DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.6.237 **中图分类号**：TM933 **文献标志码**：A

基于 SOGI 和 CDCCF 的复合前置滤波锁相环研究

石 径[1]，杨 军[2]，文 龙[1]，沈俊庆[1]，车广磊[1]，李淞轩[3]
(1.青海电研科技有限责任公司，西宁 810000；2.国网青海省电力公司电力科学研究院，西宁 810000；3.重庆大学电气工程学院，重庆 400044)

摘要：锁相环 PLL(phase-locked loop)是控制光伏逆变器实现并网同步的重要结构之一。针对 $\alpha\beta$ 型锁相环在电网发生不平衡故障和谐波干扰时检测频率和相位误差较大的问题，提出一种新型的基于交叉解耦复系数滤波器 CDCCF (cross decoupling complex coefficient filter)与二阶广义积分器 SOGI(second-order generalized integrator)这 2 种结构复合前置的 PLL，即 PFPLL(prefiltering PLL)。将具有特定次数谐波消除能力的二阶广义积分器多重消谐结构作为 PFPLL 的前置滤波环节；将具有反馈回路的 CDCCF 作为 PFPLL 的信号解耦环节，提出的 PFPLL 结构可消除电压不平衡和谐波分量，实现频率自适应。搭建了仿真模型和实验平台，并验证了 PFPLL 结构的滤波能力。

关键词：电网电压不平衡；谐波畸变；二阶广义积分器；复系数滤波器

Research on Prefiltering Phase-locked Loop Based on SOGI and CDCCF

SHI Jing[1], YANG Jun[2], WEN Long[1], SHEN Junqing[1], CHE Guanglei[1], LI Songxuan[3]
(1. Electrical Research Science and Technology Co., Ltd, Xining 810000, China; 2. Electric Power Research Institute, State Grid Qinghai Electric Power Company, Xining 810000, China; 3. College of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: Phase-locked loop (PLL) is one of the important structures to control photovoltaic inverters to realize grid-connected synchronization. Aimed at the problem that $\alpha\beta$-PLL will have large errors in the detection frequency and phase when unbalanced faults and harmonic interference occur in power grid, a novel prefiltering PLL (PFPLL) based on cross decoupling complex coefficient filter (CDCCF) and second-order generalized integrator (SOGI) is proposed in this paper. The SOGI with the capability of eliminating specific-order harmonics is used as the prefiltering link of PFPLL, and the CDCCF with a feedback loop is used as the signal decoupling link of PFPLL. The proposed PFPLL structure can eliminate voltage imbalance and harmonic components, thus realizing the frequency self-adaptation. A simulation model and an experimental platform were built, and results verified the filtering capability of PFPLL.

Keywords: Grid voltage imbalance; harmonic distortion; second-order generalized integrator (SOGI); complex coefficient filter

随着经济社会的不断发展，过度依赖不可再生能源造成的能源危机问题日益突出，各国政府都在新能源的开发与利用方面加大了投资力度。在此背景下，清洁、可再生、安全可靠的光伏并网发电因其诸多优点进入人们的视野。然而，随着光伏发电系统容量不断增大，其在电网发生故障时的运行状态关系着电力系统的稳定。低电压穿越 LVRT(low voltage ride through)是光伏并网发电系统中不可缺

收稿日期：2023-02-08；**修回日期**：2023-06-23；**录用日期**：2023-07-29；**网络首发日期**：2023-08-29
基金项目：国网青海省电力有限公司科技资助项目(SGTYHT/20-JS-224)
This work is supported by the Science and Technology Fund Project of State Grid Qinghai Electric Power Company under the grant SGTYHT/20-JS-224

少的一项重要功能，逐渐成为了学者们对光伏并网发电系统研究的焦点[1-2]。

LVRT 技术是指当电网发生电压暂降时，光伏系统仍然保持并网，甚至向电网提供无功功率，帮助电网恢复电压，直至电网重新恢复正常。在 LVRT 过程中，跟踪电网电压的幅值与相位至关重要。光伏系统通常分布在远离负荷中心的偏远地区，长距离输电线路与大量变压设备使得输电线路阻抗不可忽略，电网呈现高阻抗特性，即弱电网特性。在弱电网中，光伏逆变器与交流电网之间的交互作用在较宽的频率范围内会因谐波干扰出现不稳定现象。在弱电网条件下应用 LVRT 策略，对逆变器的同步方法提出了很高的要求。锁相环 PLL(phase locked- loop)是常用的获取相位信息的方法，PLL 的性能关系到后续控制环节的优劣，甚至关乎整个并网逆变系统的安全与稳定[3-7]。较为典型的锁相环结构是基于静止坐标系的 $\alpha\beta$-PLL。在三相电压对称稳定运行时，$\alpha\beta$-PLL 能够准确地进行锁相，但是在三相电网电压发生电压跌落、相位突变、频率突变以及谐波问题时，仅使用上述 PLL 结构难以准确地得到电网的同步信息[8]。在电网不对称工况下，由此产生的谐波会使得 $\alpha\beta$-PLL 输出的相位信息掺杂着 2 倍工频扰动。为解决该问题，文献[9-10]提出利用多重自适应陷波器 ANF(adaptive notch filter)生成一组正交信号来抵消谐波影响，这虽是一种可行的前置滤波方案，但 ANF 结构较复杂，解耦能力较弱；文献[11]对比论证了基于有源滤波器、Hilbert 变换和二阶广义积分器 SOGI (second-order generalized integrator)等几种单元组成的正交信号发生器各自前置在 $\alpha\beta$-PLL 的滤波性能，并指出以 SOGI 为基本结构的正交信号发生器具有良好的滤波性能；且由 SOGI 组成的解耦结构有较好的功能拓展性，可以作为改进 $\alpha\beta$-PLL 的一种可能的新型方案；文献[12-13]基于延时信号消除算法抑制谐波干扰，有较好的滤波性能，但控制环内引入的延时环节存在固有延迟，影响锁相环动态性能，而锁相环结构在三相不平衡情况下可在 2~3 个工频周期内跟踪电网基波频率是必要的，因为 LVRT 技术的关键是要解决复杂电网条件下电网故障检测技术和电网同步信息的获取问题；文献[14-18]采用了交叉解耦型复数滤波器对电网谐波干扰进行抑制，在保证滤波效果的同时有较好的动态性能。

本文基于交叉解耦复系数滤波器 CDCCF(cross decoupling complex coefficient filter)和 SOGI 的复合结构，提出一种前置滤波的锁相环设计，提高锁相速度，降低电网谐波干扰，以期在电网三相不平衡且存在谐波干扰的工况下仍然可以快速准确地获取电网相位和频率信息，实现锁相环对电网基频的准确跟踪，提高逆变器的同步性能，改善电网质量。

1 基于静止坐标系下的三相锁相环

在电网电压为三相对称电压时，静止坐标系锁相环无须经过 Park 变换，可减少因多次坐标变换增加的计算量，提升控制系统响应速度，在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下就可以实现相位锁定。静止坐标系下三相锁相环原理如图 1 所示。

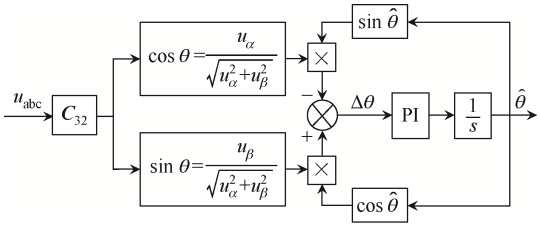


图 1 静止坐标系下三相锁相环原理

Fig. 1 Schematic of three-phase PLL under static coordinate system

图 1 所示的锁相环是一个非线性闭环反馈控制系统。输入的三相电压 u_{abc} 经过 Clarke 变换后变为电压 u_α 和 u_β，将其进行数学运算后得到输入信号的当前相位 θ，再与锁相环输出相位 $\hat{\theta}$ 进行运算得到

$$\sin\hat{\theta}\cos\theta-\cos\hat{\theta}\sin\theta=\sin(\hat{\theta}-\theta) \tag{1}$$

定义相位差 $\Delta\theta=\theta-\hat{\theta}$，锁相环输出相位 $\hat{\theta}$ 通过负反馈参与 $\Delta\theta$ 的计算，该负反馈过程会持续调节 $\Delta\theta$ 至 0 为止，此时 $\hat{\theta}=\theta$，达到锁相效果。

但当电网发生不对称故障时，u_α 与 u_β 包含的

谐波分量 $e_{\alpha h}$、$e_{\beta h}$ 为

$$\begin{cases} e_{\alpha h}=\sum\limits_{h=1}^{\infty}U_h^+\cos(h\omega t+\varphi_h^+)+U_h^-\cos(-h\omega t+\varphi_h^-) \\ e_{\beta h}=\sum\limits_{h=1}^{\infty}U_h^+\sin(h\omega t+\varphi_h^+)+U_h^-\sin(-h\omega t+\varphi_h^-) \end{cases} \tag{2}$$

式中：h 为谐波次数；ω 为输入频率；U_h^+、U_h^- 分别为 h 次谐波电压在 $\alpha\beta$ 轴下的正序分量、负序分量的幅值；φ_h^+、φ_h^- 分别为谐波电压正序分量、负序分量的初相角。

由式(2)可知，在存在谐波分量时，u_α 与 u_β 包含正负序耦合的谐波分量，$\alpha\beta$ 锁相环将难以锁定基波正序电压的相位。

2　基于复数滤波器与二阶广义积分器的前置滤波锁相环

2.1　复数滤波器与交叉解耦结构

由上文分析可知，需要对 Clarke 变换后的 U_α 和 U_β 进行正负序解耦与谐波滤除，以期得到基波正序电压相位。本文使用具有极性选择的一阶复数滤波器 CCF(complex coefficient filter)，其频率特性为

$$F_{1,2}(s)=\frac{\omega_c}{s\pm j\hat{\omega}+\omega_c} \tag{3}$$

式中：$\hat{\omega}$ 为电网频率；ω_c 为滤波器的截止频率。式(3)同时包含了正、负 2 种极性的 CCF 的频率特性。

为了实现正负序分量解耦，在正、负 2 种极性的 CCF 内引入交叉反馈通路，组合成交叉解耦型复数滤波器 CDCCF(cross decoupling complex coefficient filter)，其结构如图 2 所示。

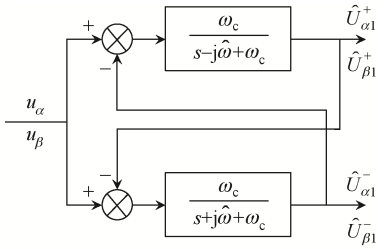


图 2　CDCCF 结构

Fig. 2 Structure of CDCCF

此时，CDCCF 的输入–输出关系为

$$\begin{cases} U_{\alpha\beta,1}^+(s)=\dfrac{\omega_c}{s-j\hat{\omega}+\omega_c}\left[U_{\alpha\beta}(s)-U_{\alpha\beta,1}^-(s)\right] \\ U_{\alpha\beta,1}^-(s)=\dfrac{\omega_c}{s+j\hat{\omega}+\omega_c}\left[U_{\alpha\beta}(s)-U_{\alpha\beta,1}^+(s)\right] \end{cases} \tag{4}$$

由式(4)可分别推导出正、负序分量的增益为

$$\begin{cases} \dfrac{U_{\alpha\beta,1}^+(s)}{U_{\alpha\beta}(s)}=\dfrac{\omega_c}{s-j\hat{\omega}+\omega_c}CNF^-(s) \\ \dfrac{U_{\alpha\beta,1}^-(s)}{U_{\alpha\beta}(s)}=\dfrac{\omega_c}{s+j\hat{\omega}+\omega_c}CNF^+(s) \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} CNF^+(s)=\dfrac{(s-j\hat{\omega})(s+j\hat{\omega}+\omega_c)}{s^2+2\omega_c s+\hat{\omega}^2} \\ CNF^-(s)=\dfrac{(s+j\hat{\omega})(s-j\hat{\omega}+\omega_c)}{s^2+2\omega_c s+\hat{\omega}^2} \end{cases} \tag{6}$$

由式(6)中 $CNF^-(s)$ 特性可知，若复变量 $s=-j\hat{\omega}$ 时 $CNF^-(s)=0$；而 $s=j\hat{\omega}$ 时 $CNF^-(s)$ 幅值增益为 1，无相移。这表明，正极性 CCF 消除负序基波分量，保留正序基波分量。同理可知，含 $CNF^+(s)$ 特性的负极性 CCF 消除正序分量，保留负序分量。综上所述，通过引入交叉反馈结构实现了正、负序分量的解耦与滤波。式(6)所表达的频率选择特性实际上与复陷波器 CNF(complex notch filter)特性相似[7]。若仅考虑输出正序分量的通路，可将图 2 所示结构等效为一阶 CCF 与二阶 CNF 级联。CDCCF 结构仅由 2 个 CCF 组成，相较于仅使用 SOGI 组成的解耦结构而言更简单。

当 $\hat{\omega}$(也即输入频率 ω)取100π rad/s、滤波器截止频率 ω_c 取不同值时，CDCCF 的幅频响应如图 3 所示。

由图 3 可见，在基波负序分量通过时，该结构可以将其衰减至 0；在基波正序分量通过时，则不会损失信号，可以实现基本的正、负序分量解耦功能，但 CDCCF 输出的正、负序分量中仍然包含较多的谐波。对比 3 种曲线可知，随着 ω_c 的增大，CDCCF 的幅频响应曲线表现为逐渐上移，说明残留的负序分量成分增多，滤波能力减弱。

另一方面，从系统的动态性能方面考虑 ω_c 的

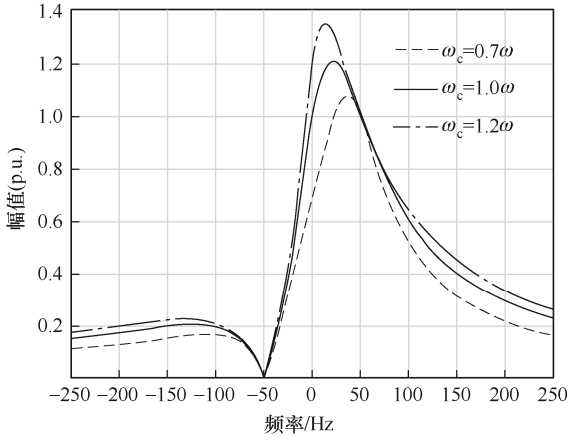


图 3 CDCCF 幅频响应(正序通路)

Fig. 3 Amplitude-frequency response of CDCCF (positive-sequence path)

参数设计。系统的动态性能主要由开环传递函数的极点所决定，实际上即为式(4)的分母部分。考察滤波器截止频率 ω_c 取不同值时系统极点的变化，系统的根轨迹如图 4 所示。

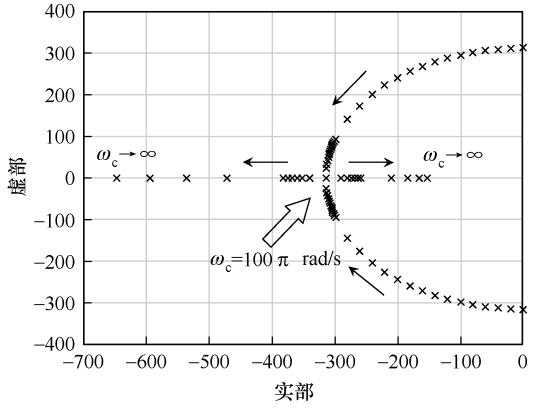


图 4 CDCCF 开环传递函数根轨迹

Fig. 4 Root locus of open-loop transfer function of CDCCF

由图 4 可知，ω_c 在逐渐增大的过程中，系统主导极点与虚轴距离存在最大值，即 ω_c 取 100π rad/s 时主导极点距离虚轴最远，系统极点重合在负实轴上，此时系统的动态响应最快。综合考虑幅频响应曲线与根轨迹，取 ω_c=100π rad/s。

2.2 基于二阶广义积分器的正交信号发生器与消谐模块

上文已经指出 CDCCF 滤波性能较弱。为减少输入信号中的谐波对信号解耦的影响，本文引入基于二阶广义积分器的正交信号发生器 SOGI-QSG (second-order generalized integrator-quadrature signal generator)，其可以实现高次谐波的滤除。SOGI-QSG 结构如图 5 所示。

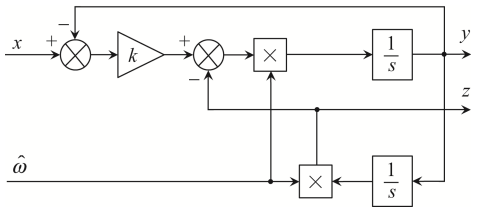


图 5 SOGI-QSG 结构

Fig. 5 Structure of SOGI-QSG

SOGI-QSG 的传递函数 $A_y(s)$ 和 $A_z(s)$ 为

$$\begin{cases} A_y(s)=\dfrac{y(s)}{x(s)}=\dfrac{k\omega_s s}{s^2+k\omega_s s+\omega_s^2} \\ A_z(s)=\dfrac{z(s)}{x(s)}=\dfrac{k\hat{\omega}^2}{s^2+k\omega_s s+\omega_s^2} \end{cases} \tag{7}$$

式中：ω_s 为系统谐振频率；$x(s)$ 和 $y(s)$ 、$z(s)$ 分别为输入信号和输出信号；k 为系统增益。若输入频率为 ω 的正弦信号，经分析可得 SOGI-QSG 的频率响应分别为

$$\begin{cases} \left|A_y\right|=\dfrac{k\omega_s\omega}{\sqrt{k\omega_s\omega^2+(\omega^2-\omega_s^2)^2}} \\ \angle A_y=\arctan\left(\dfrac{\omega_s^2-\omega^2}{k\omega_s\omega}\right) \end{cases} \tag{8}$$

$$\begin{cases} \left|A_z\right|=\dfrac{\omega_s}{\omega}\left|A_y\right| \\ \angle A_z=\angle A_y-\dfrac{\pi}{2} \end{cases} \tag{9}$$

由式(8)、式(9)可知，SOGI-QSG 输出的两路信号总是正交的，且对谐振频率以外的信号有衰减作用。若将谐振频率设置为电网频率，SOGI-QSG 可滤除输入信号的谐波，获得基波信号。

一般地，频率为 ω_0 的电网三相信号经过 Clarke 变换后的 $\alpha\beta$ 信号 x_α 、x_β 可写成

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} x_\alpha^+ \\ x_\beta^+ \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} x_\alpha^- \\ x_\beta^- \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} x_\alpha^h \\ \sum_{h=1}^{\infty} x_\beta^h \end{bmatrix} \tag{10}$$

式(10)包含了正序分量 $(x_\alpha^+$、$x_\beta^+)$ 、负序分量 $(x_\alpha^-$、$x_\beta^-)$ 和谐波分量(x_α^h 、x_β^h)。为表述方便，谐波分量仅考虑第 n 次谐波，用 x_α^{*n} 和 x_β^{*n} 表示。若信号经过

SOGI-QSG，将会分别输出 y_α、z_α 和 y_β、z_β，即

$$\begin{cases} y_\alpha = x_\alpha^+ + x_\alpha^- + x_\alpha^{*n} \\ z_\alpha = x_\beta^+ - x_\beta^- + \dfrac{1}{n}x_\beta^{*n} \end{cases} \tag{11}$$

$$\begin{cases} y_\beta = x_\beta^+ + x_\beta^- + x_\beta^{*n} \\ z_\beta = -x_\alpha^+ + x_\alpha^- - \dfrac{1}{n}x_\alpha^{*n} \end{cases} \tag{12}$$

式中：$x_\alpha^{*n} = \left|A_y\right|\Big|_{\omega=n\omega_0} U^n \cos(n\omega_0 t + \varphi^n + \angle A_y\Big|_{\omega=n\omega_0})$；$x_\beta^{*n} = \left|A_y\right|\Big|_{\omega=n\omega_0} U^n \sin(n\omega_0 t + \varphi^n + \angle A_y\Big|_{\omega=n\omega_0})$。

对比式(11)、式(12)，对输出量进行四则运算，可以消去特定次数的谐波。消谐后的输出变为

$$\begin{cases} x'_\alpha = \dfrac{1}{n}y_\alpha + z_\beta = \left(\dfrac{1}{n}-1\right)x_\alpha^+ + \left(\dfrac{1}{n}+1\right)x_\alpha^- \\ x'_\beta = \dfrac{1}{n}y_\beta - z_\alpha = \left(\dfrac{1}{n}-1\right)x_\beta^+ + \left(\dfrac{1}{n}+1\right)x_\beta^- \end{cases} \tag{13}$$

由此得到可消去特定次数谐波的消谐模块 HEM(harmonic elimination module)，其结构如图 6 所示。

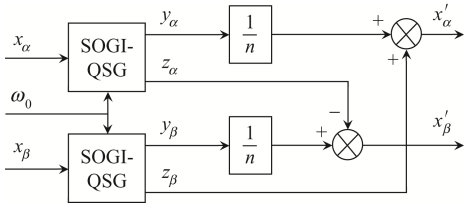


图 6　消谐结构

Fig. 6 Harmonic elimination structure

经过 n 次谐波消除后的信号，正序分量、负序分量以及除 n 次之外的谐波分量的幅值均有所变化。故考虑谐波分量，则输出可以重写为

$$x'_{\alpha\beta} = \left(\frac{1}{n}-1\right)x_{\alpha\beta}^+ + \left(\frac{1}{n}+1\right)x_{\alpha\beta}^- + \sum_{m=1,m\neq n}^{\infty}\left(\frac{1}{n}-\frac{1}{m}\right)x_{\alpha\beta}^{*m} \tag{14}$$

式(14)表明，n 次谐波分量被消除后，其他分量仅有幅值上的变化，而对于谐波分量，其衰减倍率与谐波次数有关，且对高次谐波有较强的抑制效果。输入信号在经过 HEM 后即可显著消去谐波。

2.3 前置滤波锁相环结构

本文提出基于 CDCCF 与 HEM 的前置滤波锁相环 PFPLL(prefiltering phase-locked loop)，其结构如图 7 所示。

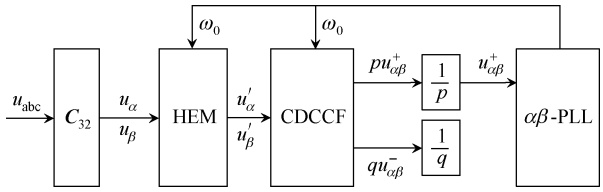


图 7　PFPLL 结构

Fig. 7 Structure of PFPLL

由图 7 可见，本文所提出的锁相环将滤波与解耦 2 个模块作为 $\alpha\beta$ 型锁相环的 2 个前置模块。前置 HEM 和 CDCCF 负责将经过 Clarke 变换的三相电压分离为正序分量与负序分量，并通过滤波提取出基波正序分量。此外，锁相环提取的 ω_0 将会反馈至前置 HEM 和 CDCCF 内，实现锁相环的频率自适应调节，以抵抗甚至削减电网频率波动引起的影响。

图 7 中，因使用 HEM 而引入了系数 p 和 q。HEM 在消除 n 次谐波的同时，也会改变正、负序分量幅值。在信号输入至 $\alpha\beta$-PLL 前，须将正、负序分量除以因滤波带来的变化系数 p 或 q。p、q 的具体计算式为

$$\begin{cases} p = \prod_{h=1}^{\infty}\left(\dfrac{1}{h}-1\right) \\ q = \prod_{h=1}^{\infty}\left(\dfrac{1}{h}+1\right) \end{cases} \tag{15}$$

式中，h 为使用 HEM 消去的所有特定次谐波的次数。

3　仿真和实验验证

3.1 PFPLL 性能仿真验证

现对本文提出的 PFPLL 性能进行验证，参数设置见表 1。

表 1　电网及滤波器参数设置

Tab. 1 Parameter setting of power grid and filter

参数	数值
基波频率 f/Hz	50
电网侧基波电压幅值 U_{abc}/kV	35
HEM 系统谐振频率/(rad/s)	314
HEM 系统增益 ζ	1.414
CCF 截止频率 ω_c/(rad/s)	314

在实际运行中，电网三相不对称运行时常伴有谐波干扰。将电网模型在发生单相故障的同时掺杂−5 次、7 次谐波，以更真实地模拟电网现实运行情况。伴有谐波干扰的电网单相故障波形如图 8 所示，在 0.20 s 时电网发生单相跌落故障，A 相电压幅值跌至其额定值的一半，并伴有电压额定值 20%的−5 次谐波和电压额定值 10%的 7 次谐波。

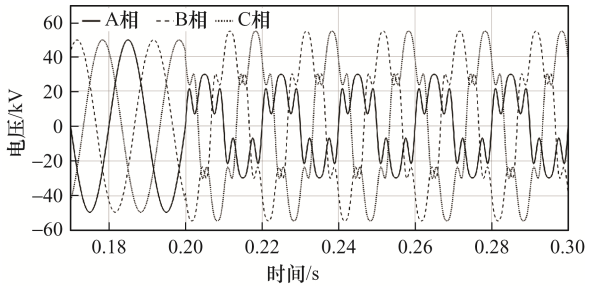


图 8 伴有谐波干扰的电网单相故障波形

Fig. 8 Single-phase fault of power grid with harmonic interference

3.1.1 PFPLL 解耦滤波性能仿真分析

当电网电压发生三相不平衡时，抵抗并削减由此带来的谐波干扰，快速准确地分离正、负序分量，是 LVRT 中滤波器的设计目的之一。提取的正、负序分量将直接影响后续控制环节的效果。现对比 PFPLL 和 CDCCF-PLL(仅使用 CDCCF，不加 HEM 的锁相环)的正、负序解耦性能。

CDCCF-PLL 提取的正、负序分量如图 9 所示，由图可见，负序分量出现了明显的波形畸变。频谱分析结果如图 10 所示，经过傅里叶分析其频谱成

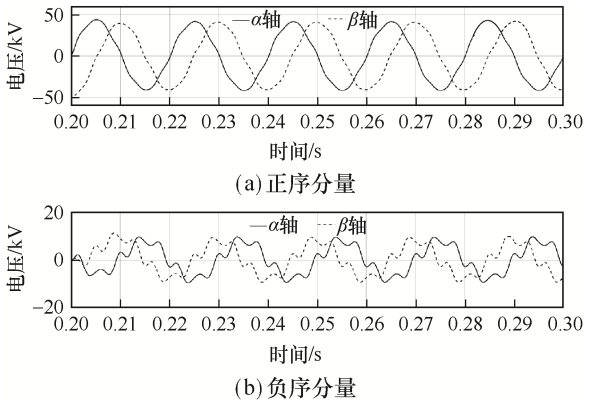
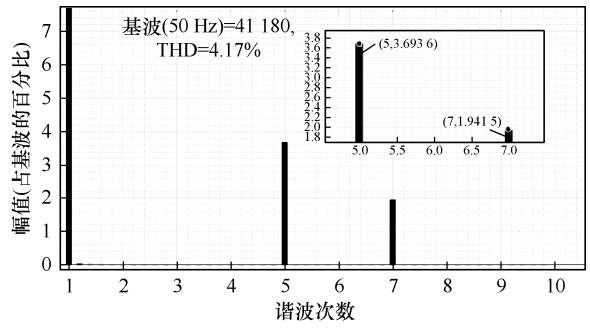
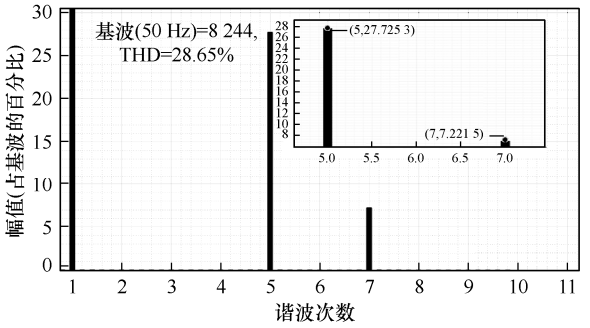


图 9 CDCCF-PLL 提取的正、负序分量

Fig. 9 Positive- and negative-sequence components extracted by CDCCF-PLL



(a) 正序分量频谱



(b) 负序分量频谱

图 10 CDCCF-PLL 提取的正、负序分量频谱分析

Fig. 10 Spectrum analysis of positive- and negative-sequence components extracted by CDCCF-PLL

分可知，负序分量的总谐波畸变率达到 28.65%，提取到的负序分量受谐波污染较重。

PFPLL 提取的正、负序分量结果如图 11 所示。

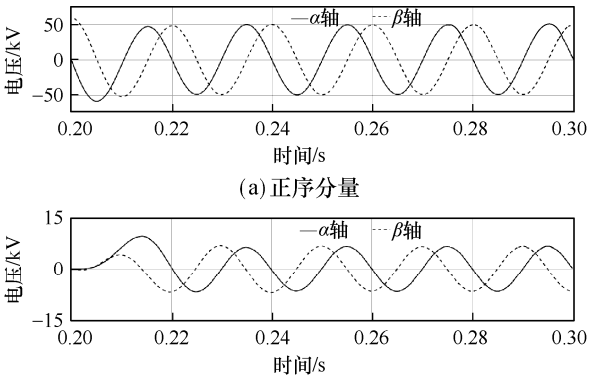


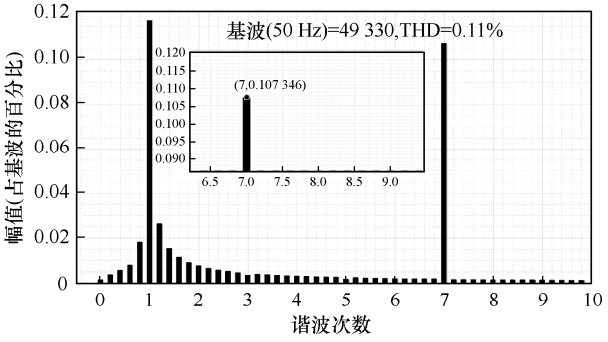
图 11 PFPLL 提取的正、负序分量

Fig. 11 Positive- and negative-sequence components extracted by PFPLL

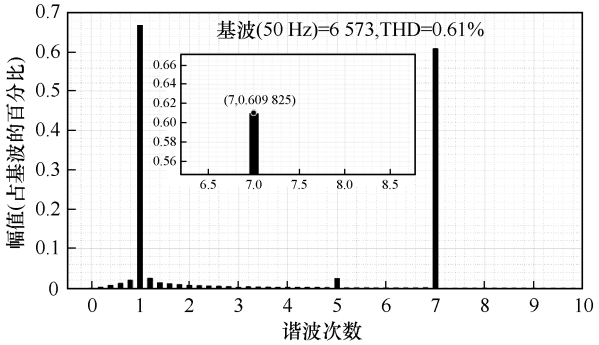
对比图 9 和图 11 波形，PFPLL 较好地实现了正、负序分量解耦与滤波。

PFPLL 提取结果的频谱分析如图 12 所示，与 CDCCF-PLL 的结果对比发现，其 THD 大幅降低。正序分量的 THD 从 4.17%降至 0.11%；负序分量的

THD 则从 28.65%下降到 0.61%；这说明，采用 HEM 的 PFPLL 提取的正、负序分量受到的谐波干扰已经得到明显且有效的遏制。对比图 10 和图 12 的频谱分析结果可见，5 次谐波含量大幅减少，表明针对 5 次谐波的 HEM 模块的确可以消除该特定次数的谐波。



(a) 正序分量频谱



(b) 负序分量频谱

图 12　PFPLL 提取的正负序分量的频谱分析

Fig. 12 Spectrum analysis of positive- and negative-sequence components extracted by PFPLL

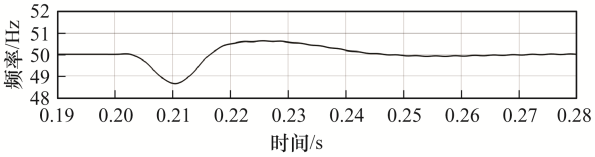
3.1.2　PFPLL 锁相性能仿真分析

对比 PFPLL 与 CDCCF-PLL 在电网发生故障时两者的表现，以考察 PFPLL 在电网发生不对称故障时的工作性能。在如图 8 所示的故障工况下，CDCCF-PLL 无法获取准确的相位信息，输出频率波形出现了约±0.7 Hz 的抖动，如图 13 所示。由图 13 可见，PFPLL 经过短暂的动态过程后，准确锁定基波频率。

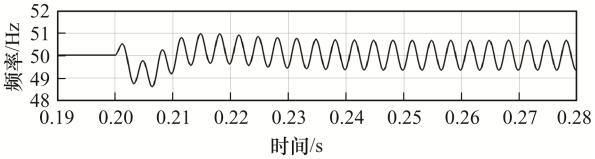
为考察 PFPLL 动态性能，设置电网在 0.20 s 发生跳变，频率由 50.0 Hz 增加至 50.5 Hz，PFPLL 输出频率如图 14 所示。可见，PFPLL 经历短暂动态过程后仍能准确获取电网同步信息。

3.2 PFPLL 性能实验验证

为进一步验证 PFPLL 在复杂电网工况下的性能，本文分别进行 4 种工况实验：①多次谐波注入；②多次谐波注入且发生单相电压跌落故障；③多次谐波注入且发生单相缺相故障；④多次谐波注入且频率跳变。实验平台基于 Chroma 公司的 61845 电网模拟电源，模拟电网发生单相电压跌落故障或单相缺相故障，发生单相电压跌落故障时跌落幅度为额定电压的 50%，设定模拟电网的额定频率为 50 Hz。使用 SIGLENT 公司的 SDG2082X 信号发生器，人为注入多次谐波，注入谐波后电网电压参数见表 2。



(a) PFPLL



(b) CDCCF-PLL

图 13　谐波干扰下 2 种锁相环输出的电网频率

Fig. 13 Output of grid frequency from two PLLs under harmonic interference

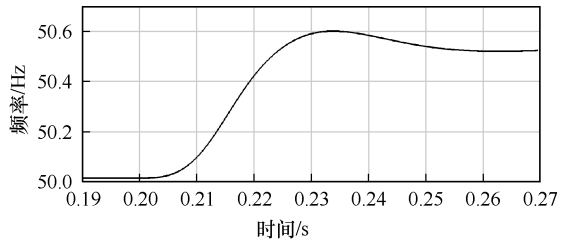


图 14　频率跳变时锁相环获取的频率信息

Fig. 14 Frequency information acquired by PLL during frequency jump

表 2　电网电压参数

Tab. 2 Parameters of grid voltage

谐波成分	电压幅值(p.u.)
基波分量	1.0
5 次谐波负序分量	0.2
7 次谐波正序分量	0.1

三相电压信号经过电压互感器输入至控制器的模数转换口。该控制器采用 TI 公司的 F28335 数字信号处理器，且使用 12 位 AD 转换器。在上位机通过编程实现 CDCCF-PLL 和 PFPLL 这 2 种锁

相环代码，并分别下载到控制器运行。

3.2.1 多次谐波注入实验

使用信号发生器在控制器电压探测点注入多次谐波，多次谐波的详细参数见表 2。注入多次谐波后，2 种 PLL 输出的频率如图 15 所示。

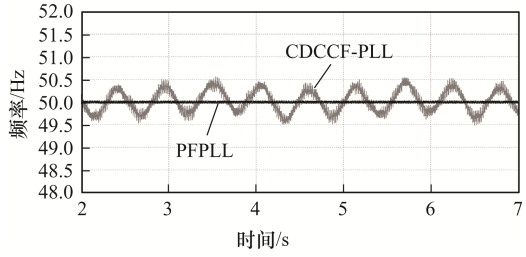


图 15 多次谐波注入后 2 种锁相环输出的电网频率

Fig. 15 Output of grid frequency from two PLLs after injection of harmonics

由图 15 可见，在电网掺杂多次谐波时，本文提出的 PFPLL 可以消除由谐波引起的锁相环输出频率的振荡；而未使用 HEM 的 CDCCF-PLL 不具备消除谐波干扰的能力，导致其输出的频率出现约±0.5 Hz 的振荡。

3.2.2 多次谐波注入且发生单相电压跌落故障实验

在电网电压掺杂多次谐波的同时，使用模拟电源模拟电网发生单相电压跌落故障，电压跌落幅度为额定电压的 50%。此时，2 种 PLL 输出频率如图 16 所示。

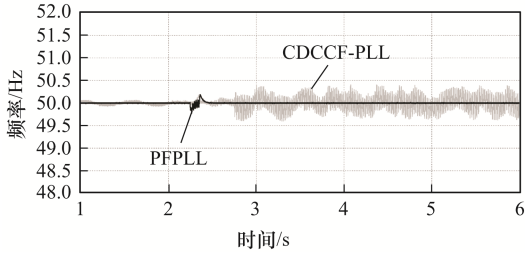


图 16 多次谐波且发生单相电压跌落故障时 2 种锁相环输出的电网频率

Fig. 16 Output of grid frequency from two PLLs after injection of harmonics and single-phase voltage drop fault

图 16 中，在约 2.25 s 时电网发生单相电压跌落故障。CDCCF-PLL 的输出频率在约±0.5 Hz 范围内波动，难以满足后续控制需求；而 PFPLL 的输出频率在经历一段较短时间的动态过程后，仍能稳定在电网基波频率，其波形质量明显优于 CDCCF-PLL。

3.2.3 多次谐波注入且发生单相缺相故障实验

在注入多次谐波的同时，进一步地将单相电压跌落至 0，此时电网发生单相缺相故障，2 种 PLL 输出的频率信息如图 17 所示。

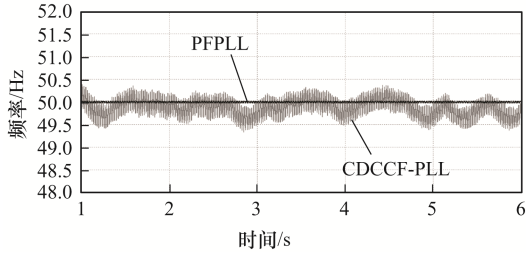


图 17 多次谐波注入且发生单相缺相故障时 2 种锁相环输出的电网频率

Fig. 17 Output of grid frequency from two PLLs after injection of harmonics and single-phase failure fault

图 17 中，单相电压进一步跌落直至出现单相缺相故障，PFPLL 在电网电压发生单相缺相故障时仍可以实现对电网基波频率的准确跟踪；CDCCF-PLL 输出的频率值仍在约±0.5 Hz 范围内波动，但其波形质量比 PFPLL 输出的频率波形要差。可见 PFPLL 能有效抑制不平衡故障与谐波造成的输出频率波动，提升锁相准确性，验证了 PFPLL 滤波设计的有效性。

3.2.4 多次谐波注入且发生频率跳变实验

在电网注入多次谐波的同时，设置模拟电源发生电压频率跳变，使得模拟电网的基波频率由 50.0 Hz 跳变至 50.5 Hz。此时，2 种 PLL 的频率输出如图 18 所示。

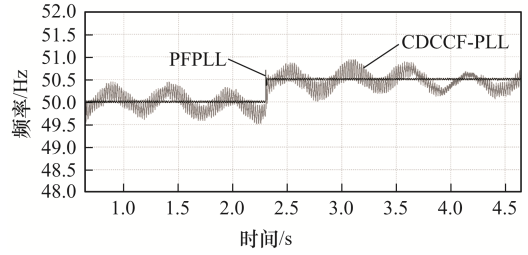


图 18 多次谐波注入且发生频率跳变时 2 种锁相环输出的电网频率

Fig. 18 Output of grid frequency from two PLLs after injection of harmonics and frequency jump

电网频率在约 2.3 s 时发生 0.5 Hz 的跳变，2

种锁相环都在经过较短的动态过程后输出了新的频率。但是相较于 CDCCF-PLL，本文所提出的 PFPLL 可以较好地抑制谐波干扰引起的频率输出振荡，输出较为平稳的频率。

4　结语

本文从静止坐标系下的锁相环基本原理出发，针对 $\alpha\beta$-PLL 性能受谐波影响较大的不足，基于 SOGI-QSG 输出特性推导出消除谐波的原理，得到消谐结构，并以此消去特定次数的谐波。基于 CCF 的极性选择性，使用交叉反馈结构实现正、负序分量的解耦。本文综合以上 2 种结构提出了前置滤波锁相环 PFPLL，通过仿真与实验，验证了 PFPLL 在电网发生不平衡故障且存在谐波干扰时的正、负序分量解耦滤波能力与锁相效果。相较于传统 $\alpha\beta$-PLL，本文提出的结构有更准确的锁相精度和较强的抗谐波干扰性能。PFPLL 比基于前置 SOGI 的 $\alpha\beta$-PLL 在结构上更为简单，在滤波性能上也要优于仅前置 CDCCF 的 $\alpha\beta$-PLL。综上所述，本文提出的 PFPLL 可以达到设计要求，切实优化了性能。

参考文献：

[1] Joshi J, Swami A K, Jately V, et al. A comprehensive review of control strategies to overcome challenges during LVRT in PV systems [J]. IEEE Access, 2021, 9: 121804-121834.

[2] 陈璐, 张溪, 党晓圆, 等. 采用新型模型预测的光伏虚拟同步机低电压穿越控制[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 163-172.
Chen Lu, Zhang Xi, Dang Xiaoyuan, et al. Low-voltage ride-through control of photovoltaic virtual synchronous generator using novel model prediction [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 163-172. (in Chinese)

[3] 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.

[4] Hadavi S, Mansour M Z, Bahrani B. Optimal allocation and sizing of synchronous condensers in weak grids with increased penetration of wind and solar farms [J]. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, 2021, 11(1): 199-209.

[5] He Xiuqiang, Geng Hua. PLL synchronization stability of grid-connected multiconverter systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(1): 830-842.

[6] 贾祺, 严干贵, 李泳霖, 等. 多光伏发电单元并联接入弱交流系统的稳定性分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(3): 14-20.
Jia Qi, Yan Gangui, Li Yonglin, et al. Stability analysis of multiple parallelled photovoltaic power generation units connected to weak AC system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(3): 14-20. (in Chinese)

[7] 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)

[8] Singh U K, Basak A. Performance study of different PLL schemes under unbalanced grid voltage [C]//2019 IEEE Region 10 Symposium (TENSYMP). Kolkata, India: IEEE, 2019: 66-71.

[9] 杜雄, 郭宏达, 孙鹏菊, 等. 基于 ANF-PLL 的电网电压基波正负序分离方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(27): 28-35.
Du Xiong, Guo Hongda, Sun Pengju, et al. A positive and negative sequence component separation method for grid voltage based on the phase locked loop with an adaptive Notch filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(27): 28-35. (in Chinese)

[10] Li Jinbo, Wang Qin, Xiao Lan, et al. An accurate and robust adaptive Notch filter-based phase-locked loop [J]. Journal of Power Electronics, 2020, 20(6): 1514-1525.

[11] 贝太周, 王萍, 张博文. 单相 $\alpha\beta$ PLL 方案中正交信号发生器的性能比较[J]. 电源学报, 2018, 16(3): 91-98, 112.
Bei Taizhou, Wang Ping, Zhang Bowen. Performance comparison between quadrature signal generators in single-

phase $\alpha\beta$ PLL schemes [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(3): 91-98, 112. (in Chinese)

[12] Gude S, Chu C C. Three-phase PLLs by using frequency adaptive multiple delayed signal cancellation prefilters under adverse grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3832-3844.

[13] Rasheduzzaman M, Kimball J W. Modeling and tuning of an improved delayed-signal-cancellation PLL for microgrid application [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 712-721.

[14] 王佳浩, 潘欢, 纳春宁. 基于交叉解耦双复系数滤波器的频率自适应锁相环[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(3): 25-31.
Wang Jiahao, Pan Huan, Na Chunning. Frequency adaptive phase-locked loop based on crossing-decoupling double complex coefficient filter [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2021, 33(3): 25-31. (in Chinese)

[15] 王宝诚, 伞国成, 郭小强, 等. 分布式发电系统电网同步锁相技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(1): 50-55.
Wang Baocheng, San Guocheng, Guo Xiaoqiang, et al. Grid synchronization and PLL for distributed power generation systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(1): 50-55. (in Chinese)

[16] 钱一涛, 赵晋斌, 马俊清, 等. 弱电网下基于对称 PLL 结构的并网逆变器频率耦合消除与稳定性增强方法[J]. 电网技术, 2022, 46(10): 3893-3901.
Qian Yitao, Zhao Jinbin, Ma Junqing, et al. Gird-connected inverter frequency coupling elimination and stability enhancement based on symmetrical PLL structure under weak grid [J]. Power System Technology, 2022, 46(10): 3893-3901. (in Chinese)

[17] 李苏丹, 曾成碧, 苗虹, 等. 适用于弱电网的三相并网逆变器锁相环设计[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 27-35.
Li Sudan, Zeng Chengbi, Miao Hong, et al. Phase-locked loop design of three-phase grid-connected inverter for weak grid [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 27-35. (in Chinese)

[18] 闫培雷, 葛兴来, 王惠民, 等. 弱电网下新能源并网逆变器锁相环参数优化设计方法[J]. 电网技术, 2022, 46(6): 2210-2221.
Yan Peilei, Ge Xinglai, Wang Huimin, et al. PLL parameter optimization design for renewable energy grid-connected inverters in weak grid [J]. Power System Technology, 2022, 46(6): 2210-2221. (in Chinese)



石径

作者简介：

石径(1975—)，男，本科，高级工程师。研究方向：电力系统及新能源。E-mail: 13997236586@163.com。

杨军(1974—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：新能源与储能技术。E-mail: 13109743069@163.com。

文龙(1988—)，男，本科，助理工程师。研究方向：新能源场站检测。E-mail：414156550@qq.com。

沈俊庆(1986—)，男，本科，技师。研究方向：新能源现场测试。E-mail：154087569@qq.com。

车广磊(1998—)，男，本科。研究方向：线路参数检测。E-mail：438974874@qq.com。

李淞轩(1998—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：光伏逆变器低电压穿越。E-mail：445479301@qq.com。

(责任编辑：陈国珍)