

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.231132

一种基于双定频 SOGI 与交叉补偿的三相锁相环设计方法

郭磊磊, 叶青洋, 金楠, 李琰琰, 吴振军

(郑州轻工业大学电气信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘要: 基于频率自适应二阶广义积分器(second-order generalized integrator, SOGI)的锁相技术因其具有良好的滤波性能, 常与滑模观测器(sliding mode observer, SMO)相结合来解决电网电压存在的直流偏置、频率偏移以及相位跳变等问题。针对常规的频率自适应 SOGI 锁相环(phase-locked loop, PLL)的前级 SOGI 与后级 PLL 之间存在频率耦合导致锁相环的动态性能较差的问题, 提出了一种基于双定频 SOGI 与交叉补偿的锁相环设计方法。所提方法采用定频 SOGI 代替频率自适应 SOGI, 消除了前级 SOGI 与后级 PLL 之间的频率耦合。同时设计了一种电网电压交叉补偿的方法, 该方法能够精准地对电网电压相位和幅值进行同时补偿, 改善了传统的补偿方法需将幅值和相位单独补偿的缺点。并详细推导了常规的基于频率自适应 SOGI 锁相环和所提基于定频 SOGI 的锁相环的小信号模型, 并证明了所提出的 PLL 稳定性更高。最后, 在不同电网电压工况下, 通过对比实验研究验证了所提方法的有效性。
关键词: 锁相环; 交叉补偿; 固定频率; 二阶广义积分器; 小信号模型

A three-phase phase-locked loop design method based on improved frequency-fixed DSOGI and cross-compensation

GUO Leilei, YE Qingyang, JIN Nan, LI Yanyan, WU Zhenjun

(College of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: Phase-locked loop technology based on a frequency adaptive second-order generalized integrator (SOGI) is often combined with a sliding mode observer (SMO) because of its good filtering performance to solve the problems of DC offset, frequency deviation, and phase jump of power grid voltage. For conventional frequency-adaptive SOGI phase-locked loop (PLL), there is frequency coupling between the front-end SOGI block and the back-end PLL block, resulting in poor dynamic performance of the PLL. The proposed method uses frequency-fixed SOGI instead of frequency-adaptive SOGI, eliminating the frequency coupling between the front-end SOGI block and the back-end PLL block. At the same time, a method for cross-compensation of grid voltage is designed. This can accurately compensate for both the phase and amplitude of grid voltage simultaneously, improving the disadvantage of traditional compensation methods that require separate compensation for amplitude and phase. The conventional frequency-adaptive SOGI based PLL and the small-signal model of the proposed frequency-fixed SOGI based PLL is derived in detail, and comparative analysis proves that the proposed PLL is more stable. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified through comparative experimental research in different grid voltage conditions.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. U2004166).

Key words: phase-locked loop; cross-compensation; frequency-fixed; SOGI; small-signal model

0 引言

近些年来, 在新能源并网发电领域, 锁相环(phase-locked loop, PLL)被广泛用于实现电网电压的

相位跟踪^[1-5]。同时, 在风力发电与新能源汽车电机驱动领域, PLL 也被用于交流电机的无速度传感器控制^[6-7]。因此, 如何设计改进的 PLL, 以提高其稳定性和动态响应性能至关重要^[8-9]。

为了实现电网电压锁相, 常常需要构造正交电压信号。常用的正交电压信号构造方法主要包括延时法、全通滤波器法以及二阶广义积分器(second-order generalized integrator, SOGI)法等。其中, 延时

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(U2004166); 河南省科技攻关项目资助(232102241026); 河南省优秀青年科学基金项目资助(242300421074)

法简单易于实现,无需添加额外的滤波器或积分器,然而该方法受电网频率偏移影响较大。全通滤波器法虽然可以对特定频率的信号进行正交构造,但该方法滤波效果较差。SOGI 法不仅可以实现正交信号构造,而且具有较好的滤波性能,因此基于 SOGI 的单相锁相环(phase-locked loop, PLL)得到广泛研究和应用^[10]。然而,由于前级 SOGI 和后级 PLL 存在频率耦合问题,导致这种单相 PLL 的动态性能较差^[11]。为此,有学者提出了一种基于定频 SOGI 的单相 PLL 设计方法^[12]。该方法虽然可以解决 SOGI 和 PLL 的频率耦合问题,但对直流偏置较为敏感。

常规的三相 PLL 通常直接将三相电网电压转换到两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系上,从而得到正交电压信号。然后经过同步参考系锁相环(synchronizing the reference frame phase-locked loop, SRF-PLL)来得到电网电压的相角^[13]。然而,在电网电压畸变时,这种典型的三相 PLL 观测得到的电网电压角度也存在明显的误差。为了解决该问题,常常需要在三相 PLL 前增加预滤波算法,以消除电网电压畸变分量对 PLL 的影响^[14]。常规的预滤波算法主要包括滑动平均滤波器法^[15]、双 SOGI 法^[16]、自适应陷波滤波^[17]以及延迟信号消除法^[18]等。然而,前级自适应预滤波算法往往也需要已知精确的电网角频率,而电网角频率只能通过后级 PLL 观测得到,导致前级自适应预滤波算法和后级 PLL 也存在频率耦合问题,这会显著降低三相 PLL 的动态性能^[19]。

此外,为了实现并网逆变器的无电网电压传感器控制,各类观测器与 PLL 算法也得到了广泛研究。其中,滑模观测器(sliding mode observer, SMO)因具有设计简单、鲁棒性强等优点而得到广泛关注。然而,常规的二阶 SMO 观测得到的电网电压存在高频的滑模噪声,因此需要增加滤波器滤除滑模噪声^[20-21],然后再通过 SRF-PLL 获得相位信息。常规的滤波器主要包括低通滤波器^[22]、复系数滤波器^[23]以及 SOGI^[24]等。其中,低通滤波器实现较简单,但会产生相位幅值误差。复系数滤波器和 SOGI 可以实现电网的自适应滤波,且不会产生相位幅值误差。然而,复系数滤波器和 SOGI 均需要精确的电网角频率,而电网角频率只能通过后级 PLL 观测得到,因此,这也会导致前级滤波器和后级 PLL 存在频率耦合,从而降低了三相 PLL 的动态性能。

本文首先详细讲述了传统的基于双频率自适应二阶广义积分器的锁相环(frequency-adaptive double SOGI phase-locked loop, DSOGI-PLL)的工作原理以及对应的小信号模型推导,并通过仿真验证了推导出的小信号模型的精度,最后分析了传统的 DSOGI-

PLL 前置预滤波器与后级锁相环之间存在角频率耦合的问题,严重影响了传统的 DSOGI-PLL 的动态性能,并且使得预滤波器效果受后级锁相环参数的影响,增大了参数的设计难度。为了解决常规基于前置滤波器和后级 PLL 因频率耦合而影响系统动态性能以及预滤波器滤波效果。其次,针对这个问题,本文提出了一种基于双定频二阶广义积分器的锁相环(frequency-fixed double SOGI phase-locked loop, FFDSOGI-PLL)设计方法,完全消除了前置预滤波器与后级 PLL 之间的耦合影响,使得两者的参数可以独立调节互不影响。此外,基于所提的 FFDSOGI-PLL,本文设计了一种交叉补偿的方法,实现了电压幅值、相位同时补偿的效果,同时对其小信号模型进行了推导,并且通过仿真验证了推导出的小信号模型的精度。然后仔细分析比较了两种锁相环的稳定性,从理论上证明了所提 FFDSOGI-PLL 的有效性。最后,通过对比实验研究验证了其优越性。

本文的主要工作可总结如下:

1) 提出了一种 FFDSOGI-PLL 设计方法,相较于传统 DSOGI-PLL,解决了因前级 SOGI 与后级 PLL 角频率耦合而导致系统动态性能及滤波效果较差的问题,并使得前级滤波器与后级 PLL 的参数可单独调节,相互不受影响。

2) 基于所提的 FFDSOGI-PLL,本文设计了一种交叉补偿的方法,可以实现对双定频 SOGI 滤波后的电网电压相位和幅值误差同时进行补偿,改善了文献[21]中幅值和相位需单独补偿的缺点。同时,当电网频率发生偏移的情况下,仍能够对电网电压进行精准的补偿。

3) 将常规的 DSOGI-PLL 以及本文所提的 FFDSOGI-PLL 进行了详细的理论分析以及小信号模型推导,同时对两种锁相环的参数进行了设计,并比较了两种锁相环的稳定性。最后,通过实验证明了所提方法的优越性。

1 常规基于双频率自适应 SOGI 的锁相环

1.1 常规的 DSOGI-PLL 基本工作原理

图 1 所示为常规 DSOGI-PLL 的原理框图。首先,通过 SMO 观测得到两相静止坐标系下的电网电压 e_α 、 e_β ,然后分别利用两个 SOGI 对 e_α 、 e_β 进行滤波,以消除电网电压中含有的直流偏置和高频滑模噪声,要注意到 SMO 观测得到的电网电压 e_α 、 e_β 是一个高频信号,并且常会带有大量的高频噪声、直流偏置等干扰信号,滤波后可得到准确的电网电压估计值 \hat{e}_α 、 \hat{e}_β ,最后将其经过 PLL 进行相

位跟踪。为了提高电网电压频率偏移时的锁相精度, 将 PLL 估计的角频率反馈给 SOGI, 从而实现了频率自适应。

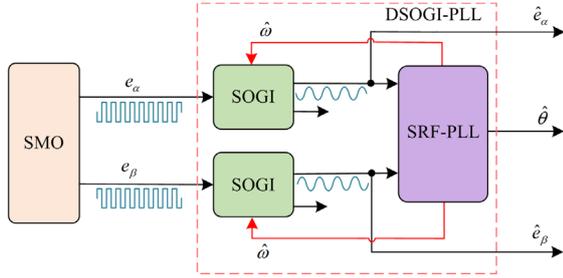


图 1 DSOGI-PLL 的原理框图

Fig. 1 Schematic diagram of the DSOGI-PLL

1.2 常规的 DSOGI-PLL 小信号模型分析

为了分析 DSOGI-PLL 的动态性能, 下文将详细推导其小信号模型。首先, 将电网电压 e_α 、 e_β 经过 SOGI 的带通滤波器通道, 滤波后的电网电压满足式(1)。

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha(s) = \frac{k\hat{\omega}s}{s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2} e_\alpha(s) \\ \hat{e}_\beta(s) = \frac{k\hat{\omega}s}{s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2} e_\beta(s) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\hat{e}_\alpha(s)$ 和 $\hat{e}_\beta(s)$ 为滤波后的电网电压信号; k 为 SOGI 的增益因子; $\hat{\omega}$ 为估计的角频率; $e_\alpha(s)$ 和 $e_\beta(s)$ 为复频域下的电网电压信号。

设电网电压满足 $e_\alpha = E \cos(\omega_g t) = E \cos(\theta)$, $e_\beta = E \sin(\omega_g t) = E \sin(\theta)$, 其中 E 为电网电压幅值, ω_g 和 θ 分别为电网电压角频率和电网电压相角。为方便分析, 在下文的讨论中假设电压幅值为 $1(E=1)$, 经过数学运算, 可得到在 $k < 2$ 情况下的估计电网电压满足式(2)。

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha(t) = \frac{k\hat{\omega}\omega_g}{\sqrt{k^2\hat{\omega}^2\omega_g^2 + (\hat{\omega}^2 - \omega_g^2)^2}} \cos(\omega_g t - \delta) - \\ A \sin \left[\sqrt{1 - \left(\frac{k}{2}\right)^2} \hat{\omega} t - \varphi \right] e^{-\frac{k\hat{\omega}t}{2}} \\ \hat{e}_\beta(t) = \frac{k\hat{\omega}\omega_g}{\sqrt{k^2\hat{\omega}^2\omega_g^2 + (\hat{\omega}^2 - \omega_g^2)^2}} \sin(\omega_g t - \delta) + \\ A \cos \left[\sqrt{1 - \left(\frac{k}{2}\right)^2} \hat{\omega} t - \varphi \right] e^{-\frac{k\hat{\omega}t}{2}} \end{cases} \quad (2)$$

式中: 误差角 δ 满足式(3); 变量 A 满足式(4); 相位 φ 满足式(5)。

$$\sin(\delta) = \frac{\omega_g^2 - \hat{\omega}^2}{\sqrt{k^2\hat{\omega}^2\omega_g^2 + (\omega_g^2 - \hat{\omega}^2)^2}} \quad (3)$$

$$A = \frac{k\omega_g \sqrt{4(4-k^2)(\omega_g^2 - \hat{\omega}^2)\hat{\omega}^2 + [2k\hat{\omega}(\omega_g^2 + \hat{\omega}^2)]^2}}{[k^2\hat{\omega}^4(4-k^2) + (k^2\hat{\omega}^2 - 2\hat{\omega}^2 + 2\omega_g^2)^2] \sqrt{1 - \left(\frac{k}{2}\right)^2}} \quad (4)$$

$$\tan(\varphi) = \frac{-\sqrt{4-k^2}(\hat{\omega}^2 - \omega_g^2)}{2k\hat{\omega}^2 - k(\hat{\omega}^2 - \omega_g^2)} \quad (5)$$

由式(2)可知, 当电网电压频率发生偏移时, 若能够保证 PLL 的锁频精度, 则估计的电网电压将不存在幅值和相位的误差。在锁频条件下 ($\omega_g \approx \hat{\omega}$), 将式(2)中静止坐标系下的电网电压转换到旋转坐标系下, 可得到电网电压的 q 轴分量 $e_q(t)$, 满足式(6)。

$$e_q(t) = \sin(\theta - \hat{\theta}) + \cos[\alpha(t) + \hat{\theta}] \frac{e^{-\frac{k\omega_g t}{2}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{k}{2}\right)^2}} \quad (6)$$

式中: $\hat{\theta}$ 为估计得到的电网电压相位; $\alpha(t) = \sqrt{1 - (k/2)^2} \omega_g t$ 。

式(6)中的第二项作为衰减项, 其随着时间 t 呈指数趋势衰减。当系统达到稳态时, 该项将衰减为 0, 不影响系统的稳态结果。最终, 仅保留第一项。

为了方便分析小信号模型, 需要将 $e_q(t)$ 作近似假设。在稳态情况下, 锁相环估计的相位角等于电网的实际相位角 ($\hat{\theta} \approx \theta$), 因此 $\sin(\theta - \hat{\theta}) \approx \theta - \hat{\theta}$, 此时式(6)的第二项为 0。可知稳态情况下 $e_q(t)$ 收敛为 $\theta - \hat{\theta}$ 。将 $e_q(t)$ 转换到复频域后满足式(7)。

$$e_q(s) \approx G_{\tau_p}(s)[\theta(s) - \hat{\theta}(s)] \quad (7)$$

式中, $G_{\tau_p}(s) = 1/(\tau_p s + 1)$ 为与 SOGI 近似的预滤波模块, 其中 τ_p 为时间常数, $\tau_p = 1/(k\omega_g)$ 。

根据式(7)可推导出 DSOGI-PLL 的小信号模型, 如图 2 所示。

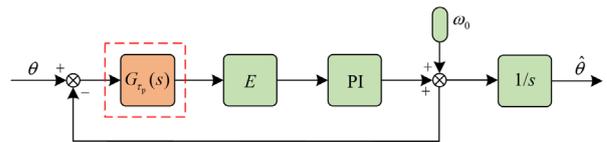


图 2 DSOGI-PLL 小信号模型

Fig. 2 Small-signal model of the proposed DSOGI-PLL

为评估推导出的小信号模型的精度，采用 Matlab/Simulink 进行了仿真验证。其中仿真控制器的参数为 $k_p = 137$ 、 $k_i = 7878$ ，仿真验证过程如下：在电网电压发生频率偏移+2 Hz和相位滞后 10° 的情况下，仿真对比了 DSOGI-PLL 与其小信号模型，实际电网相位和估计相位误差如图 3 所示。由图 3 分析可知，在 $t = 0.5$ s 时加入 +2 Hz 的频率跳变、 $t = 0.7$ s 时加入 10° 的相位跳变的情况下，DSOGI-PLL 与其小信号模型都可以准确地估计电网相位，同时两个仿真波形基本重合，证明推导出的小信号模型与实际 DSOGI-PLL 是近似等效的。并且在频率发生偏移的情况下，系统达到稳态后估计的电网相位不存在误差，因此不需要额外添加补偿环节。

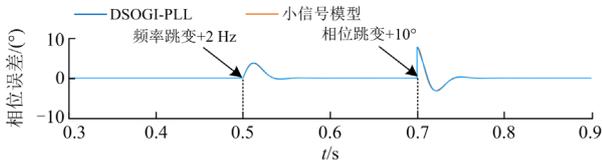


图 3 DSOGI-PLL 小信号模型精度评估
Fig. 3 Accuracy assessment of the DSOGI-PLL small-signal model

由式(2)可知，当电网电压角频率等于标称角频率 ($\omega_0 = 100\pi$ rad/s) 时，上述频率自适应的 DSOGI-PLL 输出电网电压估计值不存在幅值和相位的误差。然而当电网电压频率发生偏移时，SOGI 的中心频率将随之发生改变，造成滤波特性也随之改变，因此 PLL 的参数与 SOGI 的增益因子 k 存在耦合。由图 2 可知，频率自适应的 DSOGI-PLL 预滤波模块 $G_p(s)$ 处在闭环反馈回路内，影响着整个系统的动态性能，这增加了系统实现的复杂性，并使调谐过程变得更加复杂。

2 基于 FFDSOGI-PLL 的分析与设计

2.1 FFDSOGI-PLL 的基本工作原理

为了解决 DSOGI-PLL 的前级 SOGI 与后级 PLL 之间的频率耦合问题，本文提出了一种 FFDSOGI-PLL，其原理图如图 4 所示。本文将 SOGI 的角频率固定为电网电压的标称角频率。结合式(3)，在锁频条件下，当系统达到稳态时，可得到经过固定频率 SOGI 滤波后的电网电压 $e_{BPF\alpha}(t)$ 、 $e_{BPF\beta}(t)$ 为

$$\begin{cases} e_{BPF\alpha}(t) = \frac{k\omega_0\omega_g}{\sqrt{k^2\omega_0^2\omega_g^2 + (\omega_0^2 - \omega_g^2)^2}} \cos(\omega_g t - \delta) \\ e_{BPF\beta}(t) = \frac{k\omega_0\omega_g}{\sqrt{k^2\omega_0^2\omega_g^2 + (\omega_0^2 - \omega_g^2)^2}} \sin(\omega_g t - \delta) \end{cases} \quad (8)$$

$$\sin(\delta) = \frac{\omega_g^2 - \omega_0^2}{\sqrt{k^2\omega_0^2\omega_g^2 + (\omega_g^2 - \omega_0^2)^2}} \quad (9)$$

式中， ω_0 为电网电压的标称角频率，且 $\omega_0 = 100\pi$ rad/s； δ 为频率偏移时，系统产生的角度误差。

由式(8)可知，当电网电压出现频率偏移时，经过固定频率的 SOGI 滤波后的电网电压会出现幅值和相位误差^[25]，因此需要给予补偿。针对该问题，本文设计了一种交叉补偿方法，在电网电压发生较大频率偏移的情况下，仍能对其相位和幅值同时进行准确的补偿，最后实现了电网电压的准确观测。

根据式(9)可知，存在 $k\omega_0\omega_g \gg |\omega_0^2 - \omega_g^2|$ ，进而可近似地将误差角 δ 等价

$$\delta \approx \sin(\delta) \approx \frac{\omega_g^2 - \omega_0^2}{k\omega_0\omega_g} \quad (10)$$

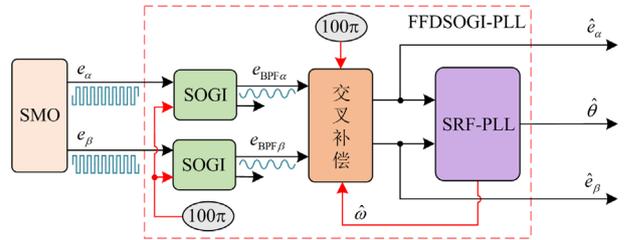


图 4 FFDSOGI-PLL 原理框图

Fig. 4 Schematic diagram of the FFDSOGI-PLL

2.2 交叉补偿的设计方法

为了能够准确地补偿可能出现的电网电压幅值和相位误差，本文设计了一种交叉补偿方法，可同时对电网电压相位幅值进行精准的补偿。与文献[25]中的补偿方法相比，改善了幅值和相位需单独补偿以及无法在电网频率偏移的情况下准确地观测到电网电压的缺点。

实际的电网电压 e_α 、 e_β 通过两个 SOGI 的带通滤波器通道滤波后，应满足式(11)。

$$\begin{cases} e_{BPF\alpha} = \frac{jk\omega_0\omega_g}{-\omega_g^2 + jk\omega_0\omega_g + \omega_0^2} e_\alpha \\ e_{BPF\beta} = \frac{jk\omega_0\omega_g}{-\omega_g^2 + jk\omega_0\omega_g + \omega_0^2} e_\beta \end{cases} \quad (11)$$

电网电压 e_α 、 e_β 满足： $e_\alpha = je_\beta$ ， $e_{BPF\alpha} = je_{BPF\beta}$ ；将其代入式(11)可得到 \hat{e}_α 、 \hat{e}_β 交叉补偿关系式满足式(12)。

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = e_{BPF\alpha} + \frac{\omega_0^2 - \omega_g^2}{k\omega_0\omega_g} e_{BPF\beta} \\ \hat{e}_\beta = e_{BPF\beta} - \frac{\omega_0^2 - \omega_g^2}{k\omega_0\omega_g} e_{BPF\alpha} \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可知, 当电网频率出现偏移时 ($\omega_g \neq \omega_0$), 相较于补偿前, 补偿后的电网电压出现了误差项, 其既包含幅值误差也包含相位误差。因此, 本文所提的交叉补偿算法可同时实现对幅值和相位进行补偿。当电网频率等于标称频率时, 式(12)中的补偿误差项等于 0, 此时估计的电网电压等于实际的电网电压。

2.3 FFDSOGI-PLL 小信号模型分析

为了评估 FFDSOGI-PLL 的动态性能, 同时方便参数的设计, 作与 1.2 节相同的假设, 并推导出 FFDSOGI-PLL 的小信号模型。将式(8)代入式(12)并进行坐标变换, 最终可得到旋转坐标系下的电网电压的 q 轴分量, 满足:

$$e_q(t) = \frac{k\omega_0\omega_g}{\sqrt{k^2\omega_0^2\omega_g^2 + (\omega_g^2 - \omega_0^2)^2}} \sin(\theta - \delta - \hat{\theta}) + \frac{\omega_g(\omega_0^2 - \hat{\omega}^2)}{\hat{\omega}\sqrt{k^2\omega_0^2\omega_g^2 + (\omega_g^2 - \omega_0^2)^2}} \cos(\theta - \delta - \hat{\theta}) + A \left\{ \cos \left[\sqrt{1 - \left(\frac{k}{2}\right)^2} \omega_0 t - \varphi - \hat{\theta} \right] - \frac{\omega_0^2 - \hat{\omega}^2}{k\omega_0\hat{\omega}} \sin \left[\sqrt{1 - \left(\frac{k}{2}\right)^2} \omega_0 t - \varphi + \hat{\theta} \right] \right\} e^{-\frac{k\omega_0 t}{2}} \quad (13)$$

由于系统正常运行下允许的频率变化范围较小, 如国内的 0.2 Hz, 因此满足 $\omega_g \approx \omega_0$ 。令 $\hat{\omega} = \omega_0 + \Delta\omega$, 可将 $e_q(t)$ 中稳态项系数作如下近似计算:

$$\frac{k\omega_0\omega_g}{\sqrt{k^2\omega_0^2\omega_g^2 + (\omega_g^2 - \omega_0^2)^2}} \approx 1 \quad (14)$$

$$\frac{\omega_g(\omega_0^2 - \hat{\omega}^2)}{\hat{\omega}\sqrt{k^2\omega_0^2\omega_g^2 + (\omega_g^2 - \omega_0^2)^2}} \approx \frac{-2\Delta\omega}{k\omega_0} \quad (15)$$

式中, $\Delta\omega$ 为 PLL 中经过比例积分控制器计算得到的频率误差。

可以将 $e_q(t)$ 进一步化简为

$$e_q(t) = \sin(\theta - \delta - \hat{\theta}) + \frac{2\Delta\omega}{k\omega_0} \cos(\theta - \delta - \hat{\theta}) + A \left\{ \cos \left[\sqrt{1 - \left(\frac{k}{2}\right)^2} \omega_0 t - \varphi + \hat{\theta} \right] - \frac{\omega_0^2 - \hat{\omega}^2}{k\omega_0\hat{\omega}} \sin \left[\sqrt{1 - \left(\frac{k}{2}\right)^2} \omega_0 t - \varphi + \hat{\theta} \right] \right\} e^{-\frac{k\omega_0 t}{2}} \quad (16)$$

式(16)中的最后一项为衰减项, 在系统达到稳

态时, 衰减项为 0。式(16)可作近似假设 $\sin(\theta - \delta - \hat{\theta}) \approx \theta - \delta - \hat{\theta}$, $\cos(\theta - \delta - \hat{\theta}) \approx 1$ 。综上可知, $e_q(t)$ 可收敛至 $\theta - \delta - \hat{\theta} + 2\Delta\omega/k\omega_0$, 可将 $e_q(t)$ 在复频域内表示为

$$e_q(s) \approx [\theta^*(s) - \hat{\theta}(s)] + \frac{2\Delta\omega}{k\omega_0} \quad (17)$$

式中: $\theta^*(s)$ 为电网电压经过滤波后的真实角度, $\theta^*(s) = \theta(s)G_\tau(s) = \theta(s) - \delta(s)$, $G_\tau(s) = 1/(\tau s + 1)$, 可作为与 SOGI 近似的预滤波模块, $\tau = 1/(k\omega_0)$ 为时间常数; $2\Delta\omega/k\omega_0$ 为经过交叉补偿后产生的近似补偿反馈环节。

由式(17)可推导出 FFDSOGI-PLL 的小信号模型如图 5 所示。

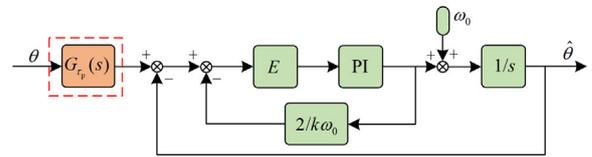


图 5 FFDSOGI-PLL 小信号模型

Fig. 5 Small-signal model of the proposed FFDSOGI-PLL

同样在频率偏移+2 Hz 和相位滞后 10° 的情况下, 并使用相同的控制器参数 $k_p = 137$, $k_i = 7878$, 将 FFDSOGI-PLL 与其小信号模型进行仿真对比, 电网相位和估计相位的误差结果如图 6 所示。对于固定频率的 SOGI, 由于加入了交叉补偿环节, 因此, 当 $t = 0.5$ s 加入 +2 Hz 的频率扰动、 $t = 0.7$ s 发生 10° 的相位跳变时, 估计的相位与电网实际相位不存在误差。

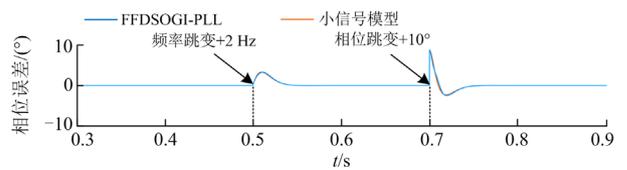


图 6 FFDSOGI-PLL 小信号模型的精度评估

Fig. 6 Accuracy assessment of the FFDSOGI-PLL small-signal model

与 1.2 节的 DSOGI-PLL 的小信号模型相比, 预滤波模块 $G_\tau(s)$ 位于反馈环的外部, 其对系统的稳定性不存在影响, 消除了 SOGI 与 SRF-PLL 之间的反馈耦合, 简化了系统的算法, 并且使得 SOGI 增益因子 k 与 PLL 的参数(比例增益 k_p 、积分增益 k_i) 互不影响。

2.4 DSOGI-PLL 与 FFDSOGI-PLL 的稳定性分析

为了更清晰地分析两种锁相环的动态性能及

确定系统收敛时的参数条件, 根据 DSOGI-PLL 的小信号模型, 可计算得到其传递函数满足式(18)和式(19)。

$$G_{\text{oiDSOGI-PLL}}(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{k_p s + k_i}{s^2(\tau_p s + 1)} \quad (18)$$

$$G_{\text{ciDSOGI-PLL}}(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{k_p s + k_i}{\tau_p s^3 + s^2 + k_p s + k_i} \quad (19)$$

式中: $G_{\text{oiDSOGI-PLL}}(s)$ 为常规的自适应 SOGI 锁相环的开环传递函数; $G_{\text{ciDSOGI-PLL}}(s)$ 为常规的自适应 SOGI 锁相环的闭环传递函数。

同理根据图 5 所示的 FFDSOGI-PLL 的小信号模型, 可计算其传递函数为

$$G_{\text{oiFFDSOGI-PLL}}(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 - (k_p s^2 + k_i)\tau_p} \quad (20)$$

$$G_{\text{ciFFDSOGI-PLL}}(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta(s)} = \frac{k_p s + k_i}{(1 - 2k_p \tau_p)s^2 + (k_p - 2k_i \tau_p)s + k_i} \quad (21)$$

式中: $G_{\text{oiFFDSOGI-PLL}}(s)$ 为 FFDSOGI-PLL 的开环传递函数; $G_{\text{ciFFDSOGI-PLL}}(s)$ 为 FFDSOGI-PLL 的闭环传递函数。

其中式(21)对应的二阶传递函数形式应满足式(22)。

$$G_{\text{ciFFDSOGI-PLL}}(s) = \frac{1}{\tau_p s + 1} \frac{(2\xi\omega_n + \omega_n^2\tau_p + \omega_n^2)s}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (22)$$

式中: ω_n 为自然角频率, 也称无阻尼振荡角频率; ξ 为阻尼比, 也称相对阻尼系数。

结合式(21)与式(22)可得^[26]

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{314k_i}{314 - k_p} \\ 2\xi\omega_n = \frac{314k_p - k_i}{314 - k_p} \end{cases} \quad (23)$$

由二阶系统的特征方程可知, ξ 和 ω_n 主要影响系统的上升时间 T_r 、峰值时间 T_p 、超调量 $\sigma\%$ 和调节时间 T_s 。通过选择合适的 ξ 和 ω_n , 以满足系统动态性能设计的需要。结合式(23)可以得到对应的参数 k_p 、 k_i 。经过综合考虑, 选取 $\omega_n = 90\pi \text{ rad/s}$, 选择最佳阻尼比 $\xi = 0.707$, 代入式(23)可得到 $k_p = 211$, $k_i = 26044$ 。本文权衡了 SOGI 的增益因子 k 对系统

滤波特性和动态性能的影响, 取 $k = 1.63$, 文献[27]已有详细的研究论述。

依据式(18)、式(20), 作出两种 PLL 的开环传递函数的伯德图如图 7 所示。从相频特性曲线很明显的可以看到 FFDSOGI-PLL 的相位裕度大于自适应的 DSOGI-PLL 的相位裕度(PM 为 25°), 证明在具有相同的参数 $k_p = 211$ 、 $k_i = 26044$ 时, 消除了前级 SOGI 与后级 PLL 频率耦合的 FFDSOGI-PLL 更加稳定。

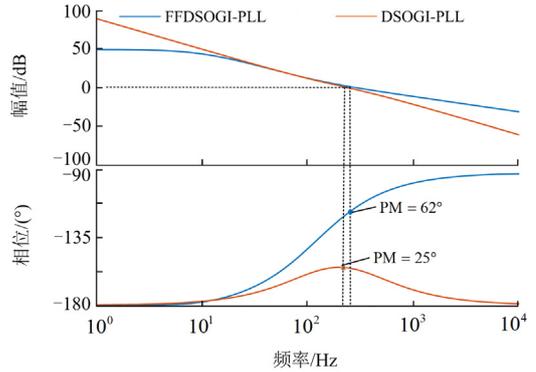


图 7 DSOGI-PLL 和 FFDSOGI-PLL 的伯德图

Fig. 7 Bode plots of the DSOGI-PLL and FFDSOGI-PLL

3 实验验证

通过计算选取 3 组实验参数进行实验, 3 组实验参数表述为参数 I、参数 II 和参数 III, 如表 1 所示。

表 1 实验控制参数

Table 1 Control parameters for experiments

实验参数	FFDSOGI-PLL				DSOGI-PLL			
	k_p	k_i	ξ	ω_n	k_p	k_i	ξ	ω_n
I	137	7878	0.84	$2\pi \times 18$	137	7878	0.707	$2\pi \times 21$
II	211	26041	0.707	$2\pi \times 45$	211	26041	0.65	$2\pi \times 35$
III	211	26041	0.707	$2\pi \times 45$	137	7878	0.707	$2\pi \times 21$

本次实验搭建了如图 8 所示的实验平台。实验平台采用 DSP28335 作为主控器, 采样频率设为 15 kHz, 死区时间设为 $2 \mu\text{s}$ 。三相交流电网电压由 MX30 可编程三相交直流电源提供, 并选用 PE-View9 软件对控制器状态进行实时监控。为比较两种 PLL 在相位跳变 $+30^\circ$ 、电网频率偏移 $+5 \text{ Hz}$ 以及 a 相含有 $+20\%$ 的直流分量条件下的动态性能, 设置 3 种控制器的参数分别为参数 I、参数 II、参数 III, 分别通过 3 组实验对两种锁相环的动态性能进行实验评估。三相电网电压幅值设为 1 p.u.。

在实验参数 I 下, 两种 DSOGI-PLL 的实验结果如图 9 所示。由图 9 可知, 在相位跳变、频率偏移、存在直流偏置的情况下, FFDSOGI-PL 与 DSOGI-PLL 都能保证在 50 ms 内重新达到稳定状态, 但实

验结果表明 FFDSOGI-PLL 在动态过程中相位误差的超调量更小。这证明在较小的参数 I 条件下, 两种 DSOGI 锁相环具有非常相似的动态性能。

在参数 II 条件下, 两种 DSOGI-PLL 的实验结果如图 10 所示。当电网相位发生 30° 的滞后时, 较大参数条件下的 DSOGI-PLL 出现了振荡现象, 其稳定时间大幅增加, 稳定时间达 100 ms, 然而 FFDSOGI-PLL 不受较大参数的影响, 且能在 22 ms 内快速重新达到稳定状态, 同时在稳定过程中具有更小的相位误差。当电网发生 +5 Hz 的频率偏移时, DSOGI-PLL 仍有振荡的情况, 而 FFDSOGI-PLL



图 8 实验平台

Fig. 8 Experimental platform

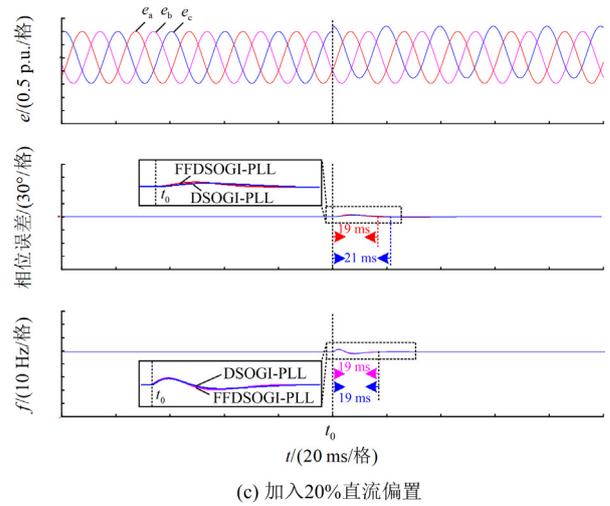
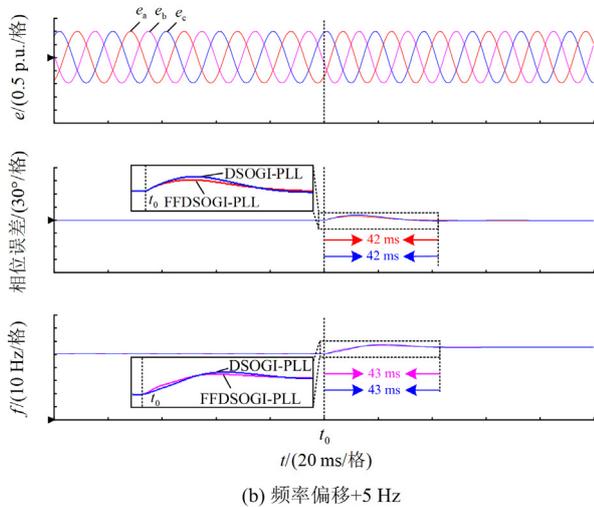
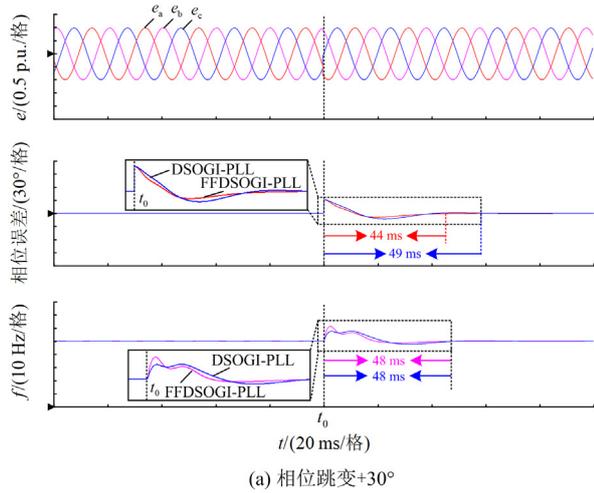
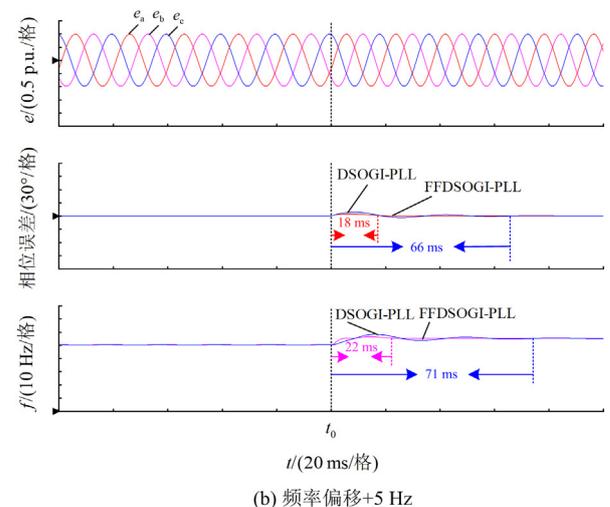
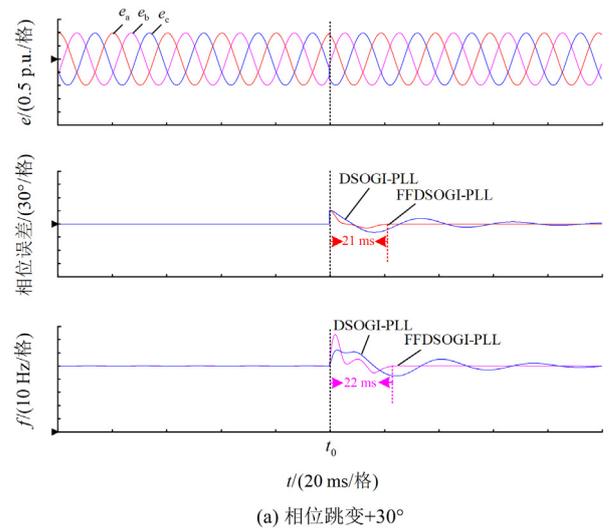
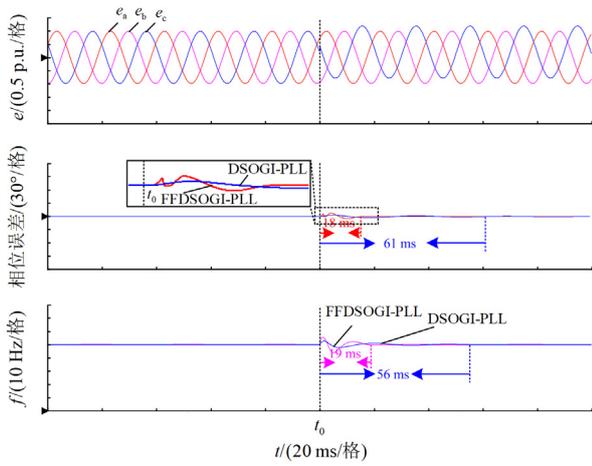


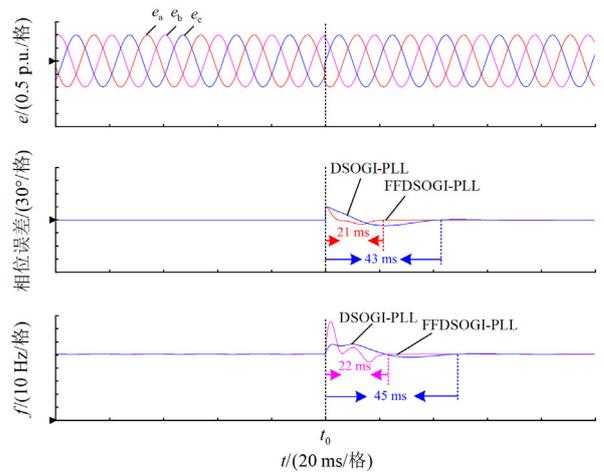
图 9 参数 I 下的实验结果

Fig. 9 Experimental results of the parameter I





(c) 加入20%直流偏置



(a) 相位跳变+30°

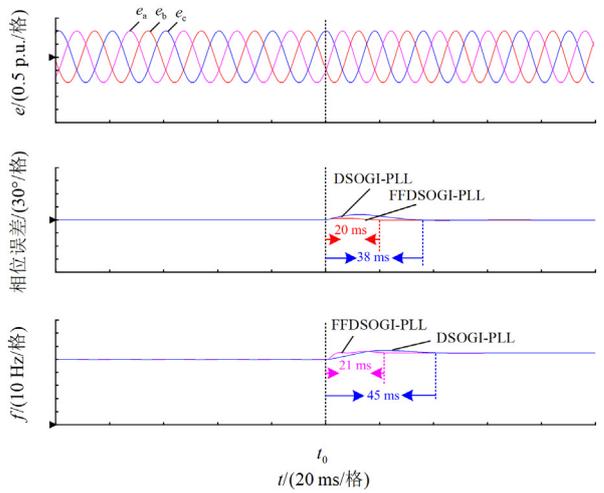
图 10 参数 II 下的实验结果

Fig. 10 Experimental results of the parameter II

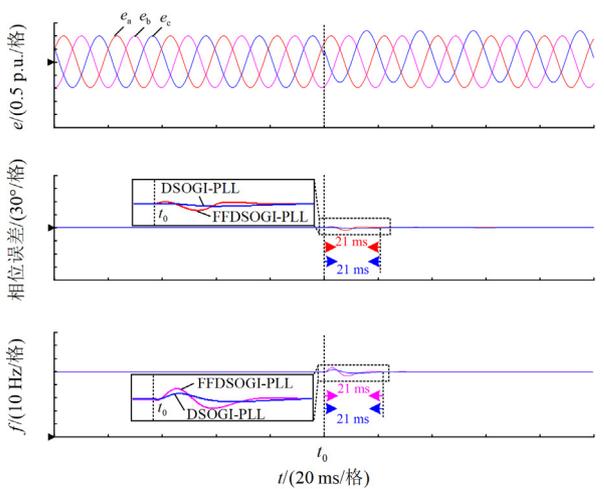
具有更短的稳定时间和更小的超调量。当 a 相电网电压含有+20%的直流分量时，DSOGI-PLL 同样有略微的振荡，同时 FFDSOGI-PLL 在动态过程中的超调量和相位误差有所增大，但其仍然具有较短的稳定时间。虽然 FFDSOGI-PLL 的超调有所增加，但较大的参数并不影响其稳定性。由以上实验结果可知，相较于 DSOGI-PLL，FFDSOGI-PLL 的稳定性更好，与图 7 所示伯德图的稳定性分析结论一致。与参数 I 的实验结果对比，在较大的参数 II 使得 FFDSOGI-PLL 具有更短的稳定时间，稳定时间均远小于 DSOGI-PLL，这也证明消除频率反馈环后，锁相环获得了更大的参数调整范围，动态性能得到了提升。

在参数 III 中，保证 DSOGI-PLL 不出现振荡的前提下，仅增大 FFDSOGI-PLL 的控制器参数： $k_p = 211$ 、 $k_i = 26044$ ，实验结果如图 11 所示。当电网发生 30°的相位滞后时，相较于 DSOGI-PLL，FFDSOGI-PLL 在稳定的过程中相位误差更小，稳定时间更短。然而，较大的 k_p 参数使得超调量有所增加，但稳定时间仍小于 22 ms。当电网发生+5 Hz 频率偏移时，相较于 DSOGI-PLL，FFDSOGI-PLL 在稳定的过程中相位误差更小，且稳定时间更短。在该参数条件下，FFDSOGI-PLL 可以在 21 ms 内达到稳态，而 DSOGI-PLL 需要 40 ms 左右。当 a 相含有 20%的直流分量时，实验结果显示，两种 DSOGI 锁相环都能够较好地抑制直流偏置。

为更加清晰地表述锁相环的动态性能，根据以上 3 组实验结果，将 DSOGI-PLL 与 FFDSOGI-PLL 的具体动态性能参数进行总结，如表 2 所示。



(b) 频率偏移+5 Hz



(c) 加入20%直流偏置

图 11 参数 III 情况下的实验结果

Fig. 11 Experimental results of the test case III

表 2 DSOGI-PLL 与 FFDSOGI-PLL 的动态性能比较

Table 2 Dynamic performance comparison between DSOGI-PLL and FFDSOGI-PLL

实验	实验工况	DSOGI-PLL		FFDSOGI-PLL	
		超调量/%	稳定时间/ms	超调量/%	稳定时间/ms
I	相位跳变+30°	16	48	24	48
	频率偏移+5 Hz	16.36	43	12.7	43
	+20%直流分量	4	19	4	19
II	相位跳变+30°	24	>100	44	22
	频率偏移+5 Hz	14.54	71	18.1	22
	+20%直流分量	8	56	12	19
III	相位跳变+30°	16	45	44	22
	频率偏移+5 Hz	16.4	45	18.1	21
	+20%直流分量	4	21	12	21

4 结语

为消除传统的 DSOGI-PLL 前级 SOGI 与后级 PLL 之间的频率耦合的影响, 本文提出了一种基于双定频二阶广义积分器的锁相环(FFDSOGI-PLL)设计方法, 消除了 SOGI 与 PLL 之间的频率耦合, 简化了系统的结构, 提高了系统的鲁棒性。同时, 本文设计了一种交叉补偿的方法, 可以将电网电压的相位和幅值同时进行补偿, 并且当电网频率发生偏移时, 所提方法仍然能够对电网电压进行精准的补偿。为了更好地对比两种 PLL 的动态性能, 本文对两种 PLL 的小信号模型进行了详细分析, 并参照推导出的小信号模型, 进一步对 PLL 参数进行设计。最后, 通过伯德图进行了稳定性分析, 证明了 FFDSOGI-PLL 具有更大相位裕度, 系统更加稳定。实验结果表明, 在保证系统不发生振荡的前提下, 所提 FFDSOGI-PLL 具有更大的参数调节范围, 并具有更好的动态性能, 通过实验验证了所提 FFDSOGI-PLL 的优越性。

参考文献

- [1] 刘人志, 陈卓, 唐文博, 等. 弱电网下计及锁相环影响的 LCL 型并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(5): 178-187.
LIU Renzhi, CHEN Zhuo, TANG Wenbo, et al. Control strategy of LCL grid-connected inverter considering the influence of phase-locked loop under weak power grid[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(5): 178-187.
- [2] 李宇骏, 华凤林, 陆艺源, 等. 基于李雅普诺夫函数的带锁相环的 VSC 大扰动稳定性判据[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(2): 46-54.
LI Yujun, HUA Fenglin, LU Yiyuan, et al. Large disturbance stability criterion for a VSC with phase-locked loop based on a Lyapunov function[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(2): 46-54.
- [3] 姜云龙, 司鑫尧, 史鸿飞, 等. 弱电网下计及锁相环影响的并网逆变器稳定性提升方法[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(24): 113-120.
JIANG Yunlong, SI Xinyao, SHI Hongfei, et al. Stability improvement method of grid-connected inverter considering phase-locked loop effect in weak grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(24): 113-120.
- [4] 黎晓, 李剑泽, 苏晨博, 等. 锁相环失步对同步发电机暂态功角稳定性的影响机理分析[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(22): 101-110.
LI Xiao, LI Jianze, SU Chenbo, et al. Influence mechanism analysis of phase locked loop out-of-synchronization on transient power angle stability of synchronous generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(22): 101-110.
- [5] 陈征, 胡鹏飞, 戴立宇, 等. 基于锁相环的并网 VSC 暂态失稳机理与控制方法[J]. 中国电力, 2022, 55(10): 77-86.
CHEN Zheng, HU Pengfei, DAI Liyu, et al. Transient instability mechanism and control method of PLL-based grid-connected VSC[J]. Electric Power, 2022, 55(10): 77-86.
- [6] 左运, 葛兴来, 李松涛, 等. 基于改进型 q-PLL 的牵引电机无速度传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(1): 383-392.
ZUO Yun, GE Xinglai, LI Songtao, et al. Speed sensorless control of traction motor based on improved q-PLL[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 383-392.
- [7] 许中阳, 郭希铮, 邹方朔, 等. 永磁同步电机无速度传感器控制离散化方法研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊 1): 52-61.
XU Zhongyang, GUO Xizheng, ZOU Fangshuo, et al. Research on digital discretization method of speed sensorless control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 52-61.
- [8] 马天诚, 黄云辉, 王栋, 等. 弱电网不对称故障下基于正负序解耦的锁相环设计与研究[J]. 智慧电力, 2022, 50(1): 108-114.
MA Tiancheng, HUANG Yunhui, WANG Dong, et al. Design and research of PLL based on positive and negative sequence decoupling under asymmetric faults in weak power grid[J]. Smart Power, 2022, 50(1): 108-114.
- [9] LUO Yi, YAO Jun, CHEN Zhaoyang, et al. Transient synchronous stability analysis and enhancement control strategy of a PLL-based VSC system during asymmetric grid faults[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(2): 568-584.
- [10] XU J X, QIAN H, HU Y, et al. Overview of SOGI-based

- single-phase phase-locked loops for grid synchronization under complex grid conditions[J]. IEEE Access, 2021, 9: 39275-39291.
- [11] XU J M, QIAN H, QIAN Q, 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.
- [12] OLESTAN S, MOUSAZADEH S Y, GUERRERO J M, et al. A critical examination of frequency-fixed second-order generalized integrator-based phase-locked loops[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6666-6672.
- [13] LAABJERG F, TEODORESCU R, LISERRE M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398-1409.
- [14] 吕雅诗, 邹赵悦, 吴超, 等. 基于低通滤波器的标么化锁相环同步稳定性分析[J]. 高电压技术, 2022, 48(10): 3848-3858.
LÜ Yashi, ZOU Zhaoyue, WU Chao, et al. Analysis of synchronous stability of the normalization PLL based on low-pass filter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(10): 3848-3858.
- [15] GOLESTAN S, RAMEZANI M, GUERRERO J M, et al. Moving average filter based phase-locked loops: performance analysis and design guidelines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2750-2763.
- [16] RANJAN A, KEWAT S, SINGH B, et al. DSOGI-PLL with in-loop filter based solar grid interfaced system for alleviating power quality problems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(1): 730-740.
- [17] HE X, GENG H, YANG G, et al. A generalized design framework of notch filter-based frequency-locked loop for three-phase grid voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 7072-7084.
- [18] BATISTA Y N, DE SOUZA H E P, NEVES F A S, et al. Variable-structure generalized delayed signal cancellation PLL to improve convergence time[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 7146-7150.
- [19] KULKARNI A, JOHN V. A novel design method for SOGI-PLL for minimum settling time and low unit vector distortion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 39: 274-279.
- [20] 王兴, 杨凯, 张伟健, 等. 一种并网逆变器无交流电压传感器控制方法[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(5): 36-41.
WANG Xing, YANG Kai, ZHANG Weijian, et al. One kind of AC voltage sensorless control method of grid-connected inverter[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(5): 36-41.
- [21] 郭磊磊, 金楠, 李琰琰, 等. 并网逆变器无电网电压传感器模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(12): 2612-2622.
GUO Leilei, JIN Nan, LI Yanyan, et al. Grid voltage sensorless model predictive control for grid-connected inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(12): 2612-2622.
- [22] 吴振军, 刘震坤, 郭磊磊, 等. 基于抗频率偏移电感辨识的并网逆变器模型预测控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 99-107.
WU Zhenjun, LIU Zhenkun, GUO Leilei, et al. Model predictive control for a grid-connected inverter based on inductance identification resistant to frequency deviation[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(22): 99-107.
- [23] 王高林, 张国强, 贵献国, 等. 永磁同步电机无位置传感器混合控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 103-109.
WANG Gaolin, ZHANG Guoqiang, GUI Xianguo, et al. Position-less sensor hybrid control strategy for permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 103-109.
- [24] 王琛琛, 苟立峰, 周明磊, 等. 基于改进的离散域二阶滑模观测器的内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 387-397.
WANG Chenchen, GOU Lifeng, ZHOU Minglei, et al. Sensorless control of IP MSM based improved discrete second-order sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 387-397.
- [25] HOEPFNER B, VICK R. A three-phase frequency-fixed DSOGI-PLL with low computational effort[J]. IEEE Access, 2023, 11: 34932-34941.
- [26] GOLESTAN S, MONFARED M, FREIJEDO F D, et al. Dynamics assessment of advanced single-phase PLL structures[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(6): 2167-2177.
- [27] XIAO F R, DONG L, LI L, et al. A frequency-fixed SOGI-based PLL for single-phase grid-connected converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1713-1719.

收稿日期: 2023-09-01; 修回日期: 2023-11-28

作者简介:

郭磊磊(1987—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为新能源并网逆变器控制技术; E-mail: 2006guoleilei@163.com

叶青洋(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源并网信息同步技术; E-mail: yqy980302@163.com

金楠(1982—), 男, 博士, 教授, 研究方向为逆变器的模型预测控制技术。E-mail: jinnan@zzuli.edu.cn

(编辑 魏小丽)