DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.103 **中图分类号**：TM761 **文献标志码**：A

基于正弦跟踪非线性控制的单相锁相环

陈伊韵(中国电源学会学生会员)，史旺旺，周伦吾，胡志平
(扬州大学电气与能源动力工程学院，扬州 225127)

摘要：单相锁相环PLL(phase-locked loop)被广泛应用于电力系统等相关领域，目前传统的单相锁相环算法存在计算量大、计算方法复杂等问题，并且在输入信号频率变化明显的场合使用效果会受到影响。针对这些问题提出了一种基于正弦跟踪非线性控制的单相PLL，采用基于李雅普诺夫稳定性的设计方法，实现了输入信号频率变化时PLL的全局收敛。在PSIM软件中搭建该新型PLL的仿真模型，并将所提方法与基于二阶广义积分器的传统单相PLL的应用效果进行比较，利用TMS320F28069数字信号处理器进行实验验证。仿真和实验表明，该算法能改善传统二阶广义积分器在频率突变场合下输出精度变差的问题，且算法简单、响应迅速。

关键词：单相锁相环；非线性控制；李雅普诺夫稳定性定理；二阶广义积分器

Single-phase Phase-locked Loop Based on Sinusoidal Tracking Nonlinear Control

CHEN Yiyun, *Student Member*, *CPSS*, SHI Wangwang, ZHOU Lunwu, HU Zhiping
(School of Electrical, Energy and Power Engineering, Yangzhou University, Yangzhou 225127, China)

Abstract: Single-phase phase-locked loop (PLL) is widely used in fields such as power systems. However, the traditional single-phase PLL algorithms face challenges such as high computational complexity and complicated calculation methods. Moreover, their performance is affected in scenarios where the frequency of the input signal undergoes significant changes. A single-phase phase-locked loop based on sinusoidal tracking nonlinear control is proposed to address these issues. Using a Lyapunov stability-based design method, global convergence is achieved when the input signal frequency changes. A simulation model of this new PLL is constructed in PSIM and the application effects of the proposed method are compared with the conventional single-phase PLL based on the second-order generalized integrator, an experimental test is completed using the TMS320F28069 digital signal processor. Simulations and experiments indicate that the algorithm, with its simplicity and fast response, can improve the accuracy degradation issue occurring in traditional second-order generalized integrators during abrupt frequency changes.

Keywords: Single-phase phase-locked loop; nonlinear control; Lyapunov's stability theorem; second-order generalized integrator

清洁能源的普及和对其需求的不断扩大推动了分布式发电技术的发展和应用。并网逆变器作为分布式发电单元和电网之间进行能量转换的桥梁，在电网扰动发生时应当保证其可靠性[1-2]。为实现与电网的稳定同步，并网逆变器要求锁相环PLL(phase-locked loop)能够对电网电压的相位和频率进行实时跟踪，并具备相应的抗干扰能力[3]。

单相供电系统中可获得的电网信息比三相供电系统少，因此单相锁相环的控制通常更烦琐。单相PLL的构建方案有多种，目前常用的是利用正交信号发生器生成一个和电网电压正交的虚拟电压信号，再参考运用三相系统锁相算法原理，通过旋转坐标变换，由静止坐标系下的正交信号得到同步旋转坐标系下的虚拟矢量，进而

收稿日期：2024-08-03；**修回日期**：2024-09-18，2024-10-09；
录用日期：2024-10-13；**网络首发日期**：2024-11-04

构造出二元方程组来求取输入电压的幅值、相位等相关信息[4-5]。

因此，构造单相 PLL 的关键在于生成一对正交信号，众多文献提出了求取正交信号的不同方法。如文献[6-7]引入了延时模块，将输入信号延时 1/4 周期，得到一对相位相差 90° 的正交信号；但这种方法动态响应慢、抗干扰能力较差，并且当频率变化时延时时间难以确定，正交信号的生成相应受到影响。

另外，有研究采取微分法构造两相正交信号，即在理想状态下对正弦信号进行微分得到与之相位相差 90° 的余弦信号，这种方法设计思路简单，但存在放大噪声的缺陷。文献[8]中将 2 个微分环节与二阶滤波环节相结合，能够有效地抑制谐波、减少噪声、实现精确的鉴相，但由于存在滤波器，会引入一定的延迟。

文献[9-12]提出了应用二阶广义积分器 SOGI (second-order generalized integrator)来获得 2 个正交信号的方法，当电网稳定时，具有锁相快、精度高等优点，但当输入信号频率变化明显时，输出的 2 个正交信号会出现不等幅的情况，进而无法进行有效跟踪[13]，并存在无法抑制直流分量和谐波的缺陷[14]。

文献[15]提出了一种基于新型二阶广义积分器的单相 PLL，通过引入相位误差补偿以达到电网频率波动情况下精准锁相的目的。文献[16]在 SOGI 锁相算法的基础上加入新的控制环部分，构成了锁频环结构，从而使系统不受电网频率变化的影响，间接得到相位。但这种方法难以证明其全局稳定性，故在频率突变较大的情况下效果会受影响。文献[17-18]中将 2 个 SOGI 模块串联来提高锁相环的谐波抑制能力和抗直流干扰能力，进一步使用过零检测的方法来获得电网的实时频率，并将其直接馈送至改进的 SOGI 结构的谐振频率处。文献[19]将二阶广义积分器与一种新型的基于交叉解耦复系数滤波器相结合，可达到消除电压不平衡和谐波分量、实现频率自适应的效果。以上方法都有效改善了传统单相 PLL 的各种缺陷，但运算量较大、结构较为复杂。

为了解决上述问题，本文首先采用非线性控制的方法构造出一个系统，用于生成一个与输入信号重合的正弦波，从而得到相应的频率、相位、幅值等信息；然后再将这种基于正弦跟踪非线性控制的单相 PLL 与基于二阶广义积分器的传统单相 PLL 进行仿真比较；最后采用 TMS320F28069 数字信号处理器对该算法进行实验验证。结果表明该方法能够在变化复杂的电网条件下精确锁定电压频率和相位，具备良好的动态响应特性，并且对频率突变情况有着更优的适应性。

1 基于二阶广义积分器的传统单相 PLL

1.1 基于正交信号发生器的单相锁相技术

基于正交信号发生器的单相 PLL 结构如图 1 所示，主要由鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)、频率/相角发生器(FPG) 3 部分组成，其中鉴相器包括正交信号发生器和 Park 变换器，ω_{ff} 为电网电压参考角频率。由正交信号发生器生成的一对正交信号送入 dq 旋转坐标系后，根据 Park 变换输出的结果控制 $u_q=0$ 以完成锁相。

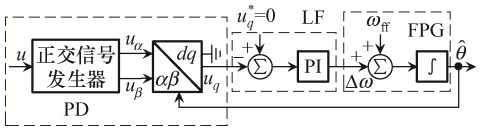


图 1 基于正交信号发生器的单相 PLL 结构

Fig. 1 Structure of single-phase PLL based on quadrature signal generator

假设输入信号为

$$u=U_{\mathrm{m}}\sin(\omega_0 t+\varphi_0) \tag{1}$$

式中：U_{m} 为输入信号的幅值；ω_0 为输入信号的角频率；φ_0 为输入信号的初相位。

经过正交信号发生器后生成一对相位相差 90° 的信号为

$$\begin{cases} u_\alpha=U_{\mathrm{m}}\sin\theta_0=U_{\mathrm{m}}\sin(\omega_0 t+\varphi_0) \\ u_\beta=U_{\mathrm{m}}\cos\theta_0=U_{\mathrm{m}}\cos(\omega_0 t+\varphi_0) \end{cases} \tag{2}$$

式中，θ_0 为交流信号瞬时相位，$\theta_0=\omega_0 t+\varphi_0$。

再对 u_α、u_β 进行 Park 变换可得

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\hat{\theta} & \cos\hat{\theta} \\ \cos\hat{\theta} & -\sin\hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中，$\hat{\theta}$ 为 θ_0 的观测值，整理后可得

$$\begin{cases} u_d = U_{\mathrm{m}} \sin\theta_0 \sin\hat{\theta} + U_{\mathrm{m}} \cos\theta_0 \cos\hat{\theta} = \\ \qquad U_{\mathrm{m}} \cos(\theta_0 - \hat{\theta}) \\ u_q = U_{\mathrm{m}} \sin\theta_0 \cos\hat{\theta} - U_{\mathrm{m}} \cos\theta_0 \sin\hat{\theta} = \\ \qquad U_{\mathrm{m}} \sin(\theta_0 - \hat{\theta}) \end{cases} \tag{4}$$

锁相成功时，估计频率和估计相位与电网一致，此时 u_q 的值为 0，$u_d = U_{\mathrm{m}}$。

1.2 SOGI 生成正交向量

SOGI 的控制框图如图 2 所示。

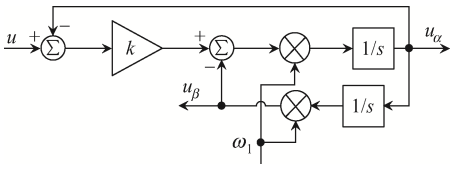


图 2　SOGI 控制框图

Fig. 2 Control block diagram of SOGI

由图 2 可知 2 个正交信号的闭环传递函数为

$$\begin{cases} D(s) = \dfrac{u_\alpha(s)}{u(s)} = \dfrac{k\omega_1 s}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \\ Q(s) = \dfrac{u_\beta(s)}{u(s)} = \dfrac{k\omega_1^2}{s^2 + k\omega_1 s + \omega_1^2} \end{cases} \tag{5}$$

式中：u 为输入的电网单相电压信号；ω_1 为 SOGI 的谐振角频率；u_α、u_β 为 SOGI 输出的一对正交电压信号；k 为阻尼系数。

当谐振频率与输入电压频率相等时，输出的 2 个信号相位相差 90° 且幅值相等；但当谐振频率与输入电压频率不相等时，输出的 2 个信号虽然仍正交，但幅值不相等，进而影响后续的锁相[13]。

针对固定频率的二阶广义积分器锁相环 SOGI-PLL(second-order generalized integrator phase-locked loop)存在频率突变时锁相不准确的问题，可以在传统的二阶广义积分器的基础上增添锁频环的结构，得到改进后的 SOGI 频率自适应锁相环，如图 3 所示。图中，γ 为频率误差增益；ω_{c} 为电网额定角频率，用由锁频环输出的与 ω_0 一致的中心角频率 ω' 代替原本固定不变的 ω_1，从而使 PLL 具备频率自适应能力，实现电网频率波动时的准确锁相。这种控制策略在频率偏差较小的情况下具有良好的性能，然而当输入信号的频率剧烈变化或存在强烈的非线性扰动时，其锁相效果会受到较大影响。

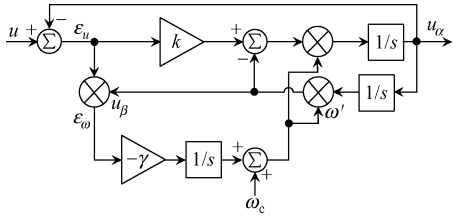


图 3　增添锁频环后的二阶广义积分器控制框图

Fig. 3 Control block diagram of SOGI with the addition of a frequency-locked loop

2　基于正弦跟踪非线性控制的单相 PLL

2.1 算法原理

线性控制框架下，当输入信号的频率波动较大时，PLL 的锁相性能会变差。对此，可以引入基于李雅普诺夫稳定性定理的非线性控制策略，通过设计适当的李雅普诺夫函数，保证系统在复杂扰动环境下的全局稳定性，使锁相环具备更高的鲁棒性和动态响应能力。

本文所采用的单相 PLL 方法的基本原理是通过跟踪型非线性控制系统产生一个与输入信号相等的光滑正弦波，同时利用跟踪型非线性控制系统的导数信息得到输入信号的正交信号，这样既适合于频率变化的场合，也避免了直接求导带来的噪声问题，在此基础上得到相应输入信号的频率、相位、幅值等相关信息。因此，该 PLL 相较于传统 PLL，能够在频率波动较大的电网环境中表现出更好的性能，如弱电网、微电网、电动汽车充电、新能源并网及电力系统中的故障或异常工况等。

设 PLL 的输入信号为 $y_{\mathrm{in}} = A\sin(\omega_0 t)$，$A$ 为输入信号的幅值。y_0 为归一化后得到的信号；y 为输出信号；$\Delta y = y - y_0$ 为跟踪误差；y_1 为输出电压信号；y_2 为 y_1 的正交信号。

由于要求输出信号 y 为正弦波，因此 Δy 也是正弦波。相应地，$\dfrac{\Delta y'}{\omega_0}$ 是与 Δy 幅度相同、相位相

差 90° 的正弦波，因此可得

$$\Delta y^2+\left(\frac{\Delta y'}{\omega_0}\right)^2=r^2 \tag{6}$$

式中，r 为误差矢量的长度。由于系统稳定时输出的正弦波与输入信号重合，因此要求 $\Delta y=y-y_0\to 0$。根据式(6)可知，若 $r^2\to 0$，则 $\Delta y\to 0$，故可构造李雅普诺夫子函数 V_1 为

$$V_1=\frac{1}{2}(\omega_0^2\Delta y^2+\Delta y'^2) \tag{7}$$

对 V_1 求导，合并同类项后可得

$$V_1'=(\omega_0^2\Delta y\Delta y'+\Delta y'\Delta y'')=\Delta y'(\omega_0^2\Delta y+\Delta y'') \tag{8}$$

设 ω 为跟踪输出角频率，定义 $\omega_{02}=\omega_0^2$，$\omega_2=\omega^2$，$\omega_3=\omega_2-\omega_{02}$，则有

$$V_1'=\Delta y'(\omega_{02}\Delta y+\Delta y'')=\Delta y'[(\omega_{02}y+y''-(\omega_{02}y_0+y_0'')] \tag{9}$$

由于 $y_0''=-A\omega_0^2\sin(\omega_0 t)$，故 $\omega_{02}y_0+y_0''=0$，式(9)可化简为

$$V_1'=\Delta y'(\omega_{02}y+y'')=\Delta y'[(\omega_2-\omega_3)y+y'']=\Delta y'(\omega_2 y+y'')-\omega_3\Delta y'y \tag{10}$$

令 $\omega_2 y+y''=-k_1\Delta y'$，则有

$$V_1'=-k_1\Delta y'^2-\omega_3\Delta y'y \tag{11}$$

为求解角频率，定义李雅普诺夫子函数 V_2 为

$$V_2=\frac{1}{2k_2}\omega_3^2 \tag{12}$$

由式(12)可得 $V_2>0$，对其求导可得

$$V_2'=\frac{1}{k_2}\omega_3\omega_3'=\frac{1}{k_2}\omega_3\omega_2' \tag{13}$$

为了使 V_1 和 V_2 都收敛，构建李雅普诺夫函数为

$$V=V_1+V_2=\frac{1}{2}(\omega_0^2\Delta y^2+\Delta y'^2)+\frac{1}{2k_2}\omega_3^2 \tag{14}$$

由式(14)可知，$V_1+V_2>0$，若能通过控制使得 V 收敛，则能够使输出信号为正弦波且与输入信号重合。对式(14)求导可得

$$V'=V_1'+V_2'=-k_1\Delta y'^2-\omega_3\Delta y'y+\frac{1}{k_2}\omega_3\omega_2'=-k_1\Delta y'^2+\omega_3\left(\frac{1}{k_2}\omega_2'-\Delta y'y\right) \tag{15}$$

令 $y_1=y$，$y_2=y'+k_1\Delta y$。由于 $\omega_2 y+y''=-k_1\Delta y'$，可得状态方程为

$$\begin{cases}y_1'=y_2-k_1\Delta y\\ y_2'=y''+k_1\Delta y'=-\omega_2 y_1\end{cases} \tag{16}$$

令 $\frac{1}{k_2}\omega_2'-\Delta y'y=0$ 可得

$$\omega_2'=k_2\Delta y'y \tag{17}$$

如果直接利用式(17)，需要求解跟踪误差的导数，因直接计算导数对噪声十分敏感，在实际应用中不可行，因此可将其进行变形得到

$$\omega_2'=k_2(\Delta y'y+\Delta yy')-k_2\Delta yy'=k_2(\Delta yy)'-k_2\Delta yy' \tag{18}$$

定义变量 $\omega_{2,1}'=\omega_2-k_2\Delta yy'$，则有

$$\omega_{2,1}'=-k_2\Delta yy' \tag{19}$$

式(19)中 y' 可由跟踪状态方程式(16)求解得出，这样就不需要对 Δy 求导，实现简单。

综上，对于式(15)，$k_1>0$，$\frac{1}{k_2}\omega_2'-\Delta y'y=0$，故有 $V'\leqslant 0$，为半负定。又有 V 是正定的，根据李雅普诺夫稳定判据可得原点平衡状态为在李雅普诺夫意义下的稳定，从而有 V 收敛，满足设计的单相 PLL 需求。

y_1、y_2 幅度相等，相位相差 90°，输出信号的幅值为

$$y_{\mathrm{m1}}=\sqrt{y_1^2+\left(\frac{y_1'}{\omega}\right)^2}=\sqrt{y_1^2+\left(\frac{y_2-k_1\Delta y}{\omega}\right)^2} \tag{20}$$

输出信号相位的求取可以使用反三角函数，这里选择反正弦函数。由于反正弦函数的值域为 $[-(\pi/2),\pi/2]$，而输出信号的相位应在 $[0,2\pi]$ 的区间内变化，故需要对 4 个扇区内的相位分别进行求取，具体为

$$\theta=\begin{cases}\arcsin\left(\dfrac{y_1}{y_{\mathrm{m1}}}\right) & \text{第一象限}\\ -\arcsin\left(\dfrac{y_1}{y_{\mathrm{m1}}}\right)+\pi & \text{第二、三象限}\\ \arcsin\left(\dfrac{y_1}{y_{\mathrm{m1}}}\right)+2\pi & \text{第四象限}\end{cases} \tag{21}$$

式中，y_{m1} 为 PLL 输出的幅值。

2.2 输入信号的归一化

在进行锁相环设计时，归一化处理可以消除输入信号幅值变化对 PLL 性能的影响，使系统对不同幅值的输入信号具有一致的响应，同时能降低噪声影响，改善相位误差检测的精度，从而提高系统的稳定性和鲁棒性。

为了将输入信号归一化到区间[−1,1]内，需要有输入信号幅值的相关信息，但在锁相初期，输入信号的幅值是未知的，系统工作一段时间后才会得到输入信号幅值的准确值。故在系统工作的初始阶段，取一个与实际接近的幅值初始值，系统运行一段时间后初始值衰减为 0，然后用 PLL 求出的幅值代替。假设 $y_{\mathrm{m1,base}}$ 为归一化基准值，则该值可表示为

$$y_{\mathrm{m1,base}} = y_{\mathrm{m1}} + y_{\mathrm{b}} \tag{22}$$

式中，y_{b} 为归一化初始值。随着锁相跟踪的完成，y_{b} 的作用不断削弱，故对 y_{b} 进行指数衰减为

$$y_{\mathrm{b}}(t) = y_{\mathrm{b0}}(t)\cdot \mathrm{e}^{-\alpha t} \tag{23}$$

式中：y_{b0} 为 $y_{\mathrm{b}}(t)$ 在 t=0 时的值；α 为衰减系数，用于控制衰减的速度。为减少指数函数的计算量，将式(23)转换为微分方程的求解，即

$$y_{\mathrm{b}}' = -\alpha y_{\mathrm{b}} \tag{24}$$

将输入信号除以基准值，即可得到归一化后的结果为

$$y_0 = \frac{y_{\mathrm{in}}}{y_{\mathrm{m1,base}}} \tag{25}$$

综上，基于本算法的 PLL 控制框图如图 4 所示。

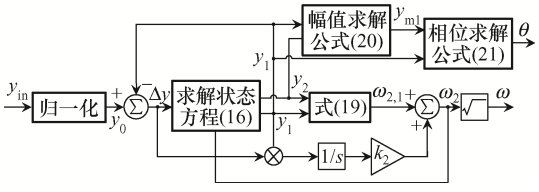


图 4　基于正弦跟踪非线性控制的单相 PLL 控制框图

Fig. 4 Single-phase PLL control block diagram based on sinusoidal tracking nonlinear control

3　仿真及结果分析

为验证基于正弦跟踪非线性控制的单相 PLL，在 PSIM 软件中搭建仿真模型，设计并完成了输入电压在频率突变时的仿真分析，设置系统输入信号为 $y_0 = \sin(100\pi t - \pi/2)$，记其相位为 θ_0。记录各个实验条件下的 y_1、y_2、ω、y_{m1} 和输出相位信号 θ。

3.1 电网电压在频率突变情况下的仿真

设置输入电压频率在运行到 0.5 s 时发生波动突变，突变为 60 Hz。电压频率突变后，SOGI 生成的电压信号相位仍相差 90°，但幅值不相等，因此在后续的锁相运算中会产生较大的误差。如图 5 所示，SOGI-PLL 的频率跟踪伴随较大的振荡，难以锁定到正确的频率，进而无法得到正确的相位，同时对于电压幅值也无法进行准确地跟踪。

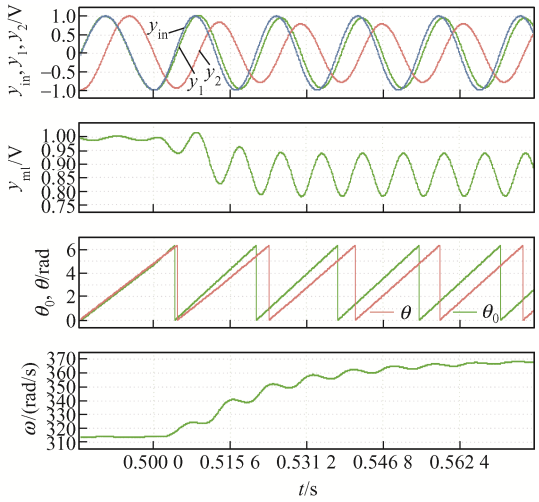


图 5　频率突变时传统 SOGI-PLL 的仿真结果

Fig. 5 Simulation results of the traditional SOGI-PLL during frequency jumps

针对改进的 SOGI 频率自适应 PLL 进行相应的仿真。如图 6 所示，电压频率突变后，相比传统的 SOGI-PLL，输出的 2 个正交信号能够较快调整至幅值相等，SOGI-PLL 的频率调节时间约为 0.043 0 s，同时仍伴随一定的振荡。而对于电压相位的跟踪，该 PLL 需要大约 4 个周期才能收敛，相较于传统 SOGI-PLL 有一定的提升。

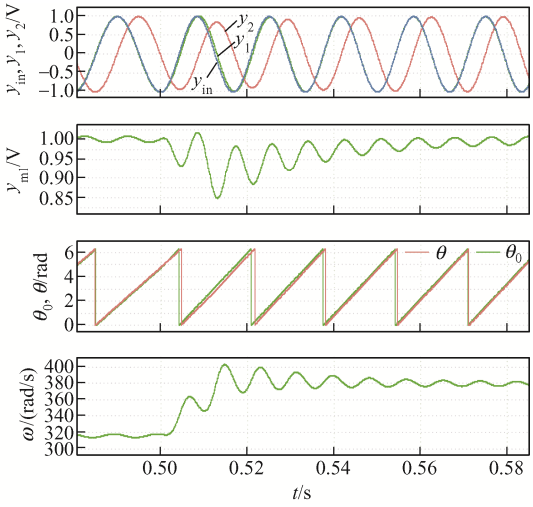


图 6 频率突变时改进的 SOGI-PLL 的仿真结果

Fig. 6 Simulation results of the improved SOGI-PLL during frequency jumps

针对本文算法下的 PLL 进行相应的仿真，如图 7 所示。仿真结果表明，经过 0.034 3 s 的调整时间后，该 PLL 能够顺利跟踪相应频率，且无稳态振荡，超调量约为 2.6%。而对于电压的幅值和相位，该 PLL 也能够准确而快速地进行检测，大约在 1 个周期内即可收敛，并且相位误差的波动几乎为 0。与前 2 种锁相环相比，本文算法下的 PLL，即使在频率突变较大的情况下，也能保持良好的动态响应速度和跟踪精度。

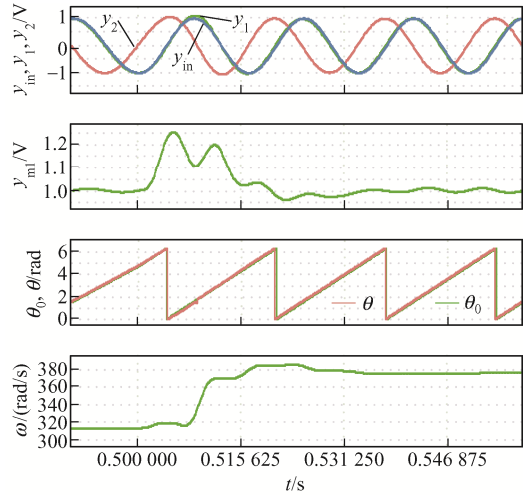


图 7 频率突变时本文算法下的 PLL 仿真结果

Fig. 7 Simulation results of the PLL under the proposed algorithm during frequency jumps

3.2 电网电压在谐波干扰情况下的仿真

为验证本算法在电网电压含谐波成分时的有效性，在原有理想电压的基础上，注入幅值为基波幅值 10%的 3 次谐波和幅值为基波幅值 5%的 5 次谐波。如图 8 所示，输入信号相应发生畸变，但本算法具备一定的滤波效果，PLL 输出的相位信号始终能保持对基波信号的正确追踪，受谐波影响较小，对于复杂的电网环境有着较好的适应性。

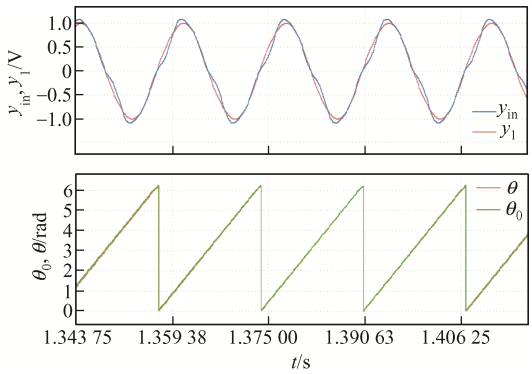


图 8 谐波干扰时本文算法下的 PLL 仿真结果

Fig. 8 Simulation results of the PLL under the proposed algorithm for harmonic interference

4 实验验证

为进一步验证本文算法的效果，使用德州仪器公司的 TMS320F28069 数字信号处理器搭建实验平台，图 9 为本实验平台的构成框图。实验时用信号发生器模拟频率可调的电网电压，由于 DSP 芯片没有模拟量输出接口，故本实验将运算后的结果采用脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)信号占空比的形式由 GPIO 口输出，输出的 PWM 信号接 RC 低通滤波电路滤除高频信号。由于经过低通滤波器后信号会产生延时，因此为了方便观察锁相环的跟踪效果，将输入信号对应的 PWM 波也经过同样的 RC 低通滤波器，这样 PLL 的输入和输出经过相同的延时，消除了延时的影响。实验时开关频率设置为 40 kHz，RC 低通滤波电路的截止频率设置为 200 Hz。



图 9　实验平台的构成框图

Fig. 9 Block diagram of the experimental platform

PLL 输入、输出信号如图 10 所示，输出的正弦波与输入信号的频率、相位一致，即基于正弦跟踪非线性控制的单相锁相环算法可以满足锁相需求。

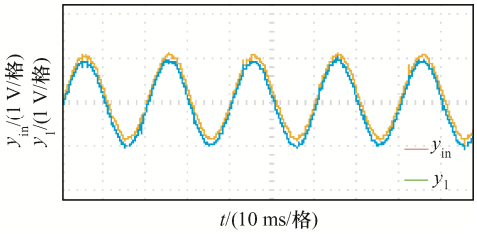


图 10　输入波形与输出波形的比较

Fig. 10 Comparison of input and output waveforms

PLL 输出波形与锁相角波形如图 11 所示，可以看出电网电压为 0 时锁相角约为 0。

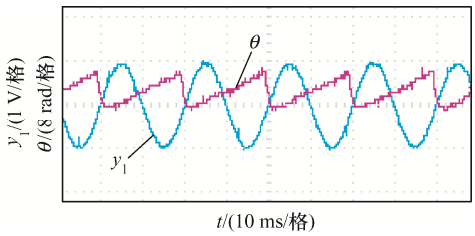


图 11　输出波形与锁相角波形

Fig. 11 Output waveform and phase-locked angle waveform

图 12 模拟了电网电压频率发生变化时的情况，输入信号频率由 50 Hz 跳变为 70 Hz，输出的正弦波相应发生变化。实验结果表明，本文提出的 PLL 在电网电压频率突变时，能够快速跟踪其频率和相位，具有良好的同步性能。

图 13 为图 12 的局部放大图，频率跳变情况下，本文算法下的 PLL 大约在 1 个周期内即可收敛，响应迅速并准确。

当输入信号频率由 70 Hz 回落至 50 Hz 时，该 PLL 也能够准确进行锁相，实验结果如图 14 所示。

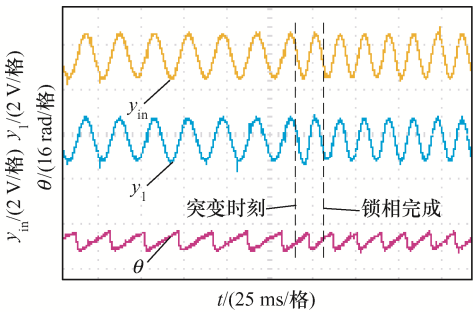


图 12　频率由 50 Hz 跳变为 70 Hz 时的仿真结果

Fig. 12 Simulation results when the frequency jumps from 50 Hz to 70 Hz

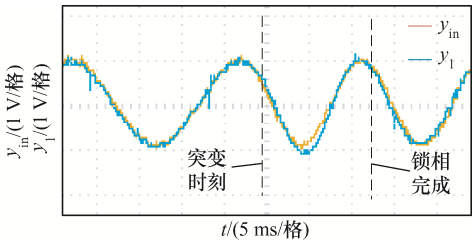


图 13　频率变化时的局部放大图

Fig. 13 A local enlarged view of the frequency change

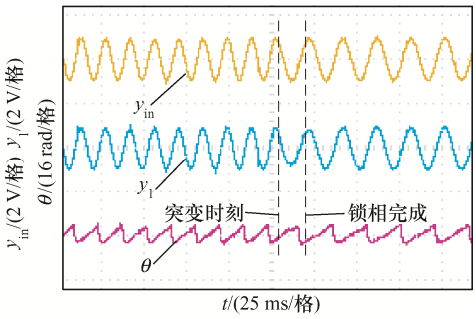


图 14　频率由 70 Hz 跳变为 50 Hz 时的仿真结果

Fig. 14 Simulation results when the frequency jumps from 70 Hz to 50 Hz

上述实验结果与仿真结果相一致，表明本文提出的 PLL 有效改善了传统 SOGI 在频率突变时跟踪不准确的问题。为检验其执行效率，并与改进的 SOGI-PLL 算法进行比较，统计每次运算的计算量，见表 1。

本算法与改进的 SOGI-PLL 算法相比在每次计算中减少了约 25.9%的加法运算和 16.1%的乘法运算，同时调用三角函数的次数减半。此外，在实际测试中采用的 CPU 的时钟频率为 90 MHz，将两种算法各运行 100 次，平均运行时间分别为：本文算法的平均运行时间为 31 μs，改进的 SOGI-PLL 算

法平均运行时间为 46 μs，执行时间缩短了 32.6%。

表 1 算法的运算次数比较

Tab. 1 Comparison of the number of operations of the algorithms

运算类型	加法次数	乘法次数	三角函数调用次数
改进的SOGI-PLL算法	27	31	10
本文算法	20	26	5

综合实验结果和复杂度分析，频率突变情况下，本文提出的算法在保持高精度相位跟踪的同时，一定程度上减少了计算量和运行时间。

5 结语

本文针对传统SOGI-PLL在频率突变场合下输出精度变差的问题展开研究，根据李雅普诺夫稳定性定理，提出了一种基于正弦跟踪非线性控制的单相 PLL，算法简单，且能实现全局收敛。将仿真后的结果与传统 SOGI-PLL 相比较，可知该锁相算法具有较好的动态性能，可快速准确地进行锁相，且在频率变化的场合较传统 SOGI-PLL 更具优势，并在计算量和运行时间方面得到了一定优化，该方法的有效性得到了验证。

参考文献：

[1] 罗宇航, 肖凡, 郑宇婷, 等. 基于稳定域的 PQ 控制并网逆变器稳定性分析方法[J]. 电工技术学报, 2025, 40(22): 7334-7348.

Luo Yuhang, Xiao Fan, Zheng Yuting, et al. Stability analysis method of grid-connected inverter with PQ control based on stable operating region [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(22): 7334-7348. (in Chinese)

[2] 江周鹏, 郝武帮, 李琰. 多功能光伏并网逆变器优化控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 132-141.

Jiang Zhoupeng, Hao Wubang, Li Yan. Optimal control strategy for multi-functional grid-connected photovoltaic inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 132-141. (in Chinese)

[3] 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)

[4] Hassan F, Kumar A, Pati A. Recent advances in phase locked loops for grid connected systems: A review [C]// 2022 IEEE Delhi Section Conference (DELCON). New Delhi, India, 2022: 1-6.

[5] 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)

[6] Zhang R, Cardinal M, Szczesny P, et al. A grid simulator with control of single-phase power converters in D-Q rotating frame [C]// 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings. Cairns, QLD, Australia, 2002: 1431-1436.

[7] 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 S, Qian Hao, et al. Robust control and optimization of delay-based phase-locked loop of single-phase grid-connected inverters under weak grid conditions [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(7): 2062-2070. (in Chinese)

[8] 关清心, 张宇, 李民英, 等. 基于微分环节的单相锁相环方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(19): 5318-5325, 5414.

Guan Qingxin, Zhang Yu, Li Minying, et al. Single-phase phase-locked loop based on differentiator units [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(19): 5318-5325, 5414. (in Chinese)

[9] Kalkoul S, Benalla H, Nabti K, et al. Comparison among single-phase PLLs based on SOGI [C]// 2020 6th International Conference on Electric Power and Energy

Conversion Systems (EPECS). Istanbul, Turkey, 2021: 118-122.

[10] Prakash S V, Behera S, N V R N, et al. SOGI-PLL based control technique for the single-phase single-stage grid connected PV system [C]// 2023 First International Conference on Cyber Physical Systems, Power Electronics and Electric Vehicles (ICPEEV). Hyderabad, India, 2024: 1-5.

[11] Qian Weijie, Zhang Zhongfeng, Li Jiapeng, et al. Software phase locked loop based on SOGI transform [C]// 2022 IEEE 6th Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2). Chengdu, China, 2023: 428-432.

[12] Xu Jinming, Qian Hao, Qian Qiang, et al. Modeling, stability, and design of the single-phase SOGI-based phase-locked loop considering the frequency feedback loop effect [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 987-1002.

[13] 余永奎, 李华, 刘俊峰. 基于固定频率二阶广义积分器的单相锁频环[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(9): 86-93.
Yu Yongkui, Li Hua, Liu Junfeng. Single-phase frequency-locked loop based on fixed-frequency second-order generalized integrator [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(9): 86-93. (in Chinese)

[14] 张建武, 陈权, 李国丽, 等. 非理想电网下改进二阶广义积分器锁相环研究[J]. 电力电子技术, 2021, 55(7): 7-11.
Zhang Jianwu, Chen Quan, Li Guoli, et al. Research on improved second order generalized integrator phase-locked loop in non-ideal power grid [J]. Power Electronics, 2021, 55(7): 7-11. (in Chinese)

[15] 曾君, 岑德海, 陈润, 等. 针对直流偏移和谐波干扰的单相锁相环[J]. 电工技术学报, 2021, 36(16): 3504-3515.
Zeng Jun, Cen Dehai, Chen Run, et al. Single-phase phase-locked loop for DC offset and harmonic interference [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(16): 3504-3515. (in Chinese)

[16] 侯立健, 朱长青, 陈雅, 等. 基于二阶广义积分器的单相并网系统锁相技术的研究[J]. 电测与仪表, 2016, 53(13): 84-89.
Hou Lijian, Zhu Changqing, Chen Ya, et al. Research on SOGI for phase lock technique of the single-phase grid-connected system [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2016, 53(13): 84-89. (in Chinese)

[17] Modi G, Singh B. Improved cascaded SOGI control for islanding-synchronization in photovoltaic system [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(6): 6909-6919.

[18] 陈荣, 刘超. 基于改进型二阶广义积分器的单相锁相环设计[J]. 自动化仪表, 2020, 41(4): 51-55, 67.
Chen Rong, Liu Chao. Design of single-phase phase-locked loop based on improved second-order generalized integrator [J]. Process Automation Instrumentation, 2020, 41(4): 51-55, 67. (in Chinese)

[19] 石径, 杨军, 文龙, 等. 基于 SOGI 和 CDCCF 的复合前置滤波锁相环研究[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 237-246.
Shi Jing, Yang Jun, Wen Long, et al. Research on prefiltering phase-locked loop based on SOGI and CDCCF [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 237-246. (in Chinese)



陈伊韵

作者简介：

陈伊韵(2000—　)，女，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：cyywssy@126.com。

史旺旺(1969—　)，男，博士，副教授。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：yzdxsww@163.com。

周伦吾(1997—　)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：1392214013@qq.com。

胡志平(1998—　)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2695170434@qq.com。

(责任编辑：孙美菊)