

DOI: 10.7667/PSPC161436

改进型解耦自适应复数滤波器的锁相环研究

唐轶¹, 沈佳¹, 刘齐齐¹, 顾马荣², 谢永强¹

(1. 中国矿业大学电气与动力工程学院, 江苏 徐州 221008; 2. 国网张家港市供电公司, 江苏 张家港 215600)

摘要: 为了消除因三相电压不对称、频率突变、相位突变和注入谐波等不平衡电网环境对传统锁相方法的影响, 提出了一种准确锁定基波正序电压频率以及相位的方法。介绍了静止坐标系锁相环($\alpha\beta$ -PLL)的基本结构, 分析了静止坐标系锁相环工作的基本原理。基于此, 引入具有极性选择性的正、负序一阶复数滤波器, 通过改进滤波结构、合理选择其参数, 在 $\alpha\beta$ 坐标系下实现了正序基波电压的准确提取。仿真结果表明, 该方法能更快速准确地检测基波正序电压的幅值、频率及相位。

关键词: 静止坐标系锁相环; 不平衡电压; 一阶复数滤波器; 基波正序电压; 解耦

Study on improved crossing-decoupling frequency-adaptive complex filter PLL

TANG Yi¹, SHEN Jia¹, LIU Qiqi¹, GU Marong², XIE Yongqiang¹

(1. School of Electrical and Power Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China;
2. State Grid Zhangjiagang Power Supply Company, Zhangjiagang 215600, China)

Abstract: This paper proposes a method of three-phase voltage phase and frequency locked loop in order to reduce the influence of traditional PLL under distorted voltage conditions like voltage dip, frequency mutation, phase mutation, harmonics injected. This paper tells how $\alpha\beta$ -PLL works under the conditions of ideal power grid. On this basis, this paper introduces the positive and negative first-order complex filter which has a quality of selectivity, by improving the filter structure and designing its parameters reasonably, positive-sequence fundamental voltage is detected accurately under $\alpha\beta$ coordinate system. The simulation result shows that this method can make the amplitude, frequency and phase of positive-sequence fundamental voltage be locked faster and more accurately.

Key words: $\alpha\beta$ -PLL; unbalanced voltage; first-order complex filter; fundamental positive-sequence voltage; decoupling

0 引言

电网同步技术是电网中各功率变换器控制系统中的一个重要环节, 它可以为其提供电网幅值、相位和频率等参数, 以达到功率变换器与电网同步工作的目的。锁相环(PLL)作为一种优秀的同步技术, 现已被广泛应用于静止无功发生器(D-STATCOM)、有源滤波器(APF)和并网逆变器等功率变换器当中。锁相环技术可以分为两类: 开环锁相环与闭环锁相环。开环锁相环如过零检测, 通过检测过零点时间来计算相位, 因其对电压信号比较敏感, 实际应用中, 当电压幅值、相位以及频率发生突变时检测效果不佳。现在研究较多的闭环锁相环结构有同步参考坐标系锁相环(SRF-PLL)和静止坐标系锁相环($\alpha\beta$ -PLL)^[1]。文献[1]介绍了这两种结构的锁相原理, 指出两种结构在理想电网电压情况下可实现准确锁相, 但是在非理想情况下, 由于三相电网电压通常

会出现电压跌落、频率突变、相位突变以及谐波等问题, 上述方法无法准确锁相; 为抑制电网电压中的负序分量和谐波成分, 文献[2-3]分别在上述SRF-PLL的基础上加入低通滤波器和陷波器, 但这无疑大大影响了其动态性能。文献[4]提出了一种延时 $T/4$ (T 为工频周期) 构建正交信号实现序分解的方法, 但是当频率发生波动时, 无法准确分离正负序分量, 检测误差很大; 文献[5]提出了一种基于复数滤波器矩阵正交信号发生器(Orthogonal Signal Generator, OSG)的锁相方法, 通过使用复数滤波器矩阵构建正交信号发生器实现正序基波分量的提取, 从而实现了准确锁相; 文献[6]提出了一种基于双同步坐标变换解耦(Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL, DDSRF-PLL)的方法, 虽然该方法通过解耦网络消除了负序分量的影响, 但易受低次谐波的影响, 对滤波环节要求更高。

本文在分析当前锁相环研究的热点问题的基础

上, 以提取正序基波分量为核心问题, 选择静止坐标系锁相环作为基本锁相结构, 提出了一种改进型基于自适应复数滤波器解耦的锁相环方法。该方法引入具有极性选择性的正、负序一阶复数滤波器构建解耦网络, 通过改进滤波结构和合理选择其参数, 在 $\alpha\beta$ 坐标系下实现了正序基波电压的准确提取。

1 静止坐标系锁相环($\alpha\beta$ -PLL)基本原理

电网三相电压 $\mathbf{u}_s = [u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc}]^T$, 经过 Clarke 变换以及 Park 变换可得两相同步参考坐标系下电压分量 $\mathbf{u}_s = [u_{sd} \ u_{sq}]^T$ 。该变换过程如式(1)和式(2)所示。

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{32} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{dq}^+ \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\text{式中: } \mathbf{C}_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_{dq}^+ = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix};$$

$\hat{\theta}$ 为期望电网电压相位锁定值。

理想情况下, 电网电压为三相对称电压, 可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \cos(\omega t) \\ U_1 \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ U_1 \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (3)$$

静止坐标系锁相环($\alpha\beta$ -PLL)无须经过 Park 变换, 在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下就可以实现相位的精确锁定, 其原理图如图 1 所示。

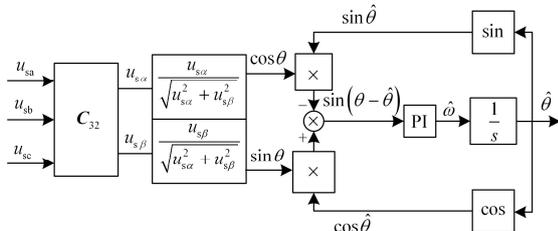


图 1 静止坐标系锁相环结构图

Fig. 1 Configuration of $\alpha\beta$ PLL

由式(1)和式(3)可得两相静止坐标系下电压分量为 $\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \cos(\omega t) \\ U_1 \sin(\omega t) \end{bmatrix}$ 。对 $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 分别经过

$\frac{u_{s\alpha}}{\sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}}$ 、 $\frac{u_{s\beta}}{\sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}}$ 处理可得 $\cos(\omega t)$ 、 $\sin(\omega t)$, 令 $\theta = \omega t$ 即为 $\cos(\omega t)$ 、 $\sin(\omega t)$; 对锁相环锁定相位求取正、余弦可得 $\sin \hat{\theta}$ 、 $\cos \hat{\theta}$; 对上述几个量作如下处理:

$$\sin \theta \times \cos \hat{\theta} - \cos \theta \times \sin \hat{\theta} = \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (4)$$

当 $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$ 很小时, $\sin(\theta - \hat{\theta}) = \theta - \hat{\theta}$, 则通过锁定 $\sin(\theta - \hat{\theta}) = 0$, 可以使得 $\hat{\theta} = \theta$, 此时电网相位被准确锁定^[7]。

2 改进的锁相环

图 2 为改进的基于自适应复数滤波器的锁相环。其中, 三相电网电压 u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 经过 Clarke 变换得到 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量 $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$, 然后经过一个交叉解耦自适应复数滤波器, 再次经过一个一阶正序复数滤波器后得到 $u_{s\alpha}^+$ 、 $u_{s\beta}^+$, 最后将 $u_{s\alpha}^+$ 、 $u_{s\beta}^+$ 输入到静止坐标系锁相环中进行锁相。下面详细分析锁相环的工作原理。

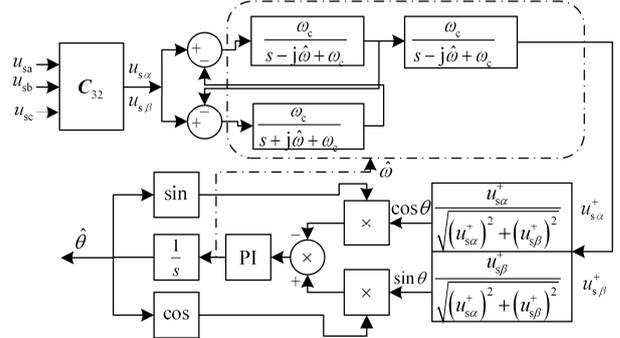


图 2 改进的锁相环

Fig. 2 Improved phase-locked loop

2.1 电网电压分析

考虑基波和各次谐波分量, 忽略零序分量, 在三相坐标系下, 三相电网电压可以表示为

$$\mathbf{u}_{abc h} = \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} U_h^+ \cos(h\omega t + \varphi_h^+) \\ \sum_{h=1}^{\infty} U_h^+ \cos(h\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_h^+) \\ \sum_{h=1}^{\infty} U_h^+ \cos(h\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_h^+) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} U_h^- \cos(-h\omega t + \varphi_h^-) \\ \sum_{h=1}^{\infty} U_h^- \cos(-h\omega t - \frac{2}{3}\pi + \varphi_h^-) \\ \sum_{h=1}^{\infty} U_h^- \cos(-h\omega t + \frac{2}{3}\pi + \varphi_h^-) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中： U_h^+ 、 U_h^- 分别为三相 h 次谐波电压正序、负序分量的幅值； φ_h^+ 、 φ_h^- 分别为 h 次谐波电压正序、负序分量的初相角； $h\omega$ 为第 h 次谐波的角频率。

式(5)对应于 $\alpha\beta$ 坐标系下的表达式为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} U_h^+ \cos(h\omega t + \varphi_h^+) \\ \sum_{h=1}^{\infty} U_h^+ \sin(h\omega t + \varphi_h^+) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_{h=1}^{\infty} U_h^- \cos(-h\omega t + \varphi_h^-) \\ \sum_{h=1}^{\infty} U_h^- \sin(-h\omega t + \varphi_h^-) \end{bmatrix} \quad (6)$$

由式(6)可知，Clarke变换前后电网电压次数不会发生改变，锁相环锁定的是电网中基波正序电压的相位，只需要构建具有正负序解耦滤波功能的结构即可提取基波正序电压。

2.2 复数滤波器分析

为实现基波正序电压的提取，本文在Clarke变换后加入了滤波环节。同时为实现正负序分离，本文引入了具有极性选择性的一阶复数滤波器，式(7)为一阶正序复数滤波器，式(8)为一阶负序复数滤波器。

$$F_1(s) = \frac{\omega_c}{s - j\hat{\omega} + \omega_c} \quad (7)$$

$$F_2(s) = \frac{\omega_c}{s + j\hat{\omega} + \omega_c} \quad (8)$$

式中： $\hat{\omega}$ 为电网基波频率锁定值； ω_c 为滤波器的截止频率。

一阶正序复数滤波器的幅频特性、相频特性分别为

$$|F_1(j\omega)| = \frac{\omega_c}{\sqrt{(\omega - \hat{\omega})^2 + \omega_c^2}} \quad (9)$$

$$\angle F_1(j\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega - \hat{\omega}}{\omega_c}\right) \quad (10)$$

取 $\hat{\omega} = 314(\text{rad/s})$ ， $\omega_c = 100(\text{rad/s})$ 对滤波器频率特性进行分析。图3所示为一阶正序复数滤波器波特图。

由频率特性可以看出，三相电网电压经过一阶正序复数滤波器后，基波正序分量(频率为 $\hat{\omega}$)可以无衰减零相移地通过，随着频率远离 $\hat{\omega}$ ，信号幅值会出现衰减；但是基波负序分量(频率为 $-\hat{\omega}$)经过一阶正序复数滤波器后幅值为 $\omega_c/\sqrt{4\hat{\omega}^2 + \omega_c^2}$ ，相移为 $\arctan(2\hat{\omega}/\omega_c)$ 。同理，对于一阶负序复数滤波器，基波负序分量可以无衰减零相移地通过，但基波正

序分量会出现衰减，并未完全滤除。

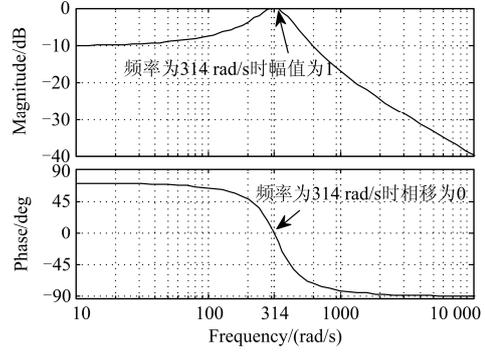


图3 一阶正序复数滤波器波特图

Fig. 3 Bode diagram of first-order positive sequence filter

2.3 自适应复数滤波解耦模块^[8]分析

图4为复数滤波器解耦模块。其复频域数学模型为

$$\begin{cases} U_{\alpha 1}^+(s) = \frac{\omega_c}{s - j\hat{\omega} + \omega_c} (U_{\alpha}(s) - U_{\alpha 1}^-(s)) \\ U_{\beta 1}^+(s) = \frac{\omega_c}{s - j\hat{\omega} + \omega_c} (U_{\beta}(s) - U_{\beta 1}^-(s)) \\ U_{\alpha 1}^-(s) = \frac{\omega_c}{s + j\hat{\omega} + \omega_c} (U_{\alpha}(s) - U_{\alpha 1}^+(s)) \\ U_{\beta 1}^-(s) = \frac{\omega_c}{s + j\hat{\omega} + \omega_c} (U_{\beta}(s) - U_{\beta 1}^+(s)) \end{cases} \quad (11)$$

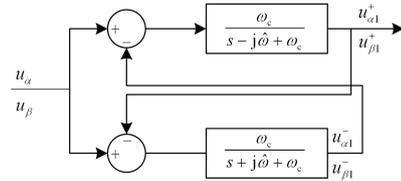


图4 基于复数滤波器的解耦模块

Fig. 4 Decoupling structure based on complex filter

由式(11)得到该自适应复数滤波器解耦模块的时域数学模型为

$$\begin{cases} \dot{u}_{\alpha 1}^+ = \omega_c u_{\alpha} - \omega_c u_{\alpha 1}^- - \hat{\omega} u_{\beta 1}^+ - \omega_c u_{\alpha 1}^+ \\ \dot{u}_{\beta 1}^+ = \omega_c u_{\beta} - \omega_c u_{\beta 1}^- + \hat{\omega} u_{\alpha 1}^+ - \omega_c u_{\beta 1}^+ \\ \dot{u}_{\alpha 1}^- = \omega_c u_{\alpha} - \omega_c u_{\alpha 1}^+ + \hat{\omega} u_{\beta 1}^- - \omega_c u_{\alpha 1}^- \\ \dot{u}_{\beta 1}^- = \omega_c u_{\beta} - \omega_c u_{\beta 1}^+ - \hat{\omega} u_{\alpha 1}^- - \omega_c u_{\beta 1}^- \end{cases} \quad (12)$$

式(12)可以写成:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (13)$$

式中:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} u_{\alpha 1}^+ & u_{\beta 1}^+ & u_{\alpha 1}^- & u_{\beta 1}^- \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_{\alpha} & u_{\beta} & u_{\alpha} & u_{\beta} \end{bmatrix}^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -\omega_c & -\hat{\omega} & -\omega_c & 0 \\ \hat{\omega} & -\omega_c & 0 & -\omega_c \\ -\omega_c & 0 & -\omega_c & \hat{\omega} \\ 0 & -\omega_c & -\hat{\omega} & -\omega_c \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \omega_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_c \end{bmatrix}$$

由控制理论可知, 非齐次状态方程(13)的解为

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \quad (14)$$

式中: $e^{A(t-t_0)}x(t_0)$ 为稳态分量; $\int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau$ 为暂态分量。由文献[8]可知, 当输入电压只含基波分量时, 对于稳态分量有

$$x_s(t) = \begin{bmatrix} u_{\alpha 1}^+ \\ u_{\beta 1}^+ \\ u_{\alpha 1}^- \\ u_{\beta 1}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha}^+ \\ u_{\beta}^+ \\ u_{\alpha}^- \\ u_{\beta}^- \end{bmatrix} \quad (15)$$

式(15)说明对于输入只含基波的三相电网电压, 上述结构可以实现正负序电压的解耦。然而, 经过仿真验证, 当电网中含有谐波时, 上述结构的滤波能力并不能有效地达到国家标准。因此本文考虑在上述结构后面增添一阶正序复数滤波器的方式, 进一步滤除谐波分量, 改进结构如图 5 所示。

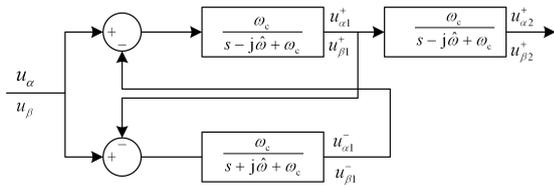


图 5 改进型复数滤波器的解耦模块

Fig. 5 Improved decoupling structure based on complex filter

其数学模型为

$$\begin{cases} U_{\alpha 2}^+(s) = \left(\frac{\omega_c}{s - j\hat{\omega} + \omega_c}\right)^2 (U_{\alpha}(s) - U_{\alpha 1}^-(s)) \\ U_{\beta 2}^+(s) = \left(\frac{\omega_c}{s - j\hat{\omega} + \omega_c}\right)^2 (U_{\beta}(s) - U_{\beta 1}^-(s)) \\ U_{\alpha 1}^-(s) = \frac{\omega_c}{s + j\hat{\omega} + \omega_c} (U_{\alpha}(s) - U_{\alpha 1}^+(s)) \\ U_{\beta 1}^-(s) = \frac{\omega_c}{s + j\hat{\omega} + \omega_c} (U_{\beta}(s) - U_{\beta 1}^+(s)) \end{cases} \quad (16)$$

前面已经分析了上述结构的正负序解耦能力, 下面将分析其滤波能力。

由式(11)可以求得 $U_{\alpha}(s)$ 到 $U_{\alpha 1}^+(s)$ 以及 $U_{\beta}(s)$ 到 $U_{\beta 1}^+(s)$ 的传递函数为

$$G_1 = \frac{U_{\alpha 1}^+(s)}{U_{\alpha}(s)} = \frac{U_{\beta 1}^+(s)}{U_{\beta}(s)} = \frac{\omega_c(s + j\hat{\omega})}{s^2 + 2\omega_c s + \hat{\omega}^2} \quad (17)$$

由式(16)可以求得 $U_{\alpha}(s)$ 到 $U_{\alpha 2}^+(s)$ 以及 $U_{\beta}(s)$ 到 $U_{\beta 2}^+(s)$ 的传递函数为

$$G_2 = \frac{U_{\alpha 2}^+(s)}{U_{\alpha}(s)} = \frac{U_{\beta 2}^+(s)}{U_{\beta}(s)} = \frac{\omega_c^2(s + j\hat{\omega})}{(s^2 + 2\omega_c s + \hat{\omega}^2)(s - j\hat{\omega} + \omega_c)} \quad (18)$$

图 6 为在 $\hat{\omega} = 314$ (rad/s) 时, G_1 与 G_2 的波特图。

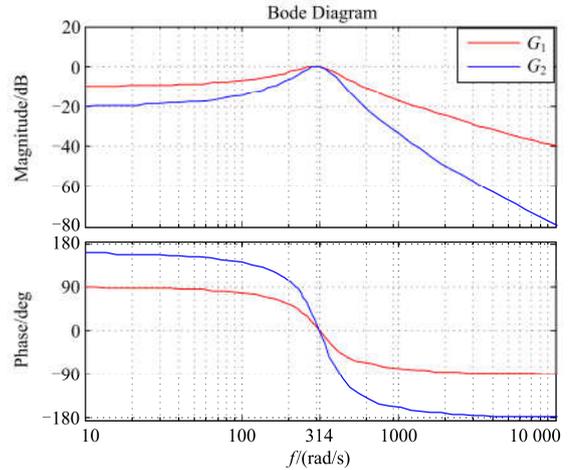


图 6 G_1 与 G_2 的波特图

Fig. 6 Bode diagram of G_1 and G_2

图中, G_1 为自适应复数滤波器解耦模块的频率特性, G_2 为改进自适应复数滤波器解耦模块的频率特性。由幅相频特性曲线可以看出, 前者跟后者在 $\omega_c = 314$ rad/s 处增益均为 1 且相移为 0, 但是随着频率远离 $\hat{\omega}$, 后者幅值衰减速度较前者快很多, 即后者的选频效果远优于前者。

由上述分析可知, 在电网电压频率确定时, 改进的复数滤波结构可以实现正负序信号精确分离, 同时可以有效地滤除谐波信号。然而实际电网应用中常出现频率波动, 必然会影响到上述复数滤波结构的选频性能^[9-13]。为了减小频率波动带来的误差, 需要对滤波器的参数进行调整, 通过将实时锁定的频率反馈至复数滤波器作为选频频率, 实现频率自适应调整, 如图 2 虚线框所示。

3 自适应复数滤波器参数设计

由上文分析可知, ω_c 决定了自适应复数滤波器解耦模块的动态性能, 为了实现较好的动态选频效果, 需要先对 ω_c 进行整定设计。

通过观察传递函数的分母特征根轨迹, 可以对系统的动态性能以及稳定性进行评估分析: 由自动控制原理可知, 为使系统保持稳定, 根轨迹需分布在 s 域左半平面; 主导特征根距离虚轴越远, 系统动态响应速度越快。当 $\hat{\omega} = 314(\text{rad/s})$ 时, 可以得到参数 ω_c 在不同取值下的特征根的分布情况, 如图 7 所示。

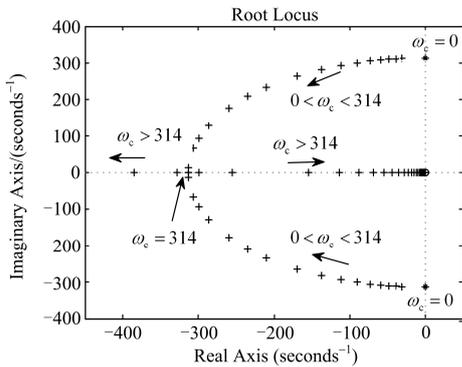


图 7 主导特征值分布

Fig. 7 Dominant eigenvalues distribution

由图 7 可知, 当 $\omega_c > 0$ 时, 根轨迹均在 s 域左半平面, 说明系统是稳定的。当 ω_c 由 0 变化至 314 rad/s 的过程中, 主导特征根向远离虚轴方向移动, 系统动态响应速度加快; 当 ω_c 由 314 rad/s 增大时, 主导特征根向靠近虚轴方向移动, 系统动态响应速度减慢。故综合考虑系统的选频性能与稳定性, 选取 $\omega_c = 314 \text{ rad/s}$ 。

4 仿真分析

为了检验所提出改进型基于自适应复数滤波器的锁相环性能, 本文采用 Matlab/Simulink 进行仿真。仿真参数: 电网电压幅值为 220 V, 频率为 50 Hz; 复数滤波器截止频率 ω_c 为 314 rad/s; PI 控制器参数 K_p 为 75, K_i 为 200。

以下给出了所提出方法在电压跌落、频率突变、相位突变以及注入谐波等环境下的仿真结果, 并分析了其动态性能与稳态性能。

4.1 三相电压不对称

此种情况选择输入电压暂降作为不平衡情况。设置故障前三相电压对称, 即 0.08~0.10 s 时, $u_a = 220\angle 0^\circ \text{ V}$; 0.10~0.20 s 时, a 相电压跌落为 0,

如图 8(a)所示。

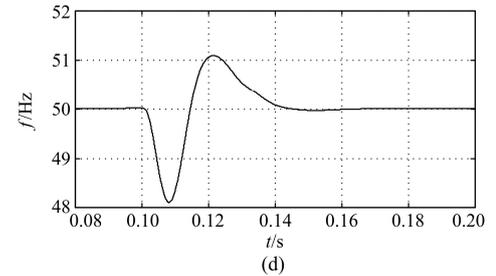
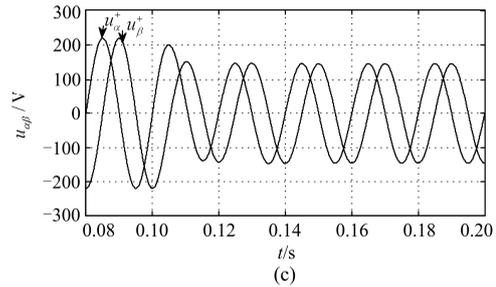
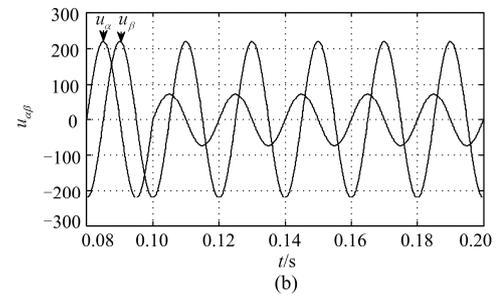
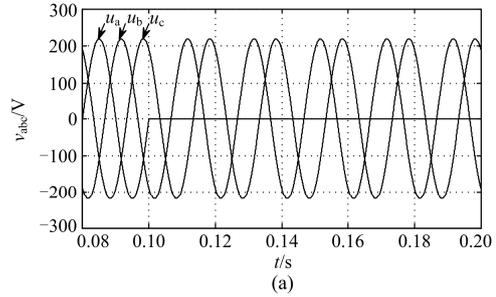


图 8 电压跌落时仿真结果

Fig. 8 Results of voltage dip

由图 8 可以看出, 当出现电压暂降时, 由于三相电压不再对称, u_α 、 u_β 也不再正交对称(图 8(b)), 本文所提方法仅仅用了一个工频周期就可以准确快速地提取其正序基波分量 u_α^+ 、 u_β^+ (图 8(c))。并且, 由图 8(d)可以看出, 本方法只需用两个工频周期就可以准确检测出电网频率。

4.2 电网电压对称时频率突变

此种情况选择输入电压频率突变作为不平衡情况。设置故障前三相电压对称, 即 0.08~0.10 s 时 $u_a = 220\angle 0^\circ \text{ V}$; 0.10~0.20 s 时, a 相电压频率由 50 Hz 突变到 50.5 Hz, 如图 9(a)所示。

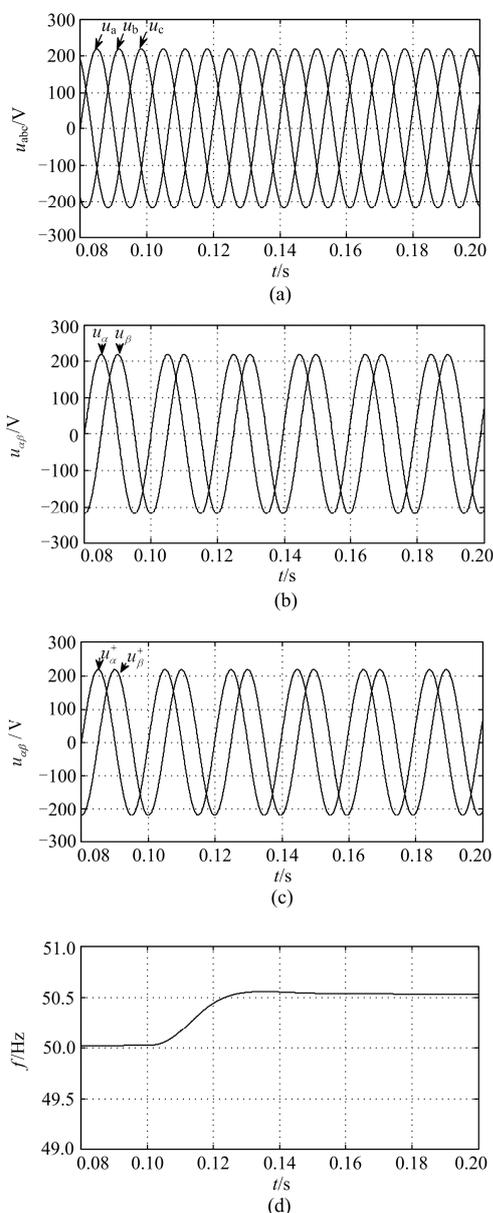


图 9 电压频率突变时仿真结果

Fig. 9 Simulation results of voltage frequency mutation

由图 9 可以看出,当电压出现频率突变故障时,本文方法可以准确提取正序基波分量,并且在在一个工频周期准确锁定电网频率。

4.3 电网电压对称时相位突变

此种情况选择输入电压相位突变作为不平衡情况。设置故障前三相电压对称,即 0.08~0.10 s 时 $u_a = 220\angle 0^\circ$ V; 0.10~0.20 s 时,三相电压相位突变 60° ,如图 10(a)所示。

由图 10 可以看出,当电压出现相位突变故障时,本文所提方法仅仅用了一个工频周期就可以准确快速地提取其正序基波分量 u_α^+ 、 u_β^+ (图 10(c))。

并且,由图 10(d)可以看出,本方法只需用两个工频周期就可以准确锁定电网频率。

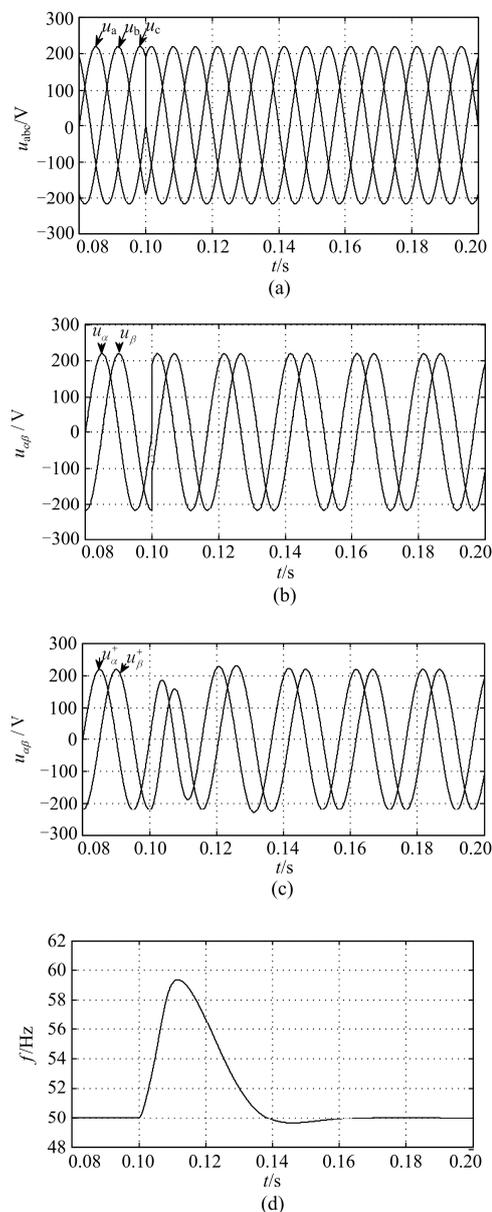


图 10 电压相位突变时仿真结果

Fig. 10 Simulation results of voltage phase mutation

4.4 电网电压对称时注入谐波

此种情况选择注入谐波作为不平衡情况。设置故障前三相电压对称,即 0.08~0.10 s 时 $u_a = 220\angle 0^\circ$ V; 0.10~0.20 s 时, a 相电压注入 10% 的 5 次正序谐波分量, b 相电压注入 10% 的 3 次负序谐波分量,如图 11(a)所示。

由图 11 可以看出,当电压出现大量谐波时,本文方法可以实时准确地提取正序基波分量 u_α^+ 、 u_β^+ (图 11(c))。图 11(d)为所提取正序基波信号的傅里叶

分析频谱图, 不难发现其中谐波含量为 0.83%, 远低于相关要求。同时经过一个工频周期, 电网频率就被锁定进入稳态, 锁相频率偏差为 $\Delta f = \frac{50.1-50}{50} \times 100\% = 0.2\%$, 符合国家要求。

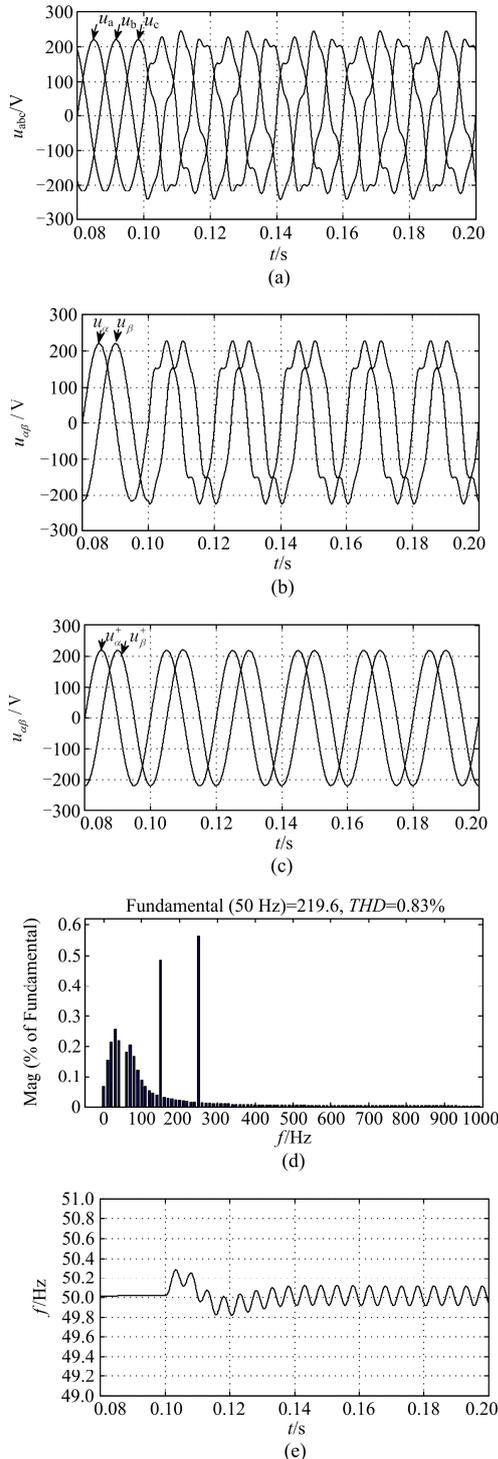


图 11 注入谐波时的仿真结果

Fig. 11 Results of harmonics injected

5 结论

本文首先介绍了静止坐标系锁相环($\alpha\beta$ -PLL)的基本结构, 分析了静止坐标系锁相环工作的基本原理。同时, 本文提出一种自适应复数滤波解耦模块, 实现频率自适应滤波和正序分量提取功能。仿真结果表明, 采用将静止坐标系锁相环与自适应复数滤波解耦模块结合起来的方法, 可以在各种不平衡工况环境下实现基波正序分量以及电网频率的准确快速提取和锁定。与传统锁相方法相比^[14-15], 该方法无需对称分量法以及大量的坐标变换, 具有算法简单和易于实现等特点。

参考文献

- [1] HADJIDEMETRIOU L, KYRIAKIDES E. New hybrid PLL for interconnecting renewable energy systems to the grid[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49: 2709-2719.
- [2] NICASTRI A, NAGLIERO A. Comparison and evaluation of the PLL techniques for the design of the grid-connected inverter systems[C] // 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2010: 3865-3870.
- [3] KARIMI-GHARTEMANI M, KARIMI H. Processing of symmetrical components in time-domain[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2007, 22: 572-579.
- [4] SVENSSON J, BONGIORNO M, SANNINO A. Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22: 18-26.
- [5] YANG L Y, WANG C L, LIU J H. A novel phase locked loop for grid-connected converters under non-ideal grid conditions[J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15: 216-226.
- [6] RODRÍGUEZ P, POU J, BERGAS J. Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22: 584-592.
- [7] 刘昌金, 徐君, 陈敏. 电网非理想情况下的双馈风电机组锁相控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 240-247. LIU Changjin, XU Jun, CHEN Min. Control of phase locked loop for wind power generation under non-ideal grid conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 240-247.
- [8] 王宝诚, 伞国成, 郭小强. 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. Grid synchronization and PLL for distributed power generation systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013,

- 33(1): 50-55.
- [9] 熊卿, 张哲, 尹项根, 等. 新型配电变一体化静止无功补偿技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(10): 59-64.
XIONG Qing, ZHANG Zhe, YIN Xianggen, et al. Research on novel technology of distribution transformer and static VAR compensator integration system[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(10): 59-64.
- [10] 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.
SHAO Zhenhua, CHEN Chong, LIN Ruiquan. A novel detection method for three phase current fundamental wave positive-sequence active component under complicated working conditions[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(5): 10-15.
- [11] 陈东明, 陈明亮, 谢楨, 等. 一种基于阈值开关与双环控制的新型锁相环[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(23): 41-48.
CHEN Dongming, CHEN Mingliang, XIE Zhen, et al. A novel PLL based on threshold switch and dual-loop control technology[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(23): 41-48.
- [12] 赵贵龙, 曹玲玲, 祝龙记. 基于光伏并网逆变系统的改进锁相环设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(2): 108-112.
ZHAO Guilong, CAO Lingling, ZHU Longji. Improved PLL design of PV grid inverter system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(2): 108-112.
- [13] 陈东华, 谢少军, 周波. 用于有源电力滤波器谐波和无功电流检测的一种改进同步参考坐标法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20): 62-67.
CHEN Donghua, XIE Shaojun, ZHOU Bo. An improved synchronous reference frame method for harmonics and reactive currents detection of active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(20): 62-67.
- [14] 田桂珍, 王生铁, 刘广忱, 等. 风力发电系统中电网同步改进型锁相环设计[J]. 高电压技术, 2014, 40(5): 1546-1552.
TIAN Guizhen, WANG Shengtie, LIU Guangchen, et al. Design of improved phase locked loop for grid synchronization in wind power generation systems[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(5): 1546-1552.
- [15] 杨仁增, 张光先. 谐波畸变电网下的频率自适应锁相方法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(16): 144-152.
YANG Renzeng, ZHANG Guangxian. Frequency adaptive PLL under distorted grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(16): 144-152.

收稿日期: 2016-09-02; 修回日期: 2017-02-28

作者简介:

唐 轶(1957—), 男, 博士, 教授, 从事电能质量的监测与控制 and 供电安全方面的教学和研究工作;

沈 佳(1992—), 男, 硕士, 研究方向为电能质量分析; E-mail: shenjia@cumt.edu.cn

刘齐齐(1989—), 男, 硕士, 研究方向为电能质量分析与治理。

(编辑 魏小丽)