

DOI: 10.7667/PSPC152049

# 基于三阶广义积分的锁相环设计

郝来迎<sup>1</sup>, 王金富<sup>1</sup>, 侯川川<sup>2</sup>, 仇志丽<sup>2</sup>

(1. 国网天津检修公司, 天津 300000; 2. 中国矿业大学, 江苏 徐州 221000)

**摘要:** 电力系统运行过程中, 电网电压通常存在不平衡及畸变, 而通过采样有时会引入直流分量, 这对精确锁相将产生不利影响。针对这种情况, 引入三阶广义积分器(TOGI)滤波解耦结构, 并构建锁相环。分析了三阶广义积分器的正交信号发生功能, 利用矩阵变换推导其等效结构, 证明了该结构可将电压信号中的直流分量和高频分量明显滤除。将等效环节嵌入锁相环, 获得 $\alpha\beta$ 坐标系下的电压正序分量, 并分析了锁相环结构和相应参数。最后, 在电网电压信号包含直流分量、畸变、跳变的情况下进行仿真, 仿真结果表明基于三阶广义积分的锁相环设计能够快速实现精确锁相。

**关键词:** 直流分量; 畸变; 三阶广义积分; 滤波; 锁相环

## Design of phase locked loop based on third-order general-integrator

XI Laiying<sup>1</sup>, WANG Jinfu<sup>1</sup>, HOU Chuanchuan<sup>2</sup>, QIU Zhili<sup>2</sup>

(1. State Grid Tianjin Maintenance Company, Tianjin 300000, China;  
2. China University of Mining and Technology, Xuzhou 221000, China)

**Abstract:** During the operation of power system, the voltage of the power grid is usually unbalanced and distorted, meanwhile the sampling signal may conclude DC component, which have a negative effect on the precision phase lock. Considering this situation, this paper introduces third-order general-integrator (TOGI) filter decoupling structure, and constructs a phase-locked loop. The function of the orthogonal signal in TOGI is analyzed, and the transformation matrix is derived to obtain the equivalent structure. It is proved that the structure can filter out the DC component and high frequency component obviously. Equivalent link is embedded in the phase locked loop (PLL) to get positive sequence voltage component in  $\alpha\beta$  coordinates, and the phase structure and the corresponding parameter are analyzed. In the end, simulation is carried out in the case of DC component, distortion and jump in the voltage signal. The simulation results show that the design of phase locked loop based on the TOGI can realize the phase lock precisely and quickly.

**Key words:** DC component; distortion; third-order general-integrator; filter; phase locked loop

## 0 引言

真实的电网电压是非理想的, 除了基波正序分量外, 有时还存在基波负序分量与低频谐波分量, 引起频率波动、三相不对称与电压畸变等电能质量问题。同时, 电网电压采样过程中, 由于电流互感器的饱和<sup>[1]</sup>、AD 工作点转变和采样电路温漂<sup>[2]</sup>, 采样信号中会引入直流偏移量, 这必然影响锁相的准确性。对于常见的传统锁相方法, 科斯塔斯环<sup>[3]</sup>与基于同步参考坐标(Synchronous reference frame, SRF)PLL<sup>[4]</sup>在三相电网电压不平衡、畸变和采样信号含直流偏移时都不能准确锁相。

为解决电网电压非理想锁相问题, 国内外学者

提出了多种解决方案。其中增强型锁相环(Enhance phase locked loop, EPLL)已被应用于滤波、频率估计、谐波估计和同步研究中<sup>[5]</sup>, 解决了传统锁相环的倍频振荡问题, 然而, 当输入电压信号存在直流分量时基频很难被滤出。采用自适应陷波滤波器(Adaptive notch filter, ANF)的锁相可实现基波频率信号提取, 但直流偏移的存在会导致锁相误差相应变大。二阶广义积分锁相(Second-Order Generalized Integrator PLL, SOGI-PLL)利用三角函数本身的特性, 通过正交信号发生器输出正交信号, 实现正、负序分量的分离<sup>[6]</sup>, 所以只要锁定正序基波分量的相位, 即可实现准确锁相。但是当输入信号存在直流分量时, 正交信号的输出不准确<sup>[7]</sup>, 即不

能准确锁相。

针对因电力系统故障和采样问题引起的直流偏置问题, 本文将三阶广义积分器(TOGI)<sup>[8]</sup>引入锁相环鉴相部分, 构建前置滤波结构。首先分析了三阶广义积分器的正交信号发生功能, 通过矩阵变换推导获得其等效变换结构, 证明了该结构可以有效滤除电压信号中的高频分量与直流分量。将上述环节嵌入锁相环, 利用莱昂氏法, 设计正交信号合并解耦, 可获得  $\alpha\beta$  坐标系下的电压正序分量。然后, 对本文设计的锁相结构进行分析, 相应参数进行设计。最后, 通过仿真验证其滤波性能及锁相性能。

## 1 基于三阶广义积分器的正交信号发生器

### 1.1 三阶广义积分器结构

为了构造正交信号, 根据内模原理, 二阶广义积分器被用到正交发生器单元中。但是对于输入包含直流分量的信号, 正交发生器的输出存在较大误差, 如果使用三阶广义积分器, 可以有效避免这种情况。因此, 本文引入基于三阶广义积分器的正交信号发生器(TOGI-OSG), 如图 1 所示。

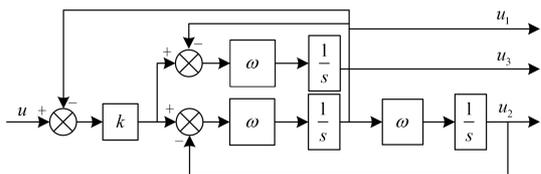


图 1 TOGI 结构原理框图

Fig. 1 Block diagram of the third-order general integrator

该正交信号发生器为双输入三输出系统, 输入电压信号  $u(t)$  和频率  $\omega$ , 输出信号为  $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$ 、 $u_3(t)$ 。将频率信号设为已知变量, 则相对于输入电压信号, 三个输出对应的传递函数可分别写为

$$\begin{cases} G_1(s) = \frac{U_1(s)}{U(s)} = \frac{k\omega s}{s^2 + \omega s + \omega^2} \\ G_2(s) = \frac{U_2(s)}{U(s)} = \frac{k\omega^2}{s^2 + \omega s + \omega^2} \\ G_3(s) = \frac{U_3(s)}{U(s)} = \frac{k\omega(s^2 + \omega^2)}{(s + \omega)(s^2 + \omega s + \omega^2)} \end{cases} \quad (1)$$

结构参数  $K$  取 0.1 时,  $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 、 $G_3(s)$  的频率特性如图 2 所示。

由图可知, 三个传递函数特性分别为带通滤波器、低通滤波器和带阻滤波器, 可实现高频分量滤除。且三者中心频率均为频率  $\omega$ , 因此, 可利用  $u_2(t)$ – $u_3(t)$  滤除信号中的直流分量, 实现低通滤波器中心频率的提取。

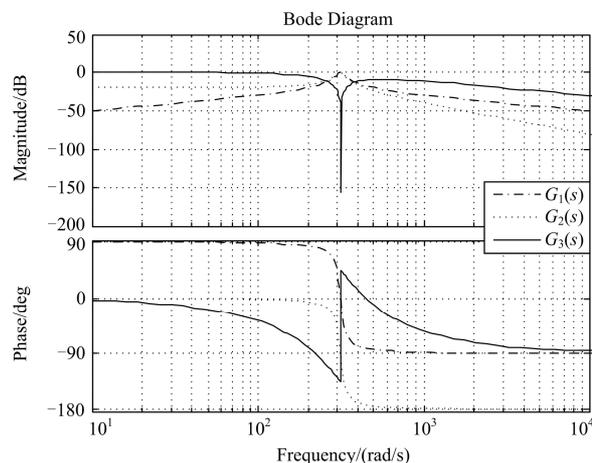


图 2  $k$  取 0.1 时  $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 、 $G_3(s)$  的 Bode 图

Fig. 2 Block diagram of Bode for  $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 、 $G_3(s)$

### 1.2 TOGI-OSG 等效模型

基于三阶广义积分器的正交信号发生器(TOGI-OSG)虽然可以解决高频分量和直流偏量的问题, 但是其结构在频域建模时结构复杂不易理解。本文经过矩阵变换推导得出利用一阶低通滤波器构成 TOGI-OSG 的等效模型。该信号发生器结构如图 3 所示。

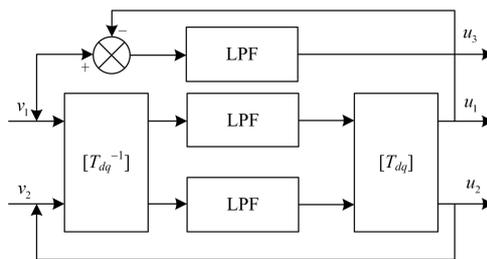


图 3 正交信号发生器等效模型

Fig. 3 Third-order equivalent quadrature signal generator

图中  $[T_{dq}]$  为 Park 变换矩阵, LPF 为低通滤波器, 其截止频率为  $\omega_0$ ,  $[T_{dq}^{-1}]$  为反 Park 变换矩阵。在时域中, 其整体模型可表述为

$$\begin{bmatrix} U_1(t) \\ U_2(t) \\ U_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dq}^{-1} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \otimes [LPF] \otimes \begin{bmatrix} T_{dq} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ V_1(t) - U_2(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

转换至频域, 代入相应数据得式(3)。

$$\begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ U_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 \\ a_{31} & 0 & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中

$$a_{11} = \frac{\omega_0(\omega_0 + s)}{s^2 + 2\omega_0s + \omega^2 + \omega_0^2}; \quad a_{12} = \frac{-\omega\omega_0}{s^2 + 2\omega_0s + \omega^2 + \omega_0^2};$$

$$a_{21} = \frac{\omega\omega_0}{s^2 + 2\omega_0s + \omega^2 + \omega_0^2}; \quad a_{22} = \frac{\omega\omega_0}{s^2 + 2\omega_0s + \omega^2 + \omega_0^2};$$

$$a_{31} = \frac{-\omega_0(s^2 + \omega_0s + \omega^2)}{(s + \omega_0)(s^2 + 2\omega_0s + \omega^2 + \omega_0^2)};$$

$$a_{33} = \frac{-\omega\omega_0^2}{(s + \omega_0)(s^2 + 2\omega_0s + \omega^2 + \omega_0^2)}.$$

其中,  $U_2(s)$ 作为反馈量引入至输入, 即  $U_2(s)=V_2(s)$ 。将式(3)写成传递函数的形式之后, 和上节三阶广义积分器的正交信号发生器(TOGI-OSG)传递函数相同, 因而从功能上说, 该结构与三阶广义积分器等效。

### 1.3 正交发生器特性分析

采用微分方程描述正交信号发生器的工作特性为

$$\begin{cases} u_1 = \dot{u}_2 / \omega \\ \ddot{u}_2 + \omega\dot{u}_2 + \omega^2u_2 = \omega^2u \\ \omega\dot{u}_3 + \omega^2u_3 = \dot{u}_2 + \omega^2u_2 \end{cases} \quad (4)$$

假设输入信号存在直流分量, 为  $u(t) = A_0 + A_1 \sin(\omega_1t + \phi)$ 。当  $\omega = \omega_0$  时, 解微分方程得输出信号为

$$\begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ u_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ kA_1 \\ kA_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_1 \sin(\omega t + \phi) \\ -A_1 \cos(\omega t + \phi) \\ 0 \end{bmatrix} + D \quad (5)$$

其中:  $D$  为暂态衰减量; 其衰减时间常数为  $2/\omega$ 。观察上式有, 稳态时  $u_1(t)$ 不含直流分量,  $u_2(t)$ 含直流分量。当  $u_2(t)-u_3(t)$  时, 信号中的直流分量被消去, 且  $u_2(t)-u_3(t)$ 同  $u_1(t)$ 相位相差  $90^\circ$ 。这说明, 基于三节广义积分的正交信号发生器能够滤除给定信号中的高频分量和直流分量, 并且构造相应的正交信号。因此, 可利用该结构在非理想情况下实现基波信号及其正交信号的提取, 其结构如图 4 所示。

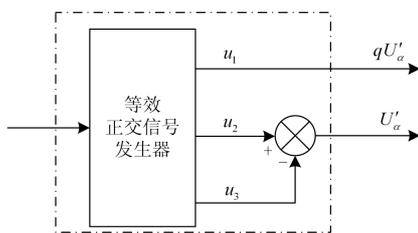


图 4 TOGI-OSG 框图

Fig. 4 Block diagram of TOGI-OSG

## 2 基于三阶广义积分器的锁相环分析及参数设计

为了实现基波负序分量的抑制, 根据莱昂氏法, 应在  $\alpha\beta$  坐标系下实现基波正交信号的提取。因而, 与传统的SRF锁相环相比, 本文所设计的三阶广义积分器OSG模块应置于PLL鉴相环节, 位于Clark变换之后、Park变换之前。

其结构可用如下矩阵描述

$$\begin{bmatrix} U_\alpha^+ \\ U_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中:

$$a_{11} = \frac{\omega_0\omega}{s^2 + \omega_0s + \omega^2} - \frac{-K\omega_0(s^2 + \omega^2)}{(\omega_0 + s)(s^2 + \omega_0s + \omega^2)}$$

$$a_{21} = \frac{\omega_0s}{s^2 + \omega_0s + \omega^2}$$

$$a_{12} = -\frac{\omega_0s}{s^2 + \omega_0s + \omega^2}$$

$$a_{22} = \frac{\omega_0\omega}{s^2 + \omega_0s + \omega^2} - \frac{-K\omega_0(s^2 + \omega^2)}{(\omega_0 + s)(s^2 + \omega_0s + \omega^2)}$$

根据正负序信号及其正交信号的相位关系, 可将输入信号基波电压正交信号  $U_\alpha$ 、 $qU_\alpha$  以及  $U_\beta$ 、 $qU_\beta$  通过加减运算进行解耦, 得到电压基波正序分量  $U_\alpha^+$  和  $U_\beta^+$ 。锁相环整体原理框图如图 5 所示, 三相电压  $U_a$ 、 $U_b$ 、 $U_c$  经 Clark 变换得到  $\alpha\beta$  坐标系中的电压信号  $U_\alpha$ 、 $U_\beta$ , 经过三阶广义积分器产生基波电压正交信号  $U_\alpha$ 、 $qU_\alpha$ , 以及  $U_\beta$ 、 $qU_\beta$ , 再利用 Park 变换得到  $dq$  坐标系下的  $q$  轴分量  $U_q^+$ ; 将  $d$  轴分量  $\hat{U}_d^+$  经过 PI 调节器后得到频率估计值  $\omega_0$ , 将其积分得到电网电压正序分量的相位信息  $\theta^+$ 。

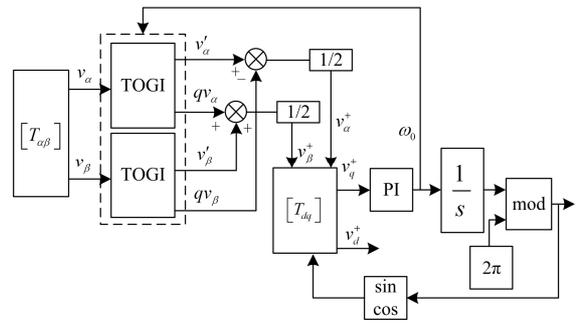


图 5 PLL 结构框图

Fig. 5 PLL block diagram

由于鉴相环节为非线性, 且加入 OSG 滤波解耦之后更加复杂, 为了方便后面的 PI 控制器参数设计, 需对图 5 中的锁相环节进行线性化。对于该环节而言, 信号经过 OSG 模块加减解耦后已实现基波负序分量、谐波分量与直流分量的分离, 所以只需要以基波正序分量作为输入对锁相环节线性化设计即可。

由 OSG 模块分析可知, 振荡衰减项的时间常数为  $2/\omega$ , OSG 模块在数字系统中存在一拍滞后, 当相位发生阶跃变化时  $\sin \theta_e \approx \theta_e$ , 因此, 鉴相环节近似为一个惯性环节

$$G_p(s) = \frac{U^+}{\frac{2}{\omega}s + 1} \quad (7)$$

线性化后, 锁相环可由图 6 所示结构表示。

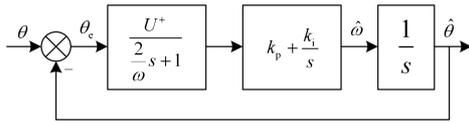


图 6 线性化 PLL 框图

Fig. 6 Linear PLL block diagram

其开环传递函数为

$$G_{\text{PLL}}(s) = \frac{\hat{\theta}}{\theta_e} = \frac{U^+ (k_p s + k_i)}{s^2 \left( \frac{2}{\omega} s + 1 \right)} \quad (8)$$

假设开环截止频率为  $\omega_s$ , 则 PI 控制器的参数范围可以根据开环传递函数的稳定裕度确定。

$$\omega_s = \frac{\sqrt{U^+ \sqrt{k_p^2 \omega_s^2 + k_i^2}}}{\sqrt{\left( \frac{2}{\omega} s \right)^2 \omega_s^2 + 1}} \quad (9)$$

当相角最大点对应截止频率时, 相角裕度最大。将上式两端对  $\omega_s$  求导, 相角裕度最大时, 其导数为零, 即  $\omega_s$  满足

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{\frac{2k_p}{k_i \omega}}} \quad (10)$$

联立式(10)、(11)可解得

$$\gamma = \arctan \frac{U^+ k_p^2 - U^+ \frac{2}{\omega} k_p k_i}{\left( U^+ \right)^2 k_p^3 \frac{2}{\omega} + k_i} \quad (11)$$

令相角裕度  $\gamma$  的取值范围是  $(30^\circ, 60^\circ)$ , 进一步得到

$$\begin{cases} 0.58 \leq \frac{U^+ k_p^2 - U^+ \frac{2}{\omega} k_p k_i}{\left( U^+ \right)^2 k_p^3 \frac{2}{\omega} + k_i} \leq 1.73 \\ k_p \sqrt{\frac{k_p}{k_i}} = \frac{1}{U^+ \sqrt{\frac{2}{\omega}}} \end{cases} \quad (12)$$

### 3 仿真实证

为了验证基于三阶广义积分锁相的正确, 根据图 5, 在 Matlab 中搭建其仿真模型。就电网电压经采样后, 三相交流输入信号不平衡、畸变, 包含直流分量, 以及电压跳变的情况分别进行仿真分析。仿真中, 输入的三相电压有效值为市电 220 V, 频率为 50 Hz, A 相电压初始相位为  $0^\circ$ 。

市电 220 V, 所以选择  $U_1^+ = 311$  V, 计算式(12)得

$$\begin{cases} 0.136 \leq k_p \leq 0.29 \\ k_i = 616 k_p^3 \end{cases}$$

本文选择  $k_p = 0.2$ ,  $k_i = 4.9$ 。

#### 1) 单相电压信号包含直流分量

在每相有效值 220 V 的基础上, A 相额外增加 25 V 直流电, 此时输入锁相环的电网电压不平衡。传统锁相环与基于三阶等效积分锁相的对比动态仿真波形如图 7 所示, 其中(a)为输入三相电压信号, (b)从上到下依次为传统锁相环基波角频率估计值  $\omega$ 、 $\alpha\beta$  坐标系中电压值, (c)从上到下依次为基于三阶广义积分锁相环基波角频率估计值  $\omega$ 、 $\alpha\beta$  坐标系中电压值。

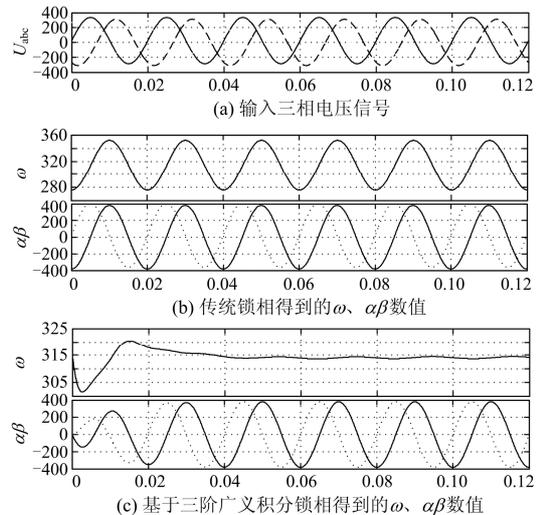


图 7 单相电压信号包含直流分量仿真波形

Fig. 7 Simulation waveform single phase voltage signal contains DC component

由图 7(b)可知：直流分量加入后， $\alpha\beta$  坐标系中  $\alpha$  的范围是(-360 V, 401 V)，偏差较大， $\beta$  的范围是(-381 V, 381 V)。并且传统锁相环角频率  $\omega$  有很大波动，其波动范围在(280rad/s, 350 rad/s)。(c)中，基于三阶广义积分锁相时  $\alpha\beta$  坐标系下  $\alpha$  的范围是(-381, 381)， $\beta$  的范围是(-381 V, 381 V)，并且角频率  $\omega$  经过 0.02 s 的调整后稳定在 314 rad/s。

2) 电压信号不平衡与畸变

为验证 OSG 模块的滤波效果，将 10%的五次谐波和七次谐波注入 A 相电压，谐波含量已经超过国家标准。锁相环输出如图 8 所示，由(b)可看出，两相输入信号包含直流分量时  $\alpha$  的范围是(-366 V, 399 V)， $\beta$  的范围是(-380 V, 380 V)，传统锁相环角频率  $\omega$  波动明显，在 280rad/s 到 349 rad/s 之间震荡。从(c)中可看出利用三阶广义积分锁相的  $\alpha$  和  $\beta$  的范围均是(-380 V, 380 V)，其角频率  $\omega$ ，经过 0.03 s 的调整后稳定在 314 rad/s。

3) 单相电压信号交流跳变

仿真开始时三相输入信号均为交流 220 V，0.02 s 之后 B 相输入信号跳变成 110 V 交流。由图 9(b)可看出，电压输入信号跳变时传统锁相环  $\alpha$  的范围是(-345V, 361 V)， $\beta$  的范围是(-276 V, 305 V)，角频率  $\omega$  波动明显。从(c)中可看出利用三阶广义积分锁相的  $\alpha$  范围是(-354 V, 354V)， $\beta$  的范围是(-290 V, 290 V)，角频率  $\omega$  经过 0.04 s 的调整后稳定在 314 rad/s。

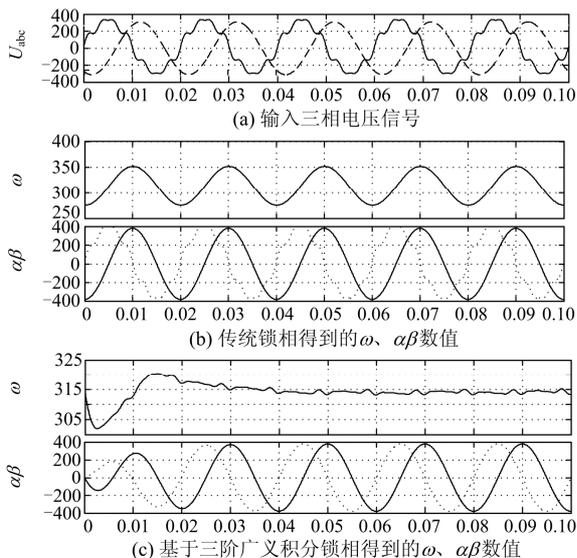


图 8 电压信号不平衡与畸变时仿真波形

Fig. 8 Simulation waveform double phase voltage signal contains DC component

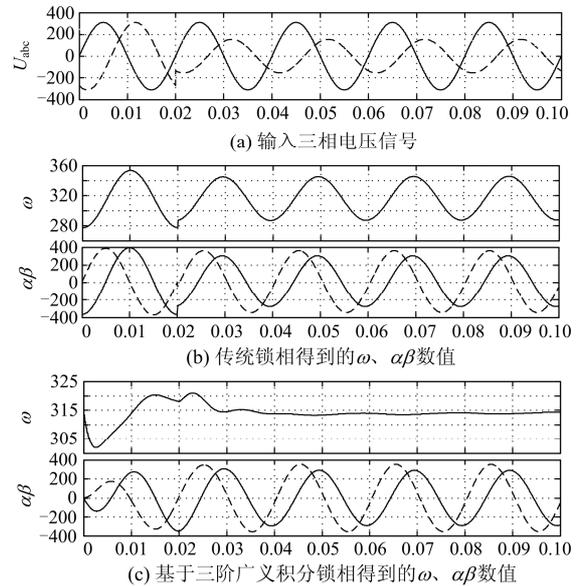


图 9 单相电压信号跳变仿真波形

Fig. 9 Simulation of single phase voltage signal jump

4 结论

本文分析了基于三阶广义积分器的正交信号发生器，利用低通滤波器构造其等效变换结构，通过矩阵变换推导证明该结构可以有效滤除电压信号中的高频分量与直流分量。将等效结构嵌入锁相环，设计正交信号发生器并解耦，从理论上分析了其滤波特性，并对锁相结构和参数进行设计。最后利用 Matlab 对仿真模型进行分析研究，仿真结果表明，相比二阶广义积分方法，基于三阶广义积分的锁相方法能够消除直流分量对锁相性能的影响，并且对于电压信号中的高频分量抑制明显，当输入信号出现直流分量、畸变、跳变时，该锁相方法均能够精确锁相。

参考文献

[1] NAM S, PARK J, KANG S, et al. Phasor estimation in the presence of dc offset and ct saturation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(4): 1842-1849.  
 [2] 吴晓波, 赵仁德, 胡超然, 等. 基于改进自适应陷波滤波器的锁相方法[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(5): 103-108.  
 WU Xiaobo, ZHAO Rende, HU Chaoran, et al. A phase-locked method based on enhanced adaptive notch filter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(5): 103-108.  
 [3] KARIMI-GHARTEMANI M, IRAVANI M. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments[J]. IEEE

- Transactions on Power Systems, 2004, 19(3): 1263-1270.
- [4] 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.
- [5] SUUL J A, LUNA A, RODRIGUEZ P, et al. Voltage-sensor-less synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2910-2923.
- [6] 黄媛, 罗安, 陈燕东, 等. 一种三阶广义积分交叉对消电流反馈控制的多逆变器并联控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(28): 4855-4864.  
HUANG Yuan, LUO An, CHEN Yandong, et al. A current feedback control strategy for parallel operation of multi-inverters using third-order general-integrator crossover cancellation method[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(28): 4855-4864.
- [7] 姚致清, 于飞, 赵倩, 等. 基于模块化多电平换流器的大型光伏并网系统仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 27-33, 6.  
YAO Zhiqing, YU Fei, ZHAO Qian, et al. Simulation research on large-scale PV grid-connected systems based on MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 27-33, 6.
- [8] 苏刘军, 鲁宝春, 李昌超, 等. 一种改进的无锁相环三相电压波动检测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(8): 121-126.  
SU Liujun, LU Baochun, LI Changchao, et al. An improved detection method without phase-locked loop for three-phase voltage fluctuation[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(8): 121-126.
- [9] 杨龙月. LCL 型有源电力滤波器关键技术研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2015.  
YANG Longyue. Research on the key issues of active power filter with LCL filter[D]. Beijing: China University of Mining and Technology, 2015.
- [10] 任旭虎, 马帅, 赵仁德, 等. 基于自适应陷波滤波器的基波与谐波有功功率分别计量[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(16): 66-70.  
REN Xuhu, MA Shuai, ZHAO Rende, et al. ANF-based fundamental-frequency and harmonic active power  
respective measurement[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(16): 66-70.
- [11] 刘述奎, 韩莹, 李奇, 等. 基于双二阶广义积分锁相环的燃料电池并网系统研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(5): 122-128.  
LIU Shukui, HAN Ying, LI Qi, et al. Fuel cell grid-connected system based on dual second order generalized integrator phase locked loop[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(5): 122-128.
- [12] 裴喜平, 郝晓弘, 陈伟. 基于模型参考自适应算法的三相锁相环系统[J]. 电工技术学报, 2014, 29(4): 196-204.  
PEI Xiping, HAO Xiaohong, CHEN Wei. A novel three-phase phase-locked-loop system based on model reference adaptive algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(4): 196-204.
- [13] 刘亚静, 范瑜. 全数字硬件化锁相环参数分析与设计[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 172-179.  
LIU Yajing, FAN Yu. Design and analysis of all-digital full-hardware phase-locked loop[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(2): 172-179.
- [14] RODRÍGUEZ P, LUNA A, CANDELA I, et al. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 127-138.
- [15] 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.

收稿日期: 2015-11-25; 修回日期: 2016-02-01

作者简介:

郝来迎(1982-), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力系统;

王金富(1977-), 男, 本科, 高级工程师, 研究方向为电气设备运行与检修;

侯川川(1991-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电动汽车充电。E-mail: hccumt@163.com

(编辑 姜新丽)