

基于频率自适应滤波器的单相锁相环

陈红兵, 闵晶妍

(湖北文理学院 物理与电子工程学院, 湖北 襄阳 441053)

摘要:单相电网的锁相自由度不足和电网频率变化导致相位检测存在稳态误差, 针对上述问题, 研究了一种基于频率自适应滤波器的锁相环. 首先分析了滤波器的特性及其频率自适应机制, 然后阐述了锁相环控制系统的关键参数整定方法, 最后对所提的锁相环进行了仿真研究. 研究表明: 基于频率自适应滤波器的单相锁相环能够精确检测电网的相位和频率, 并能有效消除因电网频率变化而导致的相位检测误差. 电网含谐波电压和频率变化时的仿真结果均证明了所研究锁相环的可行性和有效性.

关键词:频率自适应滤波器; 单相锁相环; 频率特性; 稳态精度; 截止频率

中图分类号: TN713 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2015.02.025

0 引言

快速精确检测电网相位是并网设备的关键技术之一, 锁相技术被广泛应用于检测电网的相位. 目前研究得较多和比较成熟的是三相电网的锁相技术. 单相电网仅有一相电压而缺少锁相自由度故研究得较少. 目前单相电网锁相技术的研究热点是如何根据已有电压信号构造一个与之正交的电压信号^[1], 如: 延时已有电压信号(移相 90°), 对电压信号进行微分获得正交电压信号等常用方法. 此外, 其它先进方法如基于逆 Park 变换的 PLL^[2]、基于 Hilbert 变换的 PLL^[3]、增强性 PLL 和基于二阶通用积分器的 PLL^[4] 均致力于构造精确的正交电压信号^[1], 但是当输入信号频率变化时, 上述方法都无法保证构造信号与原信号具备精确的正交关系, 从而相位检测存在较大稳态误差^[5]. 针对上述研究现状, 笔者研究了基于频率自适应滤波器的锁相环, 在单相电网频率和电网电压畸变时, 用频率自适应滤波器能获得精确的正交电压信号, 确保了相位检测具备较高的稳态精度.

1 频率自适应滤波器的特性分析

笔者研究的频率自适应滤波器如图 1 所示, 它由二阶滤波器和频率自适应单元两部分组

成^[6], 本节重点分析滤波器的自适应特性.

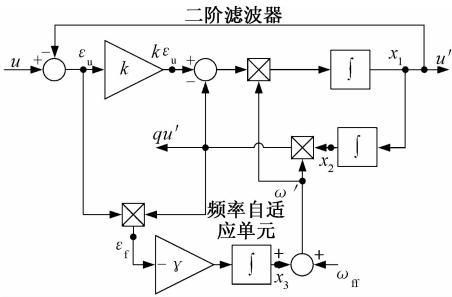


图 1 频率自适应滤波器

Fig. 1 Self-adaptive frequency filter (SFF)

用图 1 所示的滤波器处理单相电压, 若谐振频率 ω' 随着输入电压的频率自适应地变化, 则在滤波器的输出端总能得到一对精确的正交电压信号 (u', qu') ^[6].

按图 1 中所示的状态变量, 二阶滤波器的状态方程为

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k\omega' & -\omega'^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k\omega' \\ 0 \end{bmatrix} u, \quad (1)$$

$$y = \begin{bmatrix} u' \\ qu' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \omega' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中: x_1 和 x_2 为滤波器的状态变量; u 为控制变量; y 为输出量.

频率自适应单元的动态方程为

收稿日期: 2014-08-25; 修订日期: 2014-11-03

基金项目: 湖北省科学技术研究资助项目 (B20122506)

作者简介: 陈红兵 (1975-), 男, 湖北文理学院副教授, 博士, 主要从事柔性输电与电力电子技术方面的研究, E-mail: chb962620@sina.com.

$$\dot{\omega}' = -\gamma x_2 \omega'(u - x_1). \tag{3}$$

分析式(2)可知电网电压的幅值、频率和参数 γ 决定了频率自适应单元的动态特性^[7]. 当频率自适应滤波器处于稳态时,式(1)可简化为

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix}, \tag{4}$$

式中: \bar{x}_1 和 \bar{x}_2 表示状态变量的平均态值.

假设输入信号的频率为 $\omega (\omega \neq \omega')$, 由式(4)可得式(5), 由图 1 可得式(6), 将式(5)代入式(6)可得式(7), 式(7)给出了频率估计误差, 该误差可作为频率自适应单元的控制信号.

$$\dot{\bar{x}}_1 = -\omega^2 \bar{x}_2, \tag{5}$$

$$\bar{\varepsilon}_u = (u - \bar{x}_1) = \frac{1}{k\omega} (\dot{\bar{x}}_1 + \omega'^2 \bar{x}_2), \tag{6}$$

$$\bar{\varepsilon}_f = \omega' \bar{x}_2 \cdot \bar{\varepsilon}_u = \frac{\bar{x}_2^2}{k} (\omega'^2 - \omega^2). \tag{7}$$

当 ω 趋近于电网额定频率 ω' , 并且在 ω' 的邻域内运动时, $\omega'^2 - \omega^2$ 近似等于 $2(\omega' - \omega)\omega'$ ^[8], 于是有

$$\omega = -\gamma \cdot \bar{\varepsilon}_f \approx -2 \frac{\gamma}{k} \bar{x}_2^2 (\omega' - \omega) \omega'. \tag{8}$$

若频率估计误差为 $\sigma = \omega' - \omega$, 则频率误差的微分为 $\dot{\sigma} = \dot{\omega}'$, 当输入信号的频率 ω 一定时, 式(9)成立,

$$\dot{\sigma} \sigma = -2 \frac{\gamma}{k} \bar{x}_2^2 \sigma^2 \omega' \leq 0. \tag{9}$$

式(9)表明: 频率自适应机制是局部渐进稳定的, 可以用该机制自适应调整滤波器的谐振频率.

2 单相锁相环

将单相电压延时四分之一周期, 得到一对正交电压信号, 再对正交电压信号进行 Park 变换(如式(10)所示), 然后用检测电网的相位和频率, 单相锁相环的框图如图 2 所示.

$$\begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'(t) \\ qu'(t) \end{bmatrix}. \tag{10}$$

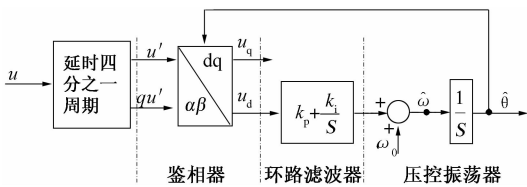


图 2 单相锁相环框图

Fig. 2 The block diagram of single phase phase-locked loop

当单相锁相环处于准锁相状态时, 锁相误差 $\theta_e = \omega t - \hat{\theta}$ 接近于 0, 正弦函数 $\sin(\omega t - \hat{\theta})$ 的值近似等于 $\omega t - \hat{\theta}$ ^[9], 从而式(11)中的 $u_q(t)$ 近似为

$$u_q(t) = U_m \sin(\omega t - \hat{\theta}) \approx U_m (\omega t - \hat{\theta}). \tag{11}$$

式(11)表明: q 轴分量为相位误差信息, 控制 q 轴分量, 锁相环能锁定单相电网的相位.

3 频率自适应滤波器的单相锁相环分析

将频率自适应滤波器应用于单相电网锁相, 得到频率自适应滤波器的单相锁相环, 如图 3 所示.

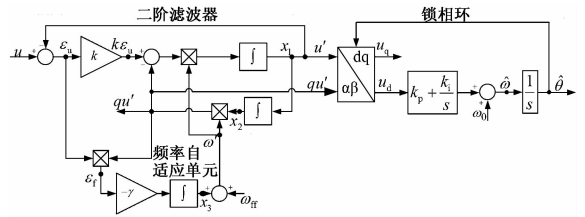


图 3 频率自适应滤波器的单相锁相环

Fig. 3 The PLL base on a self-adaptive frequency filter

文献[10]从理论上证明了频率自适应滤波器经过 Park 变换后, 与一阶低通滤波器是等效的, 因此频率自适应滤波器的单相锁相环控制框图如图 4 所示. 为了提高锁相环的暂态响应速度, 将中心角频率 ω_0 前馈. 单相电网中的谐波电压经 Park 变换后, 主要有 $6\omega_0, 8\omega_0 \dots$ 等频率的谐波电压作用在锁相环上(如图 4 所示).

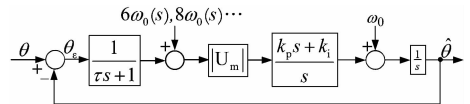


图 4 锁相环控制系统框图

Fig. 4 The block diagram of a PLL control system

根据图 4, 锁相环控制系统的开环传递函数为

$$G_{ol}(s) = \frac{|U_m| k_p \omega_p (s + \omega_z)}{s^2 (s + \omega_p)}, \tag{12}$$

式中: $\omega_z = k_i/k_p$; $\omega_p = \frac{1}{\tau}$. 若令 $|G_{ol}(s)| = 0$, 则可算出截止频率 ω_c , 即

$$\omega_c = |U_m| \cdot k_p \cdot \frac{\cos(\varphi_p)}{\sin(\varphi_z)}. \tag{13}$$

根据式(12), 锁相环控制系统的相角裕度为

$$PM = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c}{\omega_z} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c}{\omega_p} \right). \tag{14}$$

对式(14)微分, 然后令 $\partial PM / \partial \omega_c = 0$, 可得到最大相角裕度所对应的截止频率 ω_c , 如式(15)

所示

$$\omega_c = \sqrt{\omega_p \cdot \omega_z}, \tag{15}$$

$$\omega_c = |U_m|k_p, \tag{16}$$

将式(14)和式(15)代入式(13)得式(16),令 $\omega_p = \rho^2 \omega_z$ (ρ 为常数),则比例系数 k_p 、零点 ω_z 和极点 ω_p 可分别用 ω_c 表示,

$$\omega_c = |U_m|k_p, \tag{16}$$

$$\begin{cases} k_p = \frac{\omega_c}{|U_m|} \\ \omega_z = \frac{\omega_c}{\rho} \\ \omega_p = \rho \omega_c \end{cases} \tag{17}$$

将式(17)代入式(14),整理后相角裕度为参数 ρ 的函数,并且相角裕度 PM 的取值范围一般为 $30^\circ \sim 60^\circ$ ^[11],本文中 PM 取 45° ,算得 $\rho \approx 2.414$.

将式(17)代入式(12),整理得式(18),该式表示的图 4 所示的锁相环为 II 型系统^[11],因此,当相位和频率分别阶跃变化时,锁相环均能无静差地跟踪相位和频率的阶跃变化,

$$G_{ol}(s) = \frac{\rho \omega_c^2 s + \omega_c^3}{s^2(s + \rho \omega_c)}. \tag{18}$$

若令常数 $\rho = 2\zeta + 1$,则式(18)所对应的闭环传递数为式(19),并且根据图 4 可推导出扰动传递函数,

$$G_e(s) = \frac{s^2(s + (2\zeta + 1)\omega_c)}{(s + \omega_c)(s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2)}, \tag{19}$$

$$G_d(s) = \frac{\omega_c(s + \frac{\omega_c}{\rho})(s + \rho\omega_c)}{(s + \omega_c)(s^2 + (\rho - 1)\omega_c s + \omega_c^2)}. \tag{20}$$

当截止频率 ω_c 为 21 Hz 时,闭环传递函数(式(19))和扰动误差传递函数(式(20))的波特图如图 5 所示,它们对 300 Hz($6\omega_0$)的高频扰动信号衰减到 -55 dB,因此,截止频率 ω_c 取 21 Hz 是合理的.

当相位阶跃变化时,不同阻尼比对应的相位误差如图 6 所示;当频率发生阶跃变化时,不同阻尼比对应的相位误差如图 7 所示. 比较两组相位误差图可知:阻尼比 ζ 取 0.707,两种阶跃变化导致的相位误差均能在最短时间内收敛为 0,并且 $\zeta = 0.707$ (此时 $\rho = 2.4142$),锁相环的相角裕度为 45° . 分析表明阻尼比 ζ 取 0.707 兼顾锁相环的暂态响应特性和抗扰性,因此笔者取 $\zeta = 0.707$,然后根据式(17)算出锁相环的各个关键参数.

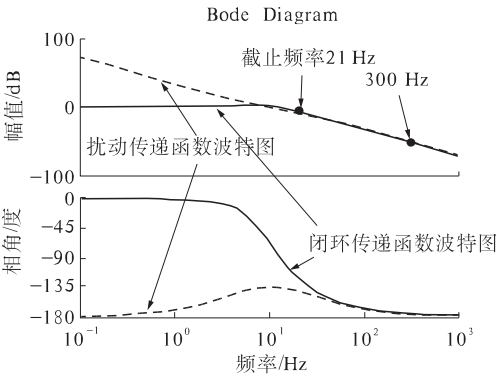


图 5 闭环传递函数的波特图和扰动传递函数的波特图
Fig.5 The bode figure of the close loop transfer function and the bode figure of the disturbance transfer function

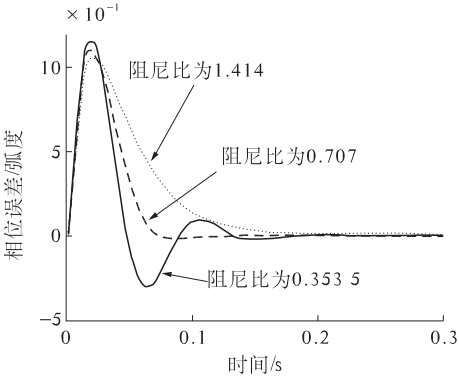


图 6 相位阶跃变化时,阻尼比 ζ 对相位误差的影响
Fig.6 The damping ratio affecting on phase error when the grid's phase step changing

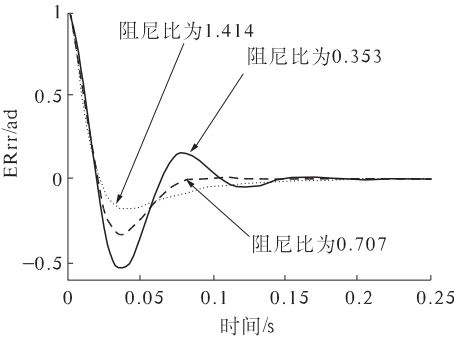


图 7 频率阶跃变化时,阻尼比 ζ 对相位误差的影响
Fig.7 The damping ratio affecting on phase error when the grid's frequency step changing

4 仿真研究

在上述理论分析的基础上,用所研究的锁相环检测了 2 类单相电网的相位和频率.

①频率变化的单相电网. 在第 3 s 时,电网频率阶跃变为 51 Hz. 基于频率自适应滤波器的锁相环检测的电网频率和相位如图 8 所示. 频率检

测的暂态时间大约为 2 个基波周期,频率检测误差约为 1%,相位检测误差约为 1%. 针对这种单相电网,采用频率非自适应的锁相环检测的频率和相位如图 9 所示,所检测的频率是脉动的,检测误差为 5.2%,对比两种锁相环检测的结果,基于频率自适应滤波器的锁相环检测相位的精度高.

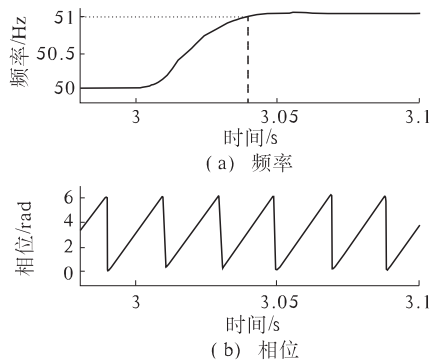


图 8 锁相环检测的相位和频率
(基于频率自适应滤波器的锁相环)
Fig.8 Detecting the phase and the frequency
by the proposed PLL (single phase phase-locked
loop based on self-adaptive filter)

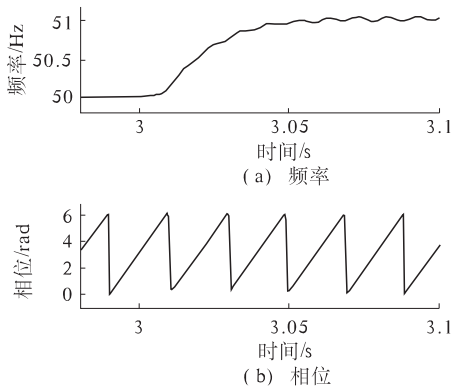


图 9 锁相环检测的相位和频率(基于频率
非自适应滤波器的锁相环)
Fig.9 Detecting the phase and the frequency (single
phase phase-locked loop based on non-adaptive filter)

②针对含有 5 次谐波的单相电网. 检测的电网频率如图 10(a)所示. 检测结果表明:虽然电网中含有 5 次谐波电压,但是锁相环仍然能正确检测电网的频率和相位;锁相环检测的电网频率虽然是波动的,但是检测频率仍在误差允许范围内 ($\pm 1\%$) 波动,检测的电网相位如图 10(b)所示.

研究结果证明基于频率自适应滤波器的锁相环不仅能正确检测单相电网的相位和频率,而且其检测精度比频率非自适应滤波器的锁相环的检测精度高.

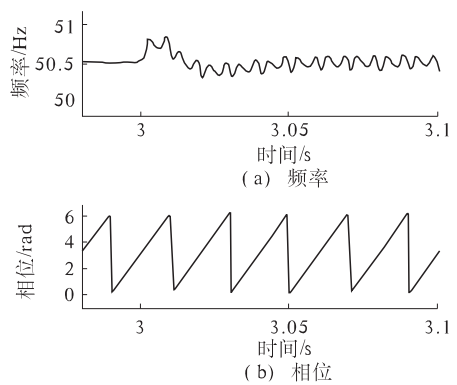


图 10 锁相环检测的相位和频率(畸变电网)
Fig.10 Single phase phase-locked loop based
on self-adaptive filter detecting the phase
and the frequency (the distorted grid)

5 结论

笔者研究了一种基于频率自适应滤波器的单相锁相环,这种锁相环的特点为:用频率自适应滤波器处理单相电网电压,有效解决了单相电网缺少锁相自由度的问题和克服了因电网频率变化而导致锁相精度低的问题. 笔者对滤波器的特性、频率自适应机制和锁相环关键参数的整定方法进行了分析和研究,研究了频率突变及电压谐波对相位、频率检测结果的影响. 研究结果表明,频率自适应滤波器有效提高了相位、频率的检测精度.

参考文献:

[1] MASOUD K G. A unifying approach to single-phase synchronous reference frame plls[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (10): 4550 - 4556.

[2] 陶兴华,李永东,孙敏,等. 一种基于同步旋转坐标变换的单相锁相环新方法[J]. 电工技术学报, 2012,27(6):147 - 152.

[3] 庞浩,俎云霄,李东霞,等. 基于 Hilbert 移相滤波的全数字锁相环[J]. 电网技术,2003,27 (11): 55 - 59.

[4] SAEED G, MOHAMMAD M, FRANCISO D, et al. Design and tuning of a modified power-based PLL for single-phase grid-connected power conditioning systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012,27(8):3639 - 3650.

[5] 周福林,李群湛,解绍峰,等. 无锁相环单相无功谐波电流实时检测方法[J]. 电工技术学报,2010,25 (1):178 - 182.

[6] 范守婷,王政. 风力发电并网变流器同步技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40 (24): 100

- 106.

[7] AHLEM B Y, SEJIR K E, ILHEM S, et al. State observer-based sensor fault detection and isolation, and fault tolerant control of a single-phase PWM rectifier for Electric railway traction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5842 – 5853.

[8] SAEED G, MOHAMMAD M, FRANCISO D. F, et al. Dynamics assessment of advanced single-phase PLL structures[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 60(6): 2167 – 2177, .

[9] 邵振华,陈冲,林瑞全. 复杂工况下三相电流基波正序有功分量检测的新方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(5): 10 – 15.

[10] ABHIJIT K, VINOD J. Analysis of bandwidth-unit-vector-distortion tradeoff in pll during abnormal grid conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5820 – 5829.

[11] 卢京潮. 自动控制原理[M]. 2 版. 西安:西北工业大学出版社, 2009.

Single Phase Phase-locked Loop Based on Self-adaptive Frequency Filter

CHEN Hong-bing, MIN Jing-yan

(School of Physics and Electronic Engineering, Hubei University of Artsand Sciences, Xiangyang 441053, China)

Abstract: There were detecting errors by a grid frequency’s varying and not enough to lock phase free degree for a single phase grid. In view of the above mentioned difficulties, the single phase phase-locked loop (SP-PLL) based on a self-adaptive frequency filter (SFF) was researched. Firstly, performances and self-adaptive law of the SFF were analyzed, and then the key parameters of the phase-locked loop were tuned to get the optimum performance. Finally, the researched phase-locked loop was simulated and investigated. Research results have proved the single phase phase-locked loop base on a SFF can precisely detect the phase and the frequency of a single phase grid, and the error of detecting phase brought by the frequency varying has been eliminated. The correctness and the feasibility of the proposed phase-locked loop were verified through the simulate results in the distorted grid and the frequency varying grid.

Key words: self-adaptive frequency filter; single phase phase-locked-loop; frequency performance; steady-state precision; cut frequency