ξ为阻尼系数；ω_n为自然角频率。

将 PLL 看作二阶系统，静止坐标系下的带宽可表示为

$$f_{PLL}=\frac{1}{2\pi}\left(\omega_n\sqrt{1+2\xi^2+\sqrt{2+4\xi^2+4\xi^4}}+\omega_0\right) \tag{7}$$

式中，ω_0=100π rad/s。

弱电网下，降低Ⅱ型 PLL 带宽可以在一定程度上提高并网系统稳定性，这是目前一种有效提高稳定性的传统方法，但该方法会导致系统动态性能大幅下降。而 PLL 的动态性能主要由 P 控制器决定，若将 $G(s)$中的积分环节去掉，改用 P 控制器，将 PLL 降为Ⅰ型系统，那么 PLL 的闭环传递函数可表示为

$$W'_{\mathrm{PLL}}(s)=\frac{\theta_{\mathrm{PLL}}}{\theta_{\mathrm{g}}}=\frac{U_{\mathrm{PCC}}K_{\mathrm{P,PLL}}}{s+U_{\mathrm{PCC}}K_{\mathrm{P,PLL}}}=\frac{1}{Ts+1} \tag{8}$$

式中，T 为一阶系统的时间常数。

一般来说，对于不同阶数的系统，时域下的调节时间 t_{s}更能直观反映系统的动态性能。文中的Ⅱ型 PLL 和Ⅰ型 PLL 分别对应二阶系统和一阶系统；根据经典控制理论，Ⅱ型和Ⅰ型 PLL 的调节时间(5%误差带)分别为

$$\begin{cases} t_{\mathrm{s}}^{\mathrm{II}}\approx\dfrac{3}{\zeta\omega_{\mathrm{n}}}=\dfrac{6}{U_{\mathrm{PCC}}K_{\mathrm{P,PLL}}} \\ t_{\mathrm{s}}^{\mathrm{I}}\approx 3T=\dfrac{3}{U_{\mathrm{PCC}}K_{\mathrm{P,PLL}}} \end{cases} \tag{9}$$

由式(9)可以看出，Ⅱ型 PLL 和Ⅰ型 PLL 的调节时间主要是由比例系数 $K_{\mathrm{P,PLL}}$决定的，且比例系数相同时，Ⅰ型 PLL 调节时间是Ⅱ型 PLL 的一半，即Ⅰ型 PLL 调节速度更快。

在调节时间 t_{s} 相同时，文献[20]对采用Ⅰ型 PLL 和Ⅱ型 PLL 时 GCI 的大扰动稳定性进行了对比分析，同时指出了Ⅰ型 PLL 可能存在跟踪误差的不足。目前缺少采用Ⅰ型 PLL 时对 GCI 小扰动稳定性的研究。

2.1 Ⅰ型 PLL 对稳定性的改善

根据《IEEE Std 1204—1997》规定，电网短路比 SCR(short circuit ratio)大于 3 时定义为强电网，2~3 时定义为弱电网，小于 2 时定义为极弱电网[21]。本文主要研究在弱电网或极弱电网时，考虑 PLL 与电网阻抗交互情况下 GCI 的稳定性问题。

文献[12-14]指出，单独的Ⅰ型 PLL 比Ⅱ型 PLL 是有更优的动态性能和稳定性；但是 PLL 只是 GCI 系统的一部分，下面将利用建立的导纳模型比较分析Ⅰ型 PLL 和Ⅱ型 PLL 对整个 GCI 系统稳定性的影响。

在电网电感 L_{g}=8 mH(SCR=2.89)条件下，采用Ⅱ型 PLL(f_{PLL}=200 Hz、t_{s}=9.27 ms)和直接去掉其积分环节后的Ⅰ型 PLL(f_{PLL}=153 Hz、t_{s}=4.63 ms)时，GCI 与电网导纳交互结果如图 4 所示。可以看出，弱电网条件下，在 2 个系统交互的低频段，采用Ⅰ型 PLL 的 GCI 等效导纳的幅值和相移均更小，提高了 GCI 无源区的范围，从而增强了 GCI 对弱电网的鲁棒性。采用Ⅱ型 PLL 时相位裕度为−0.4°，系统失稳；而采用Ⅰ型 PLL 时相位裕度为 43.1°，系统稳定。相比之下，采用Ⅰ型 PLL 使系统相位裕度提高了 43.5°，此时虽然 PLL 带宽由 200 Hz 降为了 153 Hz，但是因为 2 个系统阶数不同，所以响应速度并不会降低，且Ⅰ型 PLL 调节时间(4.63 ms)仅约为Ⅱ型 PLL 调节时间(9.27 ms)的一半。所以，将Ⅱ型 PLL PI 控制器的积分环节去掉($K_{\mathrm{I,PLL}}$=0)，比例系数保持不变，构成的Ⅰ型 PLL 可以在一定程度上提高并网系统的稳定性，同时也不会降低 PLL 的响应速度。

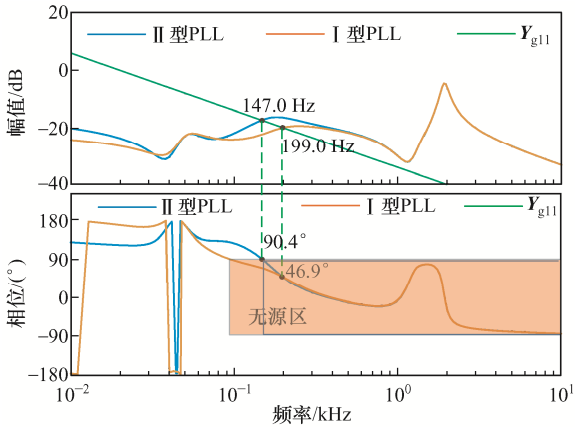


图 4 采用不同 PLL 时 GCI 与电网交互 Bode 图

Fig. 4 System interactions under different PLL

需要指出，在实际应用中，为滤除电网中的干扰，PLL 的前端一般会加入截止频率较高的低通滤波器；若电网谐波较大或者电网出现严重不对称时，则可进一步加入适当截止频率的低通滤波环节，这并不影响弱电网下Ⅰ型 PLL 适应性更好这一结论。Ⅰ型 PLL 简单、实用，特别适用于在弱电网调试现场用来提升并网逆变器的稳定性。

2.2 Ⅰ型 PLL 的不足

Ⅰ型 PLL 只能对特定频率的正弦量实现无静差锁相，当频率波动时，Ⅰ型 PLL 输出存在锁相误差。本文将系统角频率前馈等于电网角频率时称为前馈匹配，否则称为前馈不匹配。当前馈匹配时，Ⅰ型 PLL 可以完全跟踪电网相位，不存在锁相误差；当角频率前馈不匹配时，Ⅰ型 PLL 将存在锁相误差，其误差[12-14]为

$$e_{\mathrm{ss}}=\sin^{-1}\left(\frac{\Delta\omega_{\mathrm{g}}}{K_{\mathrm{P,PLL}}U_{\mathrm{PCC}}}\right) \tag{10}$$

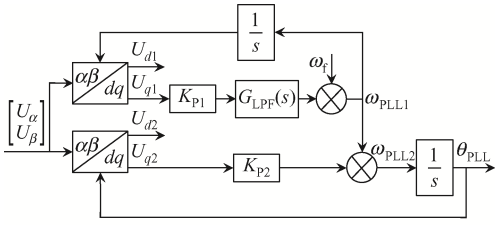
式中，$\Delta\omega_{\mathrm{g}}$ 为前馈角频率与电网角频率之差，即 $\Delta\omega_{\mathrm{g}}=\omega_{\mathrm{f}}-\omega_{\mathrm{g}}$。

电网频率波动时，会导致 PLL(角)频率前馈不匹配，从而出现相位跟踪误差。然而，对于实际电网，频率波动范围都有严格的限制。根据相关标准，我国电力系统的正常频率偏差允许值为±0.2 Hz；当系统容量较小时，频率偏差值可以放宽到±0.5 Hz[22]。由式(10)可得，频率波动 0.5 Hz 引起的相位跟踪误差只有 0.298°，误差很小，可以忽略；但是，在频率波动要求较低的场景，如船舶电力系统中，频率偏差值最大可放宽为±10%[23]，此时相位跟踪误差达到 2.780°，不可忽略。

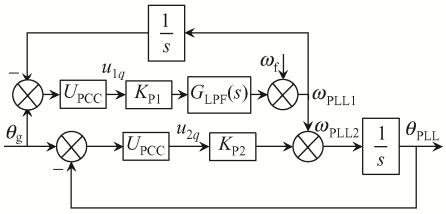
综上，一般情况，当电网频率波动较小时，将前馈频率设置为 50 Hz，Ⅰ型 PLL 产生的相位跟踪误差很小，基本不影响并网性能，可以直接应用于并网系统中；频率波动较大时，产生的相位跟踪误差不可忽略，需要采取进一步措施。

2.3 准Ⅰ型 PLL 的提出

由第 2.2 节的分析可知，电网频率波动时Ⅰ型 PLL 跟踪电网相位将存在误差，这是Ⅰ型 PLL 的不足之处。如果让 PLL 的前馈频率跟随电网频率变化，那么就可以实现前馈频率的自适应，从而使Ⅰ型 PLL 实现相位的无静差跟踪。本文提出的前馈(角)频率自适应 PLL 控制框图如图 5(a)所示，由 1 个Ⅰ型 PLL 和 1 个Ⅰ型频率跟踪环构成；图中，U_α、U_β 为静止坐标系下 PCC 点电压；K_{P1}、K_{P2} 为 P 控制器参数；$G_{\mathrm{LPF}}(s)$ 为低通滤波器；ω_{PLL1} 为频率跟踪环的输出(角)频率；ω_{PLL2} 为 PLL 的输出(角)频率。图 5 的主体部分是Ⅰ型 PLL，所以将这种结构的 PLL 称为“准Ⅰ型 PLL”。图 5(b)为准Ⅰ型 PLL 小信号线性化后的控制框图。



(a) 控制框图



(b) 小信号控制框图

图 5　准Ⅰ型 PLL 控制框图

Fig. 5 Control block diagram of quasi-type-Ⅰ PLL

由图 5(b)可得，PLL 闭环传递函数表达式为

$$M_{\mathrm{PLL,adp}}(s)=\frac{\theta_{\mathrm{PLL}}}{\theta_{\mathrm{g}}}=\left\{\frac{K_{\mathrm{P1}}sG_{\mathrm{LPF}}(s)}{K_{\mathrm{P2}}[s+U_{\mathrm{PCC}}K_{\mathrm{P1}}G_{\mathrm{LPF}}(s)]}+1\right\}\frac{U_{\mathrm{PCC}}K_{\mathrm{P2}}}{s+U_{\mathrm{PCC}}K_{\mathrm{P2}}} \tag{11}$$

PLL 输出相位与 q 轴电压 u_{2q} 的关系为

$$u_{2q}=(\Delta\theta_{\mathrm{g}}-\Delta\theta_{\mathrm{PLL}})U_{\mathrm{PCC}} \tag{12}$$

将式(11)代入式(12)可得

$$u_{2q}=U_{\mathrm{PCC}}\left[\frac{1-M_{\mathrm{PLL,adp}}(s)}{M_{\mathrm{PLL,adp}}(s)}\right]\Delta\theta_{\mathrm{PLL}} \tag{13}$$

PCC 点旋转坐标系的电压是经过 Park 变换得到的，采用复数表示的 Park 变换为

$$\boldsymbol{U}_{dq}=\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\theta_{\mathrm{PLL}}}\boldsymbol{U}_{\alpha\beta}=(\boldsymbol{U}_{2dq}+\Delta\boldsymbol{u}_{2\mathrm{dq}})\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Delta\theta_{\mathrm{PLL}}}\approx \boldsymbol{U}_{2dq}+\Delta\boldsymbol{u}_{2dq}-\mathrm{j}\boldsymbol{U}_{2dq}\Delta\theta_{\mathrm{PLL}} \tag{14}$$

由式(14)提取小信号得 u_{2q}，具体为

$$u_{2q}=\Delta u_{2q}-U_d\Delta\theta_{\mathrm{PLL}} \tag{15}$$

稳态时，d 轴与电压相量重合，有 $U_{\mathrm{PCC}}=U_d$。将式(13)代入式(15)可得

$$\frac{\Delta\theta_{\mathrm{PLL}}}{\Delta u_{2q}}=\frac{M_{\mathrm{PLL,adp}}(s)}{U_{\mathrm{PCC}}}=\left\{\frac{K_{\mathrm{P1}}sG_{\mathrm{LPF}}(s)}{K_{\mathrm{P2}}[s+U_{\mathrm{PCC}}K_{\mathrm{P1}}G_{\mathrm{LPF}}(s)]}+1\right\}\frac{K_{\mathrm{P2}}}{s+U_{\mathrm{PCC}}K_{\mathrm{P2}}} \tag{16}$$

类似地，将式(16)代入到式(3)和式(4)PLL 引入的导纳 $\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL},I,dq}$ 和 $\boldsymbol{G}_{\mathrm{PLL},U,dq}$ 表达式中，即可获得采用准Ⅰ型 PLL 的 GCI 导纳模型。考虑电网的实际情况，为了尽可能减小频率跟踪环对原Ⅰ型 PLL 动态响应和稳定性的影响，频率跟踪环控制器 K_{P1} 应采用较小的比例系数，使其输出频率变化较慢。设 2 个比例系数的关系为

$$K_{\mathrm{P1}}=K_{\mathrm{adj}}K_{\mathrm{P2}} \tag{17}$$

式中，K_{adj} 为比例调节系数。

当 K_{adj} 在 0~1.0 范围内变化时，GCI 系统主导稳定性的根轨迹如图 6 所示。可以发现，电网处于临界弱电网(L_{g}=7.5 mH，SCR=3)、临界极弱电网(L_{g}=11.5 mH，SCR=2)时，K_{adj} 的最优值均为 0.2 左右。当 K_{adj} 较小(K_{adj}<0.2)时，随着 K_{adj} 增大，PLL 会强化 GCI 的稳定性；当 K_{adj} 较大(K_{adj}>0.2)时，随着 K_{adj} 增大，PLL 会弱化 GCI 的稳定性；所以，为了适应更宽的 SCR 范围，取 K_{adj}=0.1。准Ⅰ型 PLL 的控制参数见表 3。

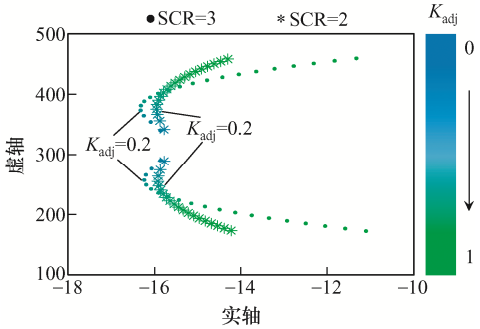


图 6 不同 SCR 下 GCI 的根轨迹

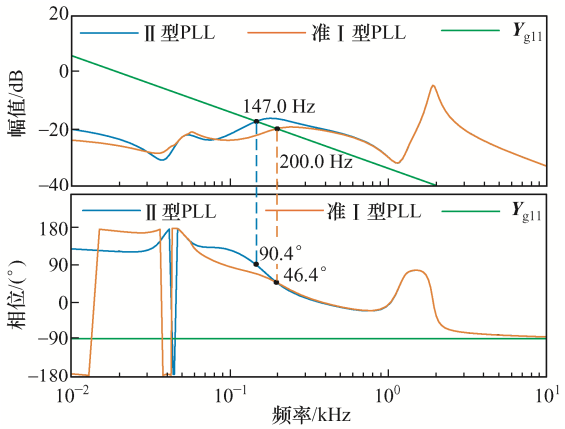
Fig. 6 Root locus of GCI under different SCR

表 3 准Ⅰ型 PLL 控制参数

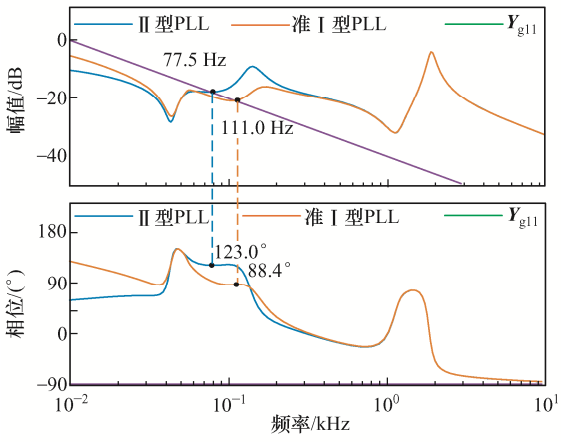
Tab. 3 Quasi-type Ⅰ PLL control parameters

参数	数值
准Ⅰ型 PLL 比例系数 K_{P1}	0.208 14
准Ⅰ型 PLL 比例系数 K_{P2}	2.081 40
低通滤波器 G_{LPF}	31.4/(s+31.4)
前馈(角)频率 ω_{f}/(rad/s)	100π

在 L_{g}=8 mH (SCR=2.89，弱电网)条件下，GCI 与电网导纳交互情况如图 7(a)所示。可以发现，采用Ⅱ型 PLL(f_{PLL}=200 Hz，t_{s}=9.27 ms)时相位裕度为 −0.4°，系统失稳；采用准Ⅰ型 PLL(f_{PLL}= 153 Hz，t_{s}=4.63 ms)时系统相位裕度为 43.6°，稳定性得到了较大幅度的提高。在 L_{g}=17 mH (SCR=1.36，极弱电网)条件下，导纳交互情况如图 7(b)所示。由图可知，采用Ⅱ型 PLL(f_{PLL}=200 Hz)时系统相位裕度为−33°，采用准Ⅰ型 PLL(f_{PLL} =153 Hz)时相位裕度为 1.6°，系统稳定性得到了提高。L_{g}=17 mH 条件下，将Ⅱ型 PLL 带宽降低至 75 Hz (t_{s}=55.6 ms)，导纳交互情况如图 8 所示。图中，带宽为 200 Hz 时系统失稳；带宽为 75 Hz 时系统在 40.0 Hz 处为正穿越，幅值小于 1；在 61.3 Hz 处为负穿越，幅值大于 1，系统依然不稳定。



(a) SCR=2.89



(b) SCR=1.36

图 7 采用不同 PLL 时 GCI 与电网交互 Bode 图

Fig. 7 System interactions under different PLL

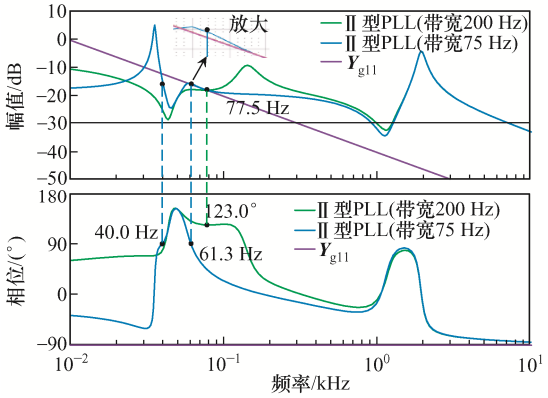


图 8　Ⅱ型 PLL 带宽降至 75 Hz 时的导纳交互情况(SCR=1.36)

Fig. 8 System interactions when the bandwidth of type-II PLL reduced to 75 Hz(SCR=1.36)

由上述分析可知，准Ⅰ型 PLL 在弱电网和极弱电网条件下均可以较大幅度地提高系统的稳定性。

3　仿真验证

在 Simulink 中搭建仿真平台，对提出的Ⅰ型和准Ⅰ型 PLL 进行仿真验证，仿真参数见表 1、表 2 和表 3。

模拟电网等效电感 L_g=8 mH(SCR=2.89)条件下，采用Ⅱ型 PLL 时，带宽为 200 Hz(t_s=9.27 ms)的三相入网电流，其仿真结果如图 9 所示，系统为失稳状态；经快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)分析，A 相入网电流总谐波畸率 THD (total harmonic distortion)约 18.15%，波形畸变严重。

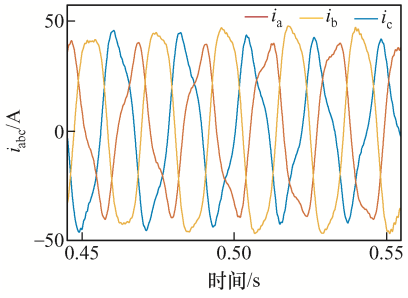


图 9　Ⅱ型 PLL 控制下的仿真波形(SCR=2.89)

Fig. 9 Simulation waveforms under type-Ⅱ PLL(SCR=2.89)

增大电网等效电感 L_g 至 17 mH(SCR=1.36)，若将Ⅱ型 PLL 带宽由 200 Hz 降低到 75 Hz (t_s=55.6 ms)，此时三相入网电流的仿真结果如 图 10 所示，系统严重失稳；经 FFT 分析，A 相入网电流 THD=26.91%，波形严重畸变。采用Ⅰ型和准Ⅰ型 PLL 时，PLL 带宽均为 153 Hz (t_s= 4.63 ms)，此时三相入网电流的仿真结果如图 11 和图 12 所示，系统均为稳定运行状态；经 FFT 分析，A 相入网电流 THD 分别为 1.63%和 1.56%，满足相关国家标准的要求[24]。对比仿真结果可得，大幅度降低Ⅱ型 PLL 的带宽仍可能达不到理想的效果，相比之下，凸显了Ⅰ型和准Ⅰ型 PLL 的优势。

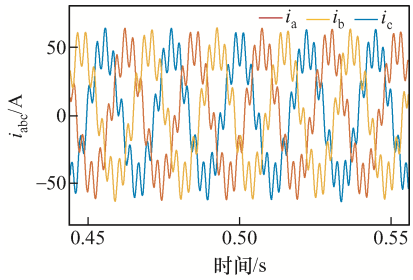


图 10　Ⅱ型 PLL 控制下的仿真波形(SCR=1.36)

Fig. 10 Simulation waveforms under type-Ⅱ PLL(SCR=1.36)

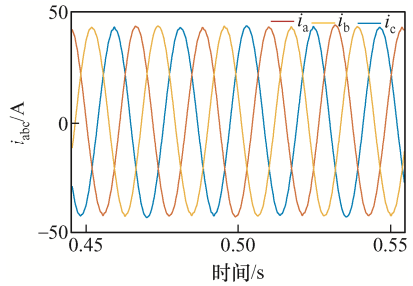


图 11　Ⅰ型 PLL 控制下的仿真波形(SCR=1.36)

Fig. 11 Simulation waveforms under type-Ⅰ PLL(SCR=1.36)

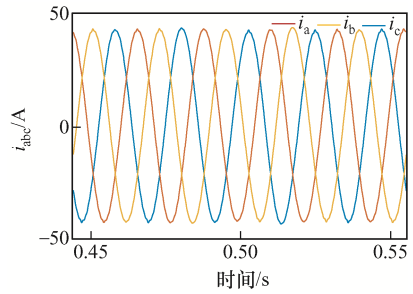


图 12　准Ⅰ型 PLL 控制下的仿真波形(SCR=1.36)

Fig. 12 Simulation waveforms under quasi-type-Ⅰ PLL(SCR=1.36)

4 实验验证

为进一步验证本文所提出Ⅰ型和准Ⅰ型 PLL 的控制效果，在实验室搭建了 1 台 720 V·A 的三相 LCL 型并网逆变器样机。控制器采用 DSP- 28335，主电路采用 IPM 模块，用电网模拟器 IT7900P 模拟电网，具体参数见表 4 和表 5。

表 4 实验条件下的 GCI 基本参数

Tab.4 GCI related parameters under experimental conditions

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	140
电网相电压 U_g/V	60(50 Hz)
逆变器侧电感 L_1/mH	2.00
滤波器网侧电感 L_2/mH	0.75
滤波电容 C_f/μF	10.3
无源阻尼电阻 R_d/Ω	3.5
开关频率/kHz	20
采样频率/kHz	20
电流环 PI 控制器 $G_{c,dq}$	10+600/s
电网电压前馈系数 K_f	0
视在功率 S/V·A	720
指令电流 $\boldsymbol{I}_{dqref}$/A	8

表 5 PLL 控制器参数

Tab.5 PLL controller parameters

参数	数值
G_{LPF}	31.4/(s+31.4)
K_{P1}	0.033×10.79
K_{P2}	10.79
Ⅱ型 PLL(f_{PLL}=100 Hz)	3.60+ 387.87/s
Ⅱ型 PLL(f_{PLL}=200 Hz)	10.79+3490.8/s

4.1 准Ⅰ型 PLL 锁相效果

因为实验室不方便模拟电网频率(50 Hz)突变的条件，所以在控制中人为施加不匹配的前馈频率来测试Ⅰ型和准Ⅰ型 PLL 输出的相位差。在强电网情况下(L_g=0)，对准Ⅰ型 PLL 的锁相效果进行验证。

为更好地说明准Ⅰ型 PLL 的跟踪性能，先将Ⅰ型 PLL 的前馈频率设置为 0，然后引入准Ⅰ型 PLL，A 相电流和 PCC 点 A 相电压波形如图 13 所示。可以发现，引入准Ⅰ型 PLL 控制前，电流与电压间存在较大相位差，根据式(10)可知相位差为 29°；施加准Ⅰ型 PLL 控制后，电流与电压相位在不到半个周期内就基本相同，动态性能良好。参考电流由半载向满载跳变的电流、电压实验波形如图 14 所示。可以发现，并网电流在跳变瞬间存在短暂的调节过程，半个工频周期内进入稳态，系统动态性能良好。

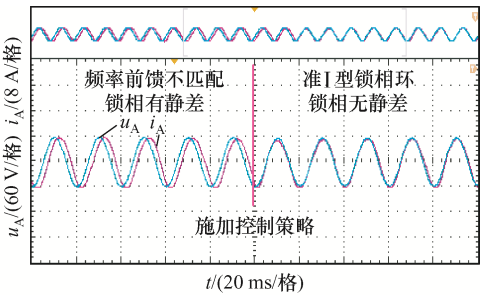


图 13 施加准Ⅰ型 PLL 控制前、后并网波形

Fig. 13 Experimental waveforms before and after applying quasi-type-Ⅰ PLL control

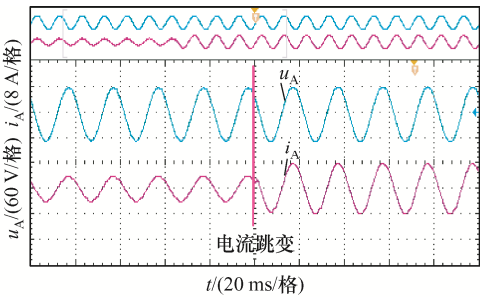


图 14 电流阶跃响应(准Ⅰ型 PLL)

Fig. 14 Current Step Response (quasi-type-Ⅰ PLL)

4.2 并网稳定性实验

电网等效电感 L_g=9.6 mH，SCR=2.49<3 的弱电网情况下，采用Ⅱ型 PLL 时(f_{PLL}=200 Hz，t_s=9.27 ms)，A 相电压、电流及电流的 FFT 分析波形如图 15 所示。可以发现，采用传统Ⅱ型 PLL 时，并网系统发生了失稳现象；经 FFT 分析，A 相入网电流振荡频率为正序 144 Hz 和负序 44 Hz，是弱电网下 PLL 与电网导纳交互产生的频率耦合现象，与理论分析相符。

电网等效电感 L_g=16.8 mH，SCR=1.42<2 时，为极弱电网情况。通过降低Ⅱ型 PLL 带宽的方法来提高稳定性，将带宽降低至 100 Hz 时(t_s=

27.8 ms)，并网实验结果如图 16 所示。由图可以发现，GCI 系统依然处于失稳状态；经 FFT 分析，振荡频率为正序 22.2 Hz 和正序 77.7 Hz，A 相入网电流 THD=21.74%>5.00%，不满足并网要求。采用准Ⅰ型 PLL 时(f_{PLL} =153 Hz，t_s =4.63 ms)，A 相电压、电流及电流的 FFT 分析波形如图 17 所示。由图可以看出，GCI 系统依然可以稳定运行；经 FFT 分析，A 相入网电流 THD=3.94%<5.00%，满足并网要求。

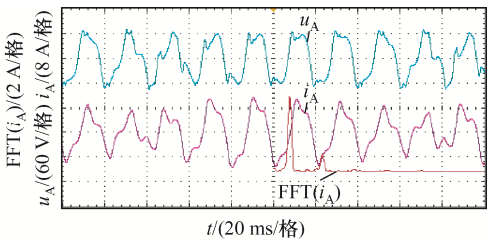


图 15　Ⅱ型 PLL 控制下的并网实验结果(SCR=2.49)

Fig. 15 Experimental waveforms under type-Ⅱ PLL control (SCR=2.49)

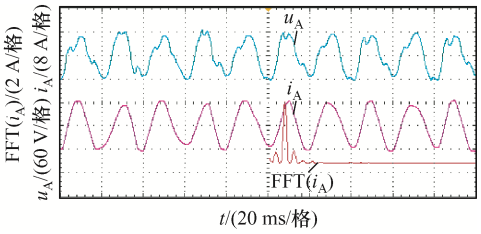


图 16　Ⅱ型 PLL 控制下的并网实验结果(SCR=1.42)

Fig. 16 Experimental waveforms under type-Ⅱ PLL control (SCR=1.42)

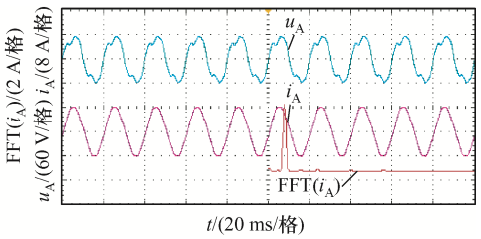


图 17　准Ⅰ型 PLL 控制下并网实验结果(SCR=1.42)

Fig. 17 Experimental waveforms under quasi-type-Ⅰ PLL control (SCR=1.42)

上述实验结果表明，本文提出的Ⅰ型和准Ⅰ型 PLL 可以在满足单位功率因数运行良好的并网电流质量和响应速度的情况下，大幅度提高弱电网下 GCI 运行的稳定性，比传统降低 PLL 带宽的方法更有优势。

5　结论

针对现有通过降低Ⅱ型 PLL 控制带宽提高弱电网下 GCI 稳定性存在的不足，本文提出采用Ⅰ型和准Ⅰ型 PLL 的方法，在保证 PLL 动态性能的情况下，有效提高了弱电网甚至极弱电网下 GCI 的稳定性，主要结论如下：

(1)固定Ⅱ型 PLL 阻尼系数条件下，降低 PLL 控制带宽可以提高弱电网下 GCI 的稳定性，但是效果有限，并且会大幅降低 PLL 的动态性能；

(2)采用Ⅰ型 PLL 比采用Ⅱ型 PLL 的并网逆变器对弱电网的适应性更强，电网频率波动小时其负面影响可忽略；

(3)针对电网频率波动较大时，Ⅰ型 PLL 锁相误差不可忽略的问题，提出了一种自适应(角)频率前馈方法，将Ⅰ型 PLL 改进为准Ⅰ型 PLL，消除了相位跟踪误差，提高了弱电网下并网逆变器的稳态性能和动态性能；

(4)仿真和实验验证了方法的正确性和有效性。

本文所提方法简单、实用、效果显著，特别适用于弱电网调试现场提升并网逆变器的稳定性。

参考文献：

[1] Wang Xiongfei, 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.

[2] 程成, 谢少军, 张晴晴, 等. 计及锁相环动态的单相并网逆变器建模及稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(1): 255-268.
Cheng Cheng, Xie Shaojun, Zhang Qingqing, et al. Overview of modeling and stability analysis for single-phase grid-connected inverters considering phase-locked loop dynamics [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(1): 255-268. (in Chinese)

[3] 张兴, 李明, 郭梓暄, 等. 新能源并网逆变器控制策略研究综述与展望[J]. 全球能源互联网, 2021, 4(5): 506-515.

Zhang Xing, Li Ming, Guo Zixuan, et al. Review and perspectives on control strategies for renewable energy grid-connected inverters [J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2021, 4(5): 506-515. (in Chinese)

[4] 张琳, 游龙翔, 宋美艺, 等. 基于自适应电压前馈的并网逆变器弱网致稳控制[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 137-150.
Zhang Lin, You Longxiang, Song Meiyi, et al. Weak grid stabilization control of grid-connected inverter based on adaptive voltage feedforward [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 137-150. (in Chinese)

[5] Wang Xiongfei, Taul M G, Wu Heng, et al. Grid-synchronization stability of converter-based resources—An overview [J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2020, 1: 115-134.

[6] 高子鹏, 肖国春, 田圆媛, 等. 考虑频率耦合的并网逆变器不同域控制的稳定性比较[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(15): 22-32.
Gao Zipeng, Xiao Guochun, Tian Yuanyuan, et al. Stability comparison of grid-connected inverters controlled in different domains considering frequency coupling [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(15): 22-32. (in Chinese)

[7] 蔡振兴, 潘红娜. 适用于弱电网的单相并网逆变器改进 IPT-PLL 技术[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 93-100.
Cai Zhenxing, Pan Hongna. Modified IPT-PLL technology for single-phase grid-connected inverter in weak grid [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 93-100. (in Chinese)

[8] 许津铭, 卞申一阳, 钱浩, 等. 弱电网下单相并网逆变器延时锁相环的鲁棒控制及优化方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(7): 2062-2070.
Xu Jinming, Bian Shenyiyang, Qian Hao, et al. Robust control and optimization of delay-based phase-locked loop of singlephase grid-connected inverters under weak grid conditions [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(7): 2062- 2070. (in Chinese)

[9] 杨明, 杨倬, 李玉龙, 等. 高渗透率下基于并网逆变器阻抗重塑的锁相环设计方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 554-566.
Yang Ming, Yang Zhuo, Li Yulong, et al. A phase-locked loop design method based on impedance remodeling of grid-connected inverter under high permeability [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 554-566. (in Chinese)

[10] 杨明, 赵月圆, 杨杰, 等. 高渗透率下一种提高 LCL 滤波并网逆变器鲁棒性的新型锁相环设计方案[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(10): 3938-3948.
Yang Ming, Zhao Yueyuan, Yang Jie, et al. A new phase-locked loop design scheme to improve the robustness of LCL filtered grid-connected inverters under high permeability [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2023, 43(10): 3938-3948. (in Chinese)

[11] 高家元, 肖凡, 姜飞, 等. 弱电网下具有新型 PLL 结构的并网逆变器阻抗相位重塑控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(20): 6682-6693.
Gao Jiayuan, Xiao Fan, Jiang Fei, et al. Grid-connected inverter impedance phase reshaping control with novel PLL structure in weak grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(20): 6682-6693. (in Chinese)

[12] Golestan S, Guerrero J M, Vasquez J C. Three-phase PLLs: A review of recent advances [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1894-1907.

[13] Golestan S, Freijedo F D, Vidal A, et al. A quasi-type-1 phase-locked loop structure [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6264-6270.

[14] Luo Wei, Wei Dafang. A frequency-adaptive improved moving-average-filter-based quasi-type-1 PLL for adverse grid conditions [J]. IEEE Access, 2020, 8: 54145-54153.

[15] Wang Xiongfei, Harnefors L, Blaabjerg F. Unified impedance model of grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1775-1787.

[16] 李明, 张兴, 郭梓暄, 等. 弱电网下基于 D 分割法的逆变器 PI 参数设计及稳定域分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(15): 139-153.
Li Ming, Zhang Xing, Guo Zixuan, et al. Proportional-integral parameter design for inverter based on D-partition method and its stability region analysis in weak grid [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(15): 139-153. (in Chinese)

[17] 张学广, 付志超, 陈文佳, 等. 弱电网下考虑锁相环影响的并网逆变器改进控制方法[J]. 电力系统自动化,

2018, 42(7): 139-145.
Zhang Xueguang, Fu Zhichao, Chen Wenjia, et al. An improved control method for grid-connected inverters considering impact of phase-locked loop under weak grid condition [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 139-145. (in Chinese)

[18] Luhtala R, Messo T, Reinikka T, et al. Adaptive control of grid-connected inverters based on real-time measurements of grid impedance: DQ-domain approach [C]// 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Cincinnati, OH, USA, 2017: 69-75.

[19] Zhang Chen, Cai Xu, Rygg A, et al. Sequence domain SISO equivalent models of a grid-tied voltage source converter system for small-signal stability analysis [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(2): 741-749.

[20] Wu Heng, Wang Xiongfei. Design-oriented transient stability analysis of PLL-synchronized voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3573-3589.

[21] Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power Engineering Society. IEEE Guide for Planning DC Links Terminating at AC Locations Having Low Short-circuit Capacities: IEEE Std 1204-1997(R2003)[S]. New York: the United States of America, 2003.

[22] 国家质量监督检验检疫总局, 中国国家标准化管理委员会. 电能质量 电力系统频率偏差: GB/T 15945—2008[S]. 北京: 中国标准出版社, 2008.
General Administration of Quality Supervision, Inspection and Quarantine of the People's Republic of China, Standardization Administration of the People's Republic of China. Power quality—Frequency deviation for power system: GB/T 15945—2008 [S]. Beijing: Standards Press of China, 2008. (in Chinese)

[23] 交通运输部. 码头岸电设施建设技术规范: JTS 155—2019[S]. 北京: 人民交通出版社, 2019.
Ministry of Transport. Technical Code of Shore-to-ship Power Supply System: JTS 155—2019 [S]. Beijing: China Communications Press, 2019. (in Chinese)

[24] 国家市场监督管理总局, 国家标准化管理委员会. 光伏发电并网逆变器技术要求: GB/T 37408—2019[S]. 北京: 中国标准出版社, 2019.
State Administration for Market Regulation, Standardization Administration of the People's Republic of China. Technical Requirements for Photovoltaic Gird-connected Inverter: GB/T 37408—2019 [S]. Beijing: Standards Press of China, 2019. (in Chinese)



胡雪凯

作者简介：

胡雪凯(1987—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：新能源并网调控，分布式电源并网控制。E-mail：719872361@qq.com。

孟良(1985—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：电力电子装置控制，分布式电源并网控制。E-mail：15133128069@139.com。

姬朋坤(1998—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：新能源并网逆变器建模及稳定性分析。E-mail：jpengkun1@163.com。

肖国春(1965—)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：分布式发电及电力电子系统建模。E-mail：xgc@mail.xjtu.edu.cn。

高子鹏(1998—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：新能源并网系统建模与稳定性分析。E-mail：g_zipeng@163.com。

肖霖涛(1998—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：新能源并网控制与稳定性分析。E-mail：ltxiao98@163.com。

(责任编辑：孙美菊)