

基于二阶广义积分器的改进型电网锁相环

仇乐兵, 唐建宇, 曹洋, 罗仁俊, 徐万良, 林丽
(株洲变流技术国家工程研究中心有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 在理想电网电压工况下, 单同步参考坐标系锁相环能快速、准确地检测电网电压相位及频率, 但非理想电网电压工况会显著恶化单同步锁相环的性能。为此, 文章提出一种基于二阶广义积分器的改进型电网锁相环, 其通过定积分运算提取直流分量, 进而消除直流偏置所造成的相位跟踪误差; 通过准确的频率估计与参数调整, 使二阶广义积分器的谐振频率能很好地适应电网频率的变化, 并对锁相环的稳定裕度、动态响应及抗干扰性等参数进行了优化设计。仿真及实验结果表明, 所设计的锁相环在电网电压不对称、畸变、频率变动、直流偏置等工况下均具有良好的锁相性能。

关键词: 二阶广义积分器; 锁相环; 频率自适应; 直流偏置

中图分类号: TM714

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2017)02-0051-07

doi:10.13889/j.issn.2095-3631.2017.02.200

An Improved Phase-locked Loop Based on Second-order Generalized Integrator

QIU Lebing, TANG Jianyu, CAO Yang, LUO Renjun, XU Wanliang, LIN Li

(Zhuzhou National Engineering Research Center of Converters Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Under ideal grid voltage conditions, single synchronous reference frame phase-locked loop (SSRF-PLL) enables fast and accurate phase/frequency detection, however, abnormal grid voltage conditions highly degrade its performance. To overcome this drawback, it presented an improved PLL based on second-order generalized integrator (SOGI). The extraction of DC component is performed by the definite integral operation, and then the phase error caused by the DC offset can be eliminated. By the accurate estimation of frequency and parameter tuning, the resonance frequency of SOGI is adaptive to the grid frequency variation. The stability margin, dynamics response, and disturbance rejection ability are the critical factors that are considered in parameters optimization. Simulation and experimental results show that the PLL has excellent performance under non-ideal grid voltage conditions including voltage asymmetry, harmonics, frequency varying and DC offset.

Keywords: SOGI; PLL; frequency adaptive control; DC offset

0 引言

电网侧变流器的稳定控制依赖于电网电压同步策略。锁相环是目前使用最广泛的电网同步方法, 它用于准确获取电压相位与幅值信息, 提供计算基准, 其性能对于网侧变流器控制系统至关重要^[1]。在电网电压信号存在不对称、畸变、直流偏置、相位及频率突变等工况下, 锁相环必须能够快速、准确地获取电网正序基波电

压相位及幅值。

基于传统单同步参考坐标系的锁相环 (single synchronous reference frame PLL, SSRF-PLL) 在理想电网电压工况下能够实现优越的锁相性能, 已得到广泛应用。但当电网电压信号存在直流偏置、畸变及不对称时, SSRF-PLL 的锁相性能会显著恶化^[2]。特别是当并网变流器需要实现不对称控制时, SSRF-PLL 已无法满足实际需求。为消除负序分量对 SSRF-PLL 锁相环性能的影响, 研究人员提出了多种解决方案, 其基本原理是将电压正、负序分量与 SSRF-PLL 相结合, 对

收稿日期: 2016-11-22

作者简介: 仇乐兵 (1985-), 男, 工程师, 研究方向为大功率变流器设计。

基金项目: 国家 863 计划 (编号: 2015AA050600)

电网正序基波电压锁相。当电网频率近似恒定时，瞬态对称分量法^[3-4]、延时信号抵消法^[5]及空间矢量滤波法^[6]均可用于改善SSRF-PLL的锁相性能；但当电网频率波动较大时，这类方法的同步效果较差，且对谐波与直流偏置信号的抑制作用不足。基于解耦双同步参考坐标系的锁相环（decoupled double synchronous reference frame PLL, DDSRF-PLL）也能有效消除负序分量对锁相性能的影响，且具有很好的频率适应性；其缺点在于对谐波与直流偏置信号的抑制作用仍然有限，且在暂态过程中的收敛速度较慢。针对负序及特定次谐波，可利用多同步坐标系提升双同步坐标系锁相环的性能^[7]，但计算繁琐，实用性不强。交叉解耦复数滤波并网同步技术^[8-9]原理简单，能有效抑制电压负序及谐波分量对锁相性能的影响，但其暂态工况下的响应时间较长，接近40 ms。基于二阶广义积分器（second order generalized integrator, SOGI）的并网同步方法^[10-14]能有效应对电网不对称及畸变工况，实现简单，但其对直流偏置信号缺乏抑制作用，当参数整定不够合理时，甚至会放大直流偏置信号。文献[15]采用一种优化的SOGI结构，能消除输入信号中直流偏置分量对输出信号的影响，但又削弱了SOGI的谐波抑制效果。

为解决上述问题，本文将SOGI与SSRF-PLL相结合，提出一种非理想电网电压工况下的并网同步技术，详细分析其工作原理及特点，并给出了参数整定方法。最后通过仿真与实验验证所提同步锁相算法在处理电压不对称、畸变、直流偏置、相位及频率突变等工况下的有效性。

1 改进型二阶广义积分器锁相环

1.1 基于二阶广义积分器的自适应滤波器

二阶广义积分器能对特定频率交流量进行跟踪、移相，可用于实现电压信号的正、负序分离及滤波，其原理如图1所示。图中， v 为滤波器输入信号， \hat{v} 与 $q\hat{v}$ 为滤波器输出信号， ω_0 为待跟踪交流信号的角频率， k 为滤波器增益系数。

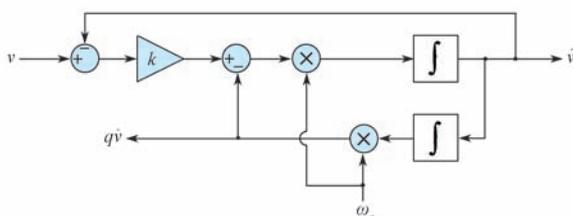


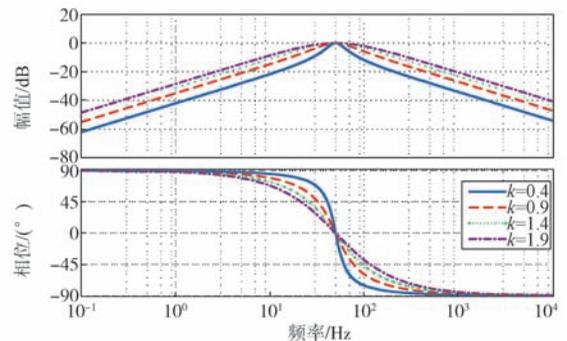
图1 基于二阶广义积分器的自适应滤波器
Fig.1 Adaptive filter based on SOGI

滤波器的传递函数为

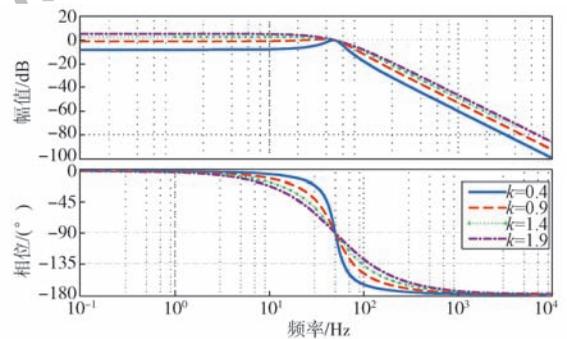
$$\left. \begin{aligned} D(s) &= \frac{\hat{v}}{v} = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \\ Q(s) &= \frac{q\hat{v}}{v} = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中： $D(s)$ ——带通滤波器传递函数； $Q(s)$ ——低通滤波器传递函数。

由滤波器的幅频特性与相频特性^[16]可知，滤波器在频率 ω_0 处的增益为1，输出信号 $q\hat{v}$ 与 \hat{v} 的相位差为 90° ，表明滤波器可完成对给定频率交流信号进行无差跟踪与移相。滤波器频谱特性如图2所示，其中 $\omega_0=100\pi$ ， k 以0.5为步长从0.4增加到1.9。



(a) $D(s)$ 频谱特性



(b) $Q(s)$ 频谱特性

图2 不同增益系数 k 下的自适应滤波器频谱特性
Fig.2 Bode diagrams of the adaptive filter based on SOGI with different k

1.2 不对称电网电压正、负序分量提取

网侧变流器控制系统通常检测电网线电压，通过电网线电压可计算出不含零序分量的电网相电压。不对称电网三相相电压 V_s 的正序和负序分量可表示为^[17]

$$\left. \begin{aligned} V_{abc}^+ &= [v_a^+ \ v_b^+ \ v_c^+]^T = [T^+] V_s \\ V_{abc}^- &= [v_a^- \ v_b^- \ v_c^-]^T = [T^-] V_s \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中：

$$T^+ = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix}; \quad T^- = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix};$$

$$\alpha = e^{-j2\pi/3}; \quad V_s = [V_a \ V_b \ V_c]^T.$$

对电网相电压 V_s 进行 Clark 变换, 可得两相静止坐标系下电网相电压的正序和负序分量, 如式 (3) 所示。通过二阶广义积分器可实现 90° 移相运算, 因此可用于对电压正、负序分量的分解。

$$\left. \begin{aligned} V_{\alpha\beta}^+ &= [v_\alpha^+ \quad v_\beta^+]^T = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} V_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} T_{\alpha\beta} V_s \\ V_{\alpha\beta}^- &= [v_\alpha^- \quad v_\beta^-]^T = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} V_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} T_{\alpha\beta} V_s \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中:

$$T_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; \quad q \text{——移相算子, } q=e^{-j\pi/2}.$$

1.3 改进型锁相环工作原理

基于对称分量法与双二阶广义积分器, 可提取电网电压正序基波分量, 再结合单同步变换锁相环, 可准确获取电压正序基波分量的幅值与相位信息。二阶广义积分器的跟踪性能受限于实际输入信号的频率, 为提高二阶广义积分器的响应速度, 需增大 k 系数。随着 k 系数的增大, SOGI 对直流偏置的抑制作用会显著下降, 甚至也会放大直流偏置, 恶化锁相环性能。为此, 本文提出一种基于 SOGI+SSRF-PLL 的改进电网锁相环, 其能有效处理频率波动及直流偏置问题。图 3 示出其工作原理, 图中, 利用 SOGI 可实现对输入电压信号的正负序分解及谐波抑制; SSRF-PLL 对正序基波电压 v_α, v_β 进行锁相, 实现电压相位及频率检测; 额定频率 ω_{ff} 作为前馈项, 用于提升同步速度; AVE 为平均值计算, 其输出用于对相位误差进行补偿; FRJ 实现频率滤波及区间判断, 以此调整 SOGI 的参数。

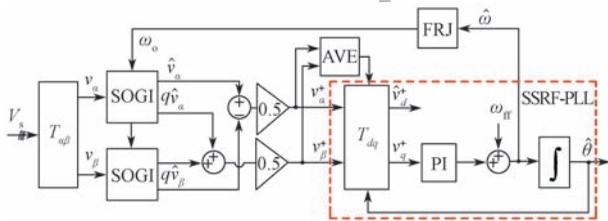


图 3 改进的锁相环结构

Fig.3 Structure of the improved PLL

1.3.1 直流分量检测与相位补偿

为提升锁相环动态性能, 采用定积分计算直流分量。对 v_α^+, v_β^+ 分别进行若干个工频周期的定积分运算, 可得电压信号中的直流分量 $\bar{v}_\alpha, \bar{v}_\beta$ 。设旋转变换矩阵

$$T_{dq} = \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} & -\cos \hat{\theta} \\ \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $\hat{\theta}$ —电网同步相角。

直流分量经过旋转变换在电压交轴分量中引入的工

频扰动为

$$\tilde{v}_q^+ = \bar{v}_\alpha \cos \hat{\theta} + \bar{v}_\beta \sin \hat{\theta} \quad (5)$$

经过相位补偿后的电压交轴分量为

$$\hat{v}_q^+ = v_\alpha^+ \cos \hat{\theta} + v_\beta^+ \sin \hat{\theta} - \tilde{v}_q^+ \quad (6)$$

对 \hat{v}_q^+ 进行 PI 调节及积分运算, 可得电网同步相角 $\hat{\theta}$ 。

1.3.2 频率区间判断与滤波器参数调整

由锁相环计算出的电网角频率为 $\hat{\omega}$, 与 $\hat{\omega}$ 对应的电网频率为 f 。对 f 低通滤波后, 可得电网频率 \hat{f} 。依据二阶广义积分器的幅频特性及电网实际工况, 选择恰当的频率变化量 Δf 对电网频率 \hat{f} 进行区间划分。设电网网频为 50 Hz, 当 $\hat{f} \in [50-\Delta f, 50+\Delta f]$ 时, FRJ 模块输出角频率 $\omega_o=100\pi$; 当 $\hat{f} < 50-\Delta f$ 时, $\omega_o=2\pi(50-\Delta f)$; 当 $\hat{f} > 50+\Delta f$ 时, $\omega_o=2\pi(50+\Delta f)$ 。 ω_o 作为 SOGI 的参数实现频率自适应。

2 关键参数的整定

锁相环参数对其性能有着重要影响。本节通过建立锁相环小信号模型, 分别从稳定裕度、动态响应及抗扰动性能这 3 个方面对锁相环关键参数进行优化设计。

传统单同步锁相环的小信号数学模型如图 4 所示。图中, ω_p 为低通滤波器的截止频率, k_p 为比例系数, θ_e 为相角误差, θ_1^+ 为正序基波电压参考相位, $\hat{v}_q(s)$ 表示电压谐波引起的扰动分量。

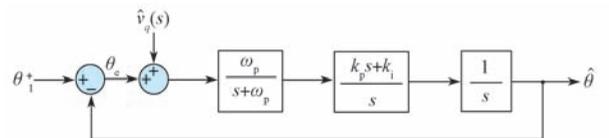


图 4 单同步坐标系锁相环小信号模型

Fig.4 Small-signal model of the LSRF-PLL

双同步参考坐标系锁相环通过在单同步坐标系锁相环中引入二倍工频陷波器, 完成对负序分量抑制。在进行正、负序基波分量提取时, 双同步参考坐标系与双二阶广义积分器等价。图 5 示出与图 3 对应的锁相环小信号模型 (输入电压采用标么值)。

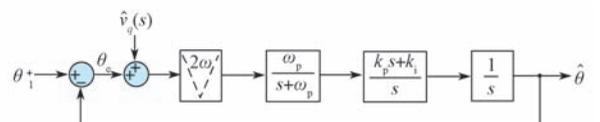


图 5 锁相环小信号模型

Fig.5 Small-signal model of the improved PLL

由于二倍工频陷波器会影响锁相环的动态性能, 为保证锁相环的稳定性, 锁相环带宽应远小于 2 倍工频。当开环带宽远小于 2 倍工频时, 可忽略陷波器对锁相环动态性能的影响^[18-20], 其锁相环的小信号简化模型同

图4所示。

2.1 稳定裕度

设 $\omega_z = k_i/k_p$, 由图5可得锁相环开环传递函数:

$$G_{ol}(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta_e(s)} = \frac{k_p \omega_p (s + \omega_z)}{s^2 (s + \omega_p)} \quad (7)$$

其相位裕度可表示为

$$PM = \underbrace{\arctan(\omega_c / \omega_z)}_{\phi_z} - \underbrace{\arctan(\omega_c / \omega_p)}_{\phi_p} \quad (8)$$

式中: ω_c 为穿越频率, 且

$$\omega_c = k_p \frac{\cos \phi_p}{\sin \phi_z} \quad (9)$$

对式(8)进行偏微分运算并取极值, 即

$(\partial PM / \partial \omega_c) = 0$, 可得

$$\omega_c = \sqrt{\omega_z \omega_p} \quad (10)$$

将式(10)代入式(9)可得

$$\omega_c = k_p \quad (11)$$

即当 $\omega_c = k_p$ 时, 相位裕度可取最大值。

依据扩展对称最优法^[21], 设 $\omega_p = g^2 \omega_z$ (g 为常数),

由式(10)与式(11)可得

$$\left. \begin{aligned} k_p &= \omega_c \\ \omega_z &= \omega_c / g \\ \omega_p &= g \omega_c \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

将式(12)代入式(8), 则锁相环相位裕度可表示为

$$PM = \arctan \frac{g^2 - 1}{2g} \quad (13)$$

将相位裕度的范围选定为: $30^\circ \leq PM \leq 60^\circ$ 。由此可得, $1.732 \leq g \leq 3.732$ 。

2.2 动态响应

将式(12)代入式(7), 则锁相环开环传递函数可表示为

$$G_{ol}(s) = \frac{g \omega_c^2 s + \omega_c^3}{s^2 (s + g \omega_c)} \quad (14)$$

跟踪误差传递函数:

$$G_e(s) = \frac{\theta_e(s)}{\theta_1(s)} = \frac{1}{1 + G_{ol}(s)} = \frac{s^2 (s + g \omega_c)}{(s + \omega_c) [s^2 + (g-1) \omega_c s + \omega_c^2]} \quad (15)$$

设 $g = 2\zeta + 1$, 则式(15)可表示为

$$G_e(s) = \frac{s^2 [s + (2\zeta + 1) \omega_c]}{(s + \omega_c) (s^2 + 2\zeta \omega_c s + \omega_c^2)} \quad (16)$$

由式(16)可得相位阶跃输入工况下的误差响应:

$$\Theta_e^{\Delta\theta}(s) = \frac{\Delta\theta}{s} G_e(s) = \frac{s [s + (2\zeta + 1) \omega_c] \Delta\theta}{(s + \omega_c) (s^2 + 2\zeta \omega_c s + \omega_c^2)} \quad (17)$$

式中: $\Delta\theta$ ——相位变动幅值。

频率斜坡输入工况下的误差响应为

$$\Theta_e^{\Delta\omega}(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2} G_e(s) = \frac{[s + (2\zeta + 1) \omega_c] \Delta\omega}{(s + \omega_c) (s^2 + 2\zeta \omega_c s + \omega_c^2)} \quad (18)$$

式中: $\Delta\omega$ ——频率变动斜率。

对式(17)与式(18)进行拉普拉斯逆变换, 可得误差响应的时域表达式^[20]:

$$\Theta_e^{\Delta\theta}(t) = \begin{cases} \frac{\Delta\theta}{\zeta - 1} \left[\zeta e^{-\omega_c t} - e^{-\zeta \omega_c t} \cos(\omega_c t \sqrt{1 - \zeta^2}) \right], \zeta < 1 \\ \Delta\theta e^{-\omega_c t} (1 + \omega_c t - \omega_c^2 t^2), \zeta = 1 \\ \frac{\Delta\theta}{\zeta - 1} \left[\zeta e^{-\omega_c t} - 0.5 (e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) \omega_c t} + e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}) \omega_c t}) \right], \zeta > 1 \end{cases} \quad (19)$$

$$\Theta_e^{\Delta\omega}(t) = \begin{cases} \frac{\Delta\omega}{(1 - \zeta) \omega_c} \left\{ \zeta e^{-\omega_c t} + e^{-\zeta \omega_c t} \left[-\zeta \cos(\omega_c t \sqrt{1 - \zeta^2}) + \sqrt{1 - \zeta^2} \sin(\omega_c t \sqrt{1 - \zeta^2}) \right] \right\}, \zeta < 1 \\ \frac{\Delta\omega}{\omega_c} e^{-\omega_c t} (\omega_c t + \omega_c^2 t^2), \zeta = 1 \\ \frac{\Delta\omega}{(1 - \zeta) \omega_c} \left[\zeta e^{-\omega_c t} - 0.5 (\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}) e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) \omega_c t} - 0.5 (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}) \omega_c t} \right], \zeta > 1 \end{cases} \quad (20)$$

由式(19)与式(20)可知, 锁相环动态响应速度与穿越频率 ω_c 有关。穿越频率越大, 锁相环响应速度越快, 但穿越频率的增大会降低锁相环的抗干扰性能, 实际使用中需依据工况合理选择穿越频率。为使锁相环具有较快的响应速度且无明显超调, ζ 的取值范围通常选为 $0.6 \leq \zeta \leq 1$, 本文取 $\zeta = 0.7$, 对应的相位裕度 $PM = 44.76^\circ$ 。

2.3 抗干扰性能

由图5可得扰动传递函数:

$$G_d(s) = \frac{\hat{\theta}_1(s)}{\hat{v}_q(s)} = \frac{g \omega_c^2 s + \omega_c^3}{s^3 + g \omega_c s^2 + g \omega_c^2 s + \omega_c^3} \quad (21)$$

当 $\zeta = 0.4$ ($g = 2.4$) 时, 扰动传递函数与开环传递函数的高频段 ($f \geq 100$ Hz) 幅频特性基本一致, 因此可采用开环传递函数整定穿越频率 ω_c 。锁相环开环折线对数幅频特性如图6所示。图中, ω_d 为需要抑制的谐波干扰信号的最小频率, A_{ω_d} 为对应的衰减增益。

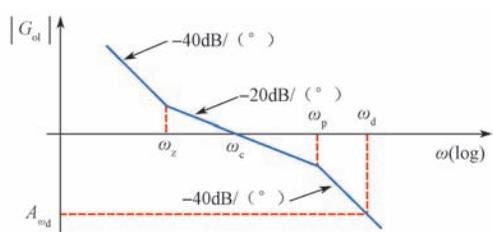


图6 开环折线对数幅频特性

Fig.6 Logarithmic magnitude plot of the open-loop transfer function

由图6可得

$$A_{\omega_d} = |G_{ol}(j\omega_d)| \approx -20 \log \frac{\omega_p}{\omega_c} - 40 \log \frac{\omega_d}{\omega_p} = -20 \log \frac{\omega_d^2}{\omega_p \omega_c} \quad (22)$$

将 $\omega_p = g\omega_c$ 代入式(22), 可得

$$\omega_c = \frac{\omega_d}{\sqrt{g}} 10^{\frac{A_{\omega_d}}{40}} \quad (23)$$

锁相环带宽应远小于陷波器频率(即 $2\hat{\omega}$, 其中 $\hat{\omega}$ 为电网工频), ω_c 的最大允许取值范围为 $[0.4\hat{\omega}, 0.5\hat{\omega}]^{[19]}$ 。当电网工频为 50 Hz 时, ω_c 的最大值范围为 $[2\pi \times 20, 2\pi \times 25]$ 。本文取 $\omega_c = 2\pi \times 20$ rad/s。由 $g = 2.4$, $\omega_c = 2\pi \times 20$ rad/s, 可计算出锁相环的其他参数:

$$\left. \begin{aligned} k_p &= \omega_c = 125.6637 \\ k_i &= k_p \omega_c = \omega_c^2 / g = 6579.7363 \\ \omega_p &= g\omega_c = 301.5929 \\ k &= 2\omega_p / \omega_{ff} = 1.92 \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

由式(7)和式(24)可得本文设计的锁相环开环波特图, 如图7所示。由图可知, 锁相环具有较大的相位裕度与增益裕度, 初步验证了参数整定的正确性。当 $\omega_d = 2\pi \times 100$ rad/s, $\omega_c = 2\pi \times 20$ rad/s 时, $A_{\omega_d} = -20.355$ dB, 可满足大多数应用需求。

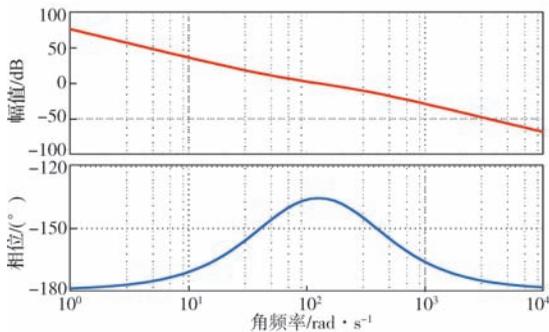


图7 锁相环波特图
Fig.7 Bode diagram of PLL

3 仿真及实验研究

3.1 仿真

为验证本文提出的改进型锁相环及其参数整定方法的正确性, 利用 MATLAB/Simulink/VS2010 搭建仿真模型, 对电网电压信号包含不对称、畸变、频率波动、直流偏置等工况下的锁相性能进行研究。锁相环采用标幺值运算, 算法运算周期为 100 μ s, 定点数据格式选用 IQ25, 锁相环 PI 参数及增益系数与式(24)一致。将仿真故障工况设置为: $t = 0.4$ s 时, 电网 A 相电压跌落 50%, B、C 相电压跌落 10%; $t = 0.6$ s 时, 电网 A 相电压升高 40%, B、C 相电压升高 5%; $t = 0.8$ s 时, 向电网注入 6% 的 3、5 次谐波电压; $t = 1.0$ s 时, 向 A 相电压注入 10% 的直流分量, B 相电压信号注入 8% 的直流

分量; $t = 1.2$ s 时, 以正弦调制形式改变电网频率, 调制幅值为 3、频率为 5 Hz。

图8示出电压跌落工况仿真过程。可以看出, 在电网电压跌落过程中, 锁相环能快速准确跟踪电网相位。

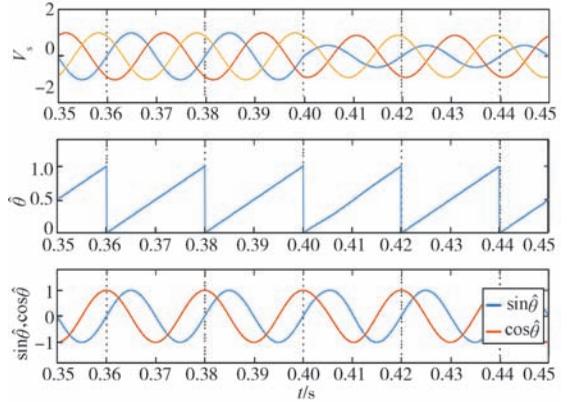


图8 电压跌落工况仿真结果

Fig.8 Simulation results in response to voltage sag

图9示出电压骤升工况仿真过程。可以看出, 在电网电压骤升过程中, 锁相环能快速准确跟踪电网相位。

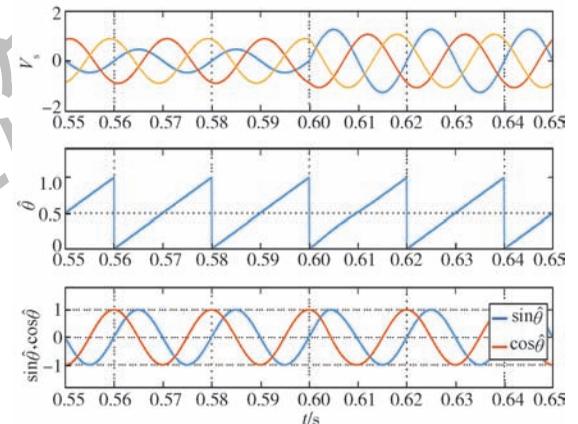


图9 电压骤升工况仿真结果

Fig.9 Simulation results in response to voltage swell

图10示出电压畸变工况仿真过程, 可以看出, 在电压畸变工况下 ($THD = 6\%$), 锁相环能准确跟踪电网相位, 可适应大多数网侧电压畸变工况。

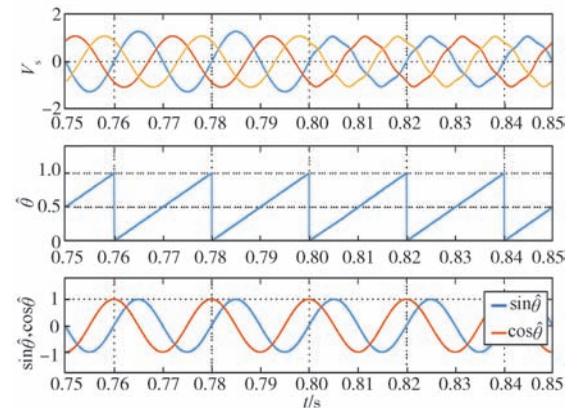


图10 电压畸变工况仿真结果

Fig.10 Simulation results in response to distorted voltage

图11示出直流偏置工况仿真过程。可以看出, 电压信号中的直流分量会增大相位误差; 当加入直流分量

检测及相位补偿后, 锁相环能消除直流偏置对其性能的影响。

图 12 示出频率变动工况仿真结果。由图可知, 当电压信号频率出现波动时, 通过合理设置二阶积分器的通带宽度, 并依据频率估算结果调整滤波器参数, 可显著提升锁相环的频率适应性。

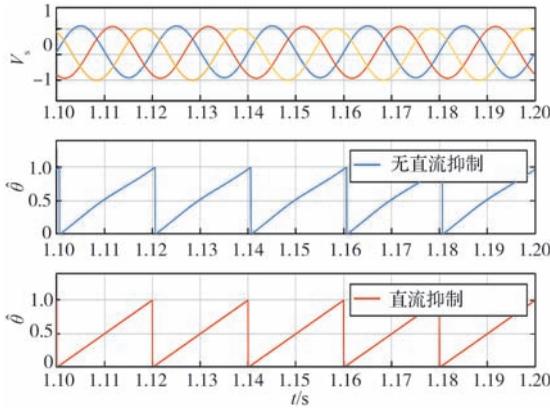


图 11 直流偏置工况仿真结果

Fig.11 Simulation results in response to DC offset

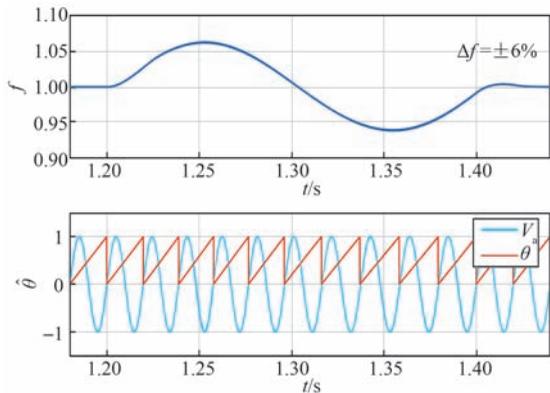


图 12 频率变动工况仿真结果

Fig.12 Simulation results in response to frequency changes

3.2 实验

为进一步验证锁相环的正确性, 建立实验平台, 对锁相环在电网电压不对称、频率波动及直流偏置工况下的锁相性能进行实验研究。

由单相信号发生器输出单相电压信号, 模拟电网电压不对称工况, 即三相线电压中有两相线电压为零。电压信号频率分别设置为: 52 ± 0.4 Hz, 48 ± 0.4 Hz。实验结果如图 13 和图 14 所示, 图中的正弦信号为信号发生器输出电压采样信号。由图可知, 当电网频率为 52 Hz/48 Hz 时, 该锁相环均能准确锁定电网电压相位, 但电网频率估计值出现了波动, 这是因为二阶广义积分器的性能会受输入信号频率的影响。

当单相信号发生器输出电压中含有直流分量时(交流分量幅值为 6 V、频率为 50 ± 0.4 Hz, 且含有 0.4 V 直流分量), 未对锁相环进行直流偏置抑制的相位跟踪及

频率估计结果如图 15 所示。由图可知, 在直流偏置工况下, 锁相环的锁相误差较大, 频率估计值存在较大波动。

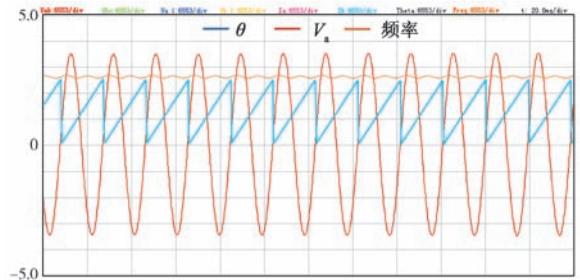


图 13 锁相环相位跟踪及频率估计 ($f = 52$ Hz)

Fig.13 Phase tracking and frequency estimation of PLL as $f = 52$ Hz

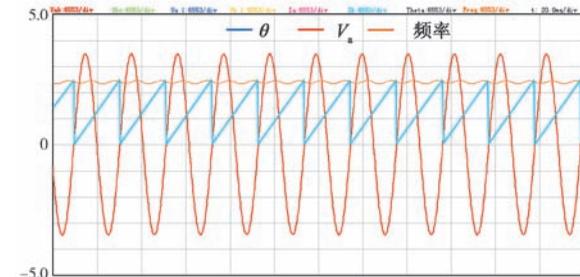


图 14 锁相环相位跟踪及频率估计 ($f = 48$ Hz)

Fig.14 Phase tracking and frequency estimation of PLL as $f = 48$ Hz

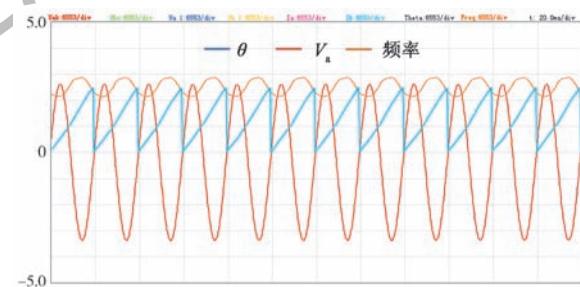


图 15 锁相环相位跟踪及频率估计 (无直流抑制)

Fig.15 Phase tracking and frequency estimation of PLL without DC reject

当锁相环具有直流偏置抑制功能时, 其相位跟踪与频率估计结果如图 16 所示。由图可知, 锁相环能准确实现相位跟踪及频率估计。

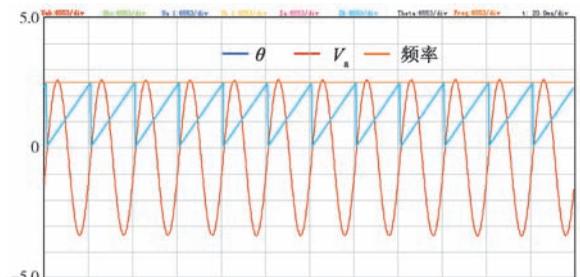


图 16 锁相环相位跟踪及频率估计 (有直流抑制)

Fig.16 Phase tracking and frequency estimation of PLL with DC reject

4 结语

本文提出了一种基于二阶广义积分器的改进型电网

锁相环, 其在不对称、畸变、频率波动等非理想电网电压工况下均具有良好的锁相性能, 能对三相及单相电网进行锁相。与传统的二阶广义积分器锁相环相比, 该锁相环能消除直流分量引起的锁相误差, 且几乎不增加锁相结构的复杂度; 通过准确的频率估计及合理划分频率区间, 并结合参数优化设计合理选择二阶广义积分器的带宽(由增益系数 k 决定), 可在保证锁相性能的前提下简化锁相环频率自适应的实现方式。

参考文献:

- [1] 龚锦霞, 解大, 张延迟. 三相数字锁相环的原理及性能[J]. 电工技术学报, 2009, 24(10): 94-99.
GONG J X, XIE D, ZHANG Y C. Principle and Performance of the Three-Phase Digital Phase-Locked Loop [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(10): 94-99.
- [2] CHUNG S K, phase tracking system for three phase utility interface Inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(3): 431-438.
- [3] 罗文广, 张志学, 盛建科, 等. 全功率变频器风电机组低电压穿越控制策略研究[J]. 大功率变流技术, 2013(3): 48-54.
LUO W G, ZHANG Z X, SHENG J K, et al. Research on the Control Strategy for Low Voltage Ride-through of Full Power Converter for Wind Turbine [J]. High Power Converter Technology, 2013(3): 48-54.
- [4] 袁旭峰, 程时杰, 文劲宇. 改进瞬时对称分量法及其在正负序电量检测中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(1): 52-58.
YUAN X F, CHENG S J, YUAN J Y. An Improved Method of Instantaneous Symmetrical Components and Its Detection for Positive and Negative Sequence Current [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(1): 52-58.
- [5] SVENSSON J, BONGIORNO M, SANNINO A. A practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(1): 18-26.
- [6] 张桂斌, 徐政, 王广柱. 基于空间矢量的基波正序、负序分量及谐波分量的实时检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(10): 1-5.
ZJANG G B, XU Z, WANG G Z. Study and Simulation of Real-time Detecting Method for Fundamental Positive Sequence, Negative Sequence Components and Harmonic Components Based on Space Vector [J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(10): 1-5.
- [7] 李珊瑚, 杜雄, 王莉萍, 等. 解耦多同步参考坐标系电网电压同步信号检测方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 183-189.
LI S H, DU X, WANG L P, et al. A Grid Voltage Synchronization Method Based on Decoupled Multiple Synchronous Reference Frame [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(12): 183-189.
- [8] 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, 23(1): 50-55.
WANG B C, SAN G C, GUO X Q, et al. Grid Synchronization and PLL for Distributed Power Generation Systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 23(1): 50-55.
- [9] 王德玉, 刘文钊, 郭小强, 等. 非理想电网电压情况下并网变换器高阶解耦复数滤波并网同步技术[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2576-2582.
WANG D Y, LIU WEN Z, GUO X Q, et al. Grid Synchronization Technique With High-order Decoupled Complex Filters for Grid-connected Converters Under Non-ideal Grid Voltages [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2576-2582.
- [10] CIOBOTARU M, TEODORESCU R, BLAABJERG F. A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator [C] // IEEE PESC, 2006.
- [11] RODRIGUEZ P, LUNA A, CANDELA I, et al. Multi-resonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 127-138.
- [12] 胡应占, 郭素娜. 适用于电网不平衡时的广义积分器锁相环设计[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(11): 148-154.
GUO Y Z, GUO S N. Design of generalized integrator phase locked loop for unbalanced grid [J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(11): 148-154.
- [13] RODRIGUEZ P, TEODORESCU R, CANDELA I, et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions [C] // IEEE PESC, 2006.
- [14] 胡书举, 龚文明, 李丰林, 等. 一种并网逆变器无交流电压传感器控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 325-332.
HU S J, GONG W M, LI F L, et al. Research on a kind of AC Voltage Sensorless Control Strategy of Grid-connected Inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 325-332.
- [15] 闫朝阳, 贺红艳, 李建霞, 等. 电网电压不平衡时基于二阶广义积分器SGOI的2倍频电网同步锁相方法[J]. 电源学报, 2014(6): 93-100.
YAN Z Y, HE H Y, LI J X, et al. Double Fundamental Frequency PLL with Second Order Generalized Integrator Under Unbalanced Grid Voltages [J]. Journal of Power Supply, 2014(6): 93-100.
- [16] 张兴, 张崇巍. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014.
- [17] 涂娟, 汤宁平. 基于改进型DSOGI-PLL的电网电压同步信号检测[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(9): 2350-2356.
TU J, TANG N P. Synchronizing Signal Detection for Grid Voltage Based on Modified DSOGI-PLL [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(9): 2350-2356.
- [18] 陈红兵, 闵晶妍. 基于频率自适应滤波器的单相锁相环[J]. 郑州大学学报(工学版), 2015, 36(2): 115-119.
CHEN H B, MIN J Y. Single Phase Phase-locked Loop Based on Self-adaptive Frequency Filter [J]. Journal of Zhengzhou University(Engineering Science), 2015, 36(2): 115-119.
- [19] LUNA A, ROCABERT J, CANDELA J I, et al. Grid voltage synchronization for distributed generation systems under grid fault conditions [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(4): 3414-3425.
- [20] GOLESTAN S, MONFARED M, FREIJEDO F D. Design-oriented study of advanced synchronous reference frame phase-locked loops [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 765-778.
- [21] KULKARNI A, JOHN V. Analysis of bandwidth-unit-vector-distortion tradeoff in PLL during abnormal grid conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5820-5829.