

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.181476

# 电网电压不平衡和谐波畸变下新型并网锁相环设计

王佳浩<sup>1</sup>, 潘欢<sup>1,2</sup>, 纳春宁<sup>1,2</sup>

(1. 宁夏大学物理与电子电气工程学院, 宁夏 银川 750021; 2. 宁夏电力能源安全重点实验室, 宁夏 银川 750004)

**摘要:** 针对日益增加的分布式能源并网, 旨在设计一种新型的锁相环(PLL), 以克服主流 PLL 在电网电压不平衡和谐波畸变下难以精确地锁定电压频率和相位的不足。由于电压不平衡静止坐标系下电压正负序交流分量存在耦合关系, 采用交叉解耦双复系数滤波器(DCCF)结构提取和分离电压正负序分量。利用多变量滤波器(MVF)对输入电压基波正序分量幅值无衰减、零相移特性, 将 MVF 结构引入交叉解耦 DCCF 结构中, 设计一种新型的 PLL 结构, 以增强在高谐波畸变下的滤波能力。最后进行 Matlab/Simulink 仿真, 证明所提出的 PLL 在电压不平衡、电压频率阶跃和相角跳变下能够快速精确地锁定频率和相位, 且比双复系数滤波器锁相环(DCCF-PLL)具有更好的滤波能力。  
**关键词:** 锁相环; 双复系数滤波器; 多变量滤波器; 电压不平衡; 谐波畸变

## A new grid-connected phase-locked loop design under grid voltage imbalance and harmonic distortion conditions

WANG Jiahao<sup>1</sup>, PAN Huan<sup>1,2</sup>, NA Chunning<sup>1,2</sup>

(1. School of Physics and Electronic-Electrical Engineering, Ningxia University, Yinchuan 750021, China;  
2. Ningxia Key Laboratory of Electrical Energy Security, Yinchuan 750004, China)

**Abstract:** Due to the increase of grid-connected distributed new energies, a new Phase-Locked Loop (PLL) is needed in order to overcome the shortcoming that the most popular PLLs are difficult to lock voltage frequency and phase accurately under grid voltage imbalance and harmonic distortion. Since there exists coupling relationship between voltage positive and negative sequence components in stationary reference frame under voltage imbalance, a crossing decoupling Double Complex Coefficient Filter (DCCF) is used to extract and separate voltage positive and negative sequence components. The Multiple Variable Filter (MVF) has the amplitude non-attenuation and zero-phase shift characteristics for input voltage fundamental positive sequence component. So the new PLL structure with strong filtering ability is designed under highly harmonic distortion by adding MVF into the crossing decoupling DCCF structure. Finally, Matlab/Simulink simulations show that the proposed PLL can lock the frequency and phase quickly and accurately under voltage imbalance, voltage frequency step and phase angle jump, and has a better filtering capability than DCCF-PLL.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 61763040 and No. 61403219), Ningxia Key Research and Development Program (Special Talents) (No. 2018BEB04003) and The Third Batch of Ningxia Youth Talents Supporting Program (No. TJGC2018095).

**Key words:** PLL; double complex coefficient filter; multi-variable filter; voltage imbalance; harmonic distortion

## 0 引言

相比传统能源, 太阳能、风能等新能源具有间歇性、波动性以及不可预测性等特点, 难以持续地输出电能。为了提高其可行性和可靠性, 将新能源以分布式发电(DG)形式进行并网。DG 并网的关键

在于逆变器同步, 即逆变器输出电压波形必须与电网电压同步以保证电网的稳定运行<sup>[1-5]</sup>。

锁相环 (Phase-Locked Loop, PLL) 技术是实现逆变器并网同步的重要手段<sup>[6-9]</sup>。逆变器同步时, 要求 PLL 能精确地检测出电网电压的频率和相位, 并输出所需的控制信号, 实现抵御谐波和扰动的功能。同步参考坐标系锁相环(SRF-PLL)<sup>[10]</sup>是目前使用最广泛的并网锁相环, 其结构简单, 且在理想电网条件下可以快速、精确地检测出电网电压的频率和相位<sup>[11-13]</sup>。然而当电网电压不平衡和谐波畸变时, SRF-PLL 检测到的频率和相位会出现高幅值的稳态

**基金项目:** 国家自然科学基金项目资助(61763040, 61403219); 宁夏自治区重点研发计划项目资助(引才专项 2018BEB04003); 第三批宁夏青年科技人才托举工程项目资助(TJGC2018095)

振荡。随后国内外学者进行了深入的研究, 提出各种新型锁相环方法<sup>[14-18]</sup>, 以克服 SRF-PLL 的不足。文献[19]采用对称分量法实现对正负序电压分量的分离, 提出了双二阶广义积分器锁相环(DSOGI-PLL); 文献[20]采用交叉解耦网络分离正负序电压分量, 提出解耦双同步旋转坐标系锁相环(DDSRF-PLL), 实现了在电网电压不平衡下的锁相功能。然而当电网电压畸变较大时, DSOGI-PLL 和 DDSRF-PLL 滤波能力有限, 且后者结构复杂, 计算量大, 因此, 更多的学者将目光转向了复系数滤波锁相环(CCF-PLL)。文献[21]提出了结构简单的频率自适应复数滤波的锁相环(ACF-PLL), 以实现频率自适应和正序电压的相位估计; 以多个复系数滤波器结构(CCFs)协调的工作方式; 文献[22]设计了多复系数滤波器锁相环(MCCF-PLL), 以实现在高谐波畸变下有效地检测电压正序分量; 为了改善 MCCF-PLL 缓慢的动态响应; 文献[23]采用微分滤波, PID 控制器作为环路滤波器, 提出了 PID-MCCF-PLL, 有效地提高了 MCCF-PLL 的动态响应时间。尽管上述三种 PLL 的性能均得到了很大的提升, 但在电压不平衡和高谐波畸变下, 其缺陷依然明显, 都存在相位误差畸变大、精度不高的问题, 而 MCCF-PLL 往往需要并联更多的 CCFs, 这会影响到 PLL 的动态响应及稳定性。

随着 DG 并网的持续增加, 所带来的三相电压不平衡、高谐波畸变等问题愈来愈突出, 但通过上述分析可以发现, 几种典型的 PLL 都存在着各自的不足。基于此, 本文在 CCF-PLL 的基础上, 增强滤波能力, 设计了一种新型并网锁相环。通过分析 CCF-PLL 的特性, 采用交叉解耦双复系数滤波器结构实现正负序电压的分离; 为了保证动态响应的前提下获得出色的滤波性能, 将多变量滤波器(MVF)引入交叉解耦的 DCCF 结构中, 作为前置滤波环节, 实现衰减输入信号谐波的作用。通过仿真对比可以发现本文所设计的 PLL 具有有效性和鲁棒性。

## 1 三相电压不平衡理论分析

忽略零序分量, 三相电压不平衡可以表示为<sup>[24]</sup>

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V^+ \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi^+) \\ \sin(\omega t + \phi^+ - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + \phi^+ + 2\pi/3) \end{bmatrix} + V^- \begin{bmatrix} \sin(-\omega t + \phi^-) \\ \sin(-\omega t + \phi^- - 2\pi/3) \\ \sin(-\omega t + \phi^- + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $V^+$ 、 $\omega$ 、 $\phi^+$  分别为正序电压的幅值、频率和相位;  $V^-$ 、 $\omega$ 、 $\phi^-$  分别为负序电压的幅值、频率和相位。

对式(1)进行 Clark 变换, 得到两相静止坐标系( $\alpha\beta$ )下的电压方程。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha^- \\ v_\beta^- \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^+ \sin(\omega t + \phi^+) \\ -V^+ \cos(\omega t + \phi^+) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_\alpha^- \\ v_\beta^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^- \sin(-\omega t + \phi^-) \\ -V^- \cos(-\omega t + \phi^-) \end{bmatrix}.$$

由式(2)可知, 三相电压变换为两相静止坐标系下的电压  $v_{\alpha\beta}$  后, 频率、幅值都没有改变, 但是  $v_{\alpha\beta}$  中同时含有正、负序分量, 并且正、负序分量的幅值相等, 频率大小相等但极性相反。当  $v_{\alpha\beta}$  中存在负序分量时, 会影响 PLL 的同步性能, 需采取必要的手段提取和分离  $v_{\alpha\beta}$  中的正、负序分量。

## 2 复系数滤波器理论分析

### 2.1 复系数滤波器特性分析

电网三相电压不平衡时,  $v_{\alpha\beta}$  的正、负序交流分量存在耦合的关系, 为实现对  $v_{\alpha\beta}$  电压中正负序分量的提取和分离, 需采用同时具备频率和极性选择特性的滤波器。本文选择曾广泛应用于通信领域的复系数滤波器(Complex Coefficient Filter, CCF)。

典型的一阶双复系数滤波器(DCCF)的传递函数如式(3)所示<sup>[23]</sup>。

$$\begin{cases} \text{CCF}^+(s) = \frac{\omega_p}{s - j\omega + \omega_p} \\ \text{CCF}^-(s) = \frac{\omega_p}{s + j\omega + \omega_p} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $\omega$  为电网的基波频率;  $\omega_p$  为 CCF 的参数。

为了分析 DCCF 的频率特性, 令  $\omega = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$ ,  $\omega_p = 2\pi \times 25 \text{ rad/s}$ , 绘制式(3)的伯德图如图 1 所示。由图 1 可知,  $\text{CCF}^+$  在 50 Hz 处的幅频响应增益为 1, 相频响应为零, 相位无滞后; 在 -50 Hz 处的幅频响应增益不再为 1, 表现为衰减状态。同理,  $\text{CCF}^-$  在 -50 Hz 处幅频响应增益为 1, 相频响应为零, 相位无滞后。其他频带且在 50 Hz 处都为衰减。所以, DCCF 是一种同时具有频率和极

性选择特性的滤波器,可以实现正、负频率的区分。

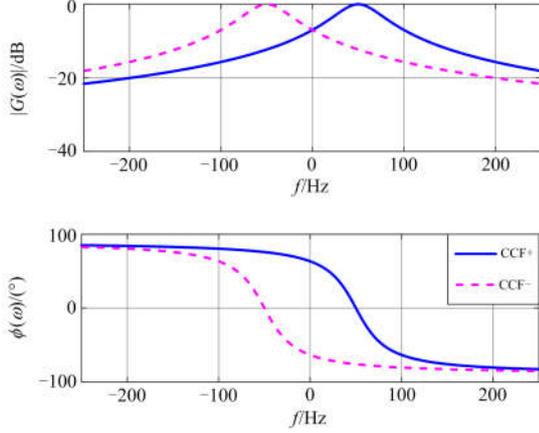


图 1 DCCF 的伯德图

Fig. 1 Bode diagram of DCCF

### 2.2 交叉解耦双复系数滤波器分析

尽管电网不平衡电压通过 DCCF 能够提取出基波正序分量,但是仍然存在着耦合的负序分量。为了提取和分离耦合的负序电压,可采用一种交叉解耦 DCCF 来实现<sup>[21]</sup>,结构如图 2 所示。

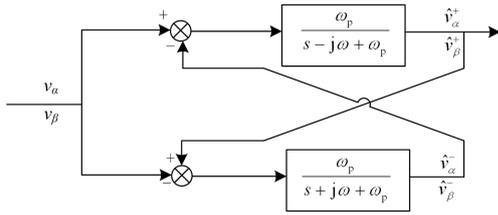


图 2 交叉解耦 DCCF 结构

Fig. 2 Structure of crossing decoupling DCCF

由图 2 可知,该结构的输入输出关系可以用一组频域线性方程组表示。

$$\begin{cases} \hat{v}_\alpha^+(s) = \frac{\omega_p}{s - j\omega + \omega_p} (v_\alpha(s) - \hat{v}_\alpha^-(s)) \\ \hat{v}_\beta^+(s) = \frac{\omega_p}{s - j\omega + \omega_p} (v_\beta(s) - \hat{v}_\beta^-(s)) \\ \hat{v}_\alpha^-(s) = \frac{\omega_p}{s - j\omega + \omega_p} (v_\alpha(s) - \hat{v}_\alpha^+(s)) \\ \hat{v}_\beta^-(s) = \frac{\omega_p}{s - j\omega + \omega_p} (v_\beta(s) - \hat{v}_\beta^+(s)) \end{cases} \quad (4)$$

对式(4)进行逆拉普拉斯变换,可以得到交叉解耦 DCCF 在时域下的状态空间方程。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $\mathbf{x}(t) = \mathbf{y}(t) = [\hat{v}_\alpha^+ \ \hat{v}_\beta^+ \ \hat{v}_\alpha^- \ \hat{v}_\beta^-]^T$ ;  $\mathbf{u}(t) = [v_\alpha \ v_\beta]^T$ ;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\omega_p & -\omega & -\omega_p & 0 \\ \omega & -\omega_p & 0 & -\omega_p \\ -\omega_p & 0 & -\omega_p & \omega \\ 0 & -\omega_p & -\omega & -\omega_p \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \omega_p & 0 \\ 0 & \omega_p \\ \omega_p & 0 \\ 0 & \omega_p \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{I}_4。$$

状态方程(5)的解可表示为

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}(t-t_0)}\mathbf{x}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)}\mathbf{B}\mathbf{u}(\tau)d\tau \quad (6)$$

由式(6)可知,非齐次状态方程的解由两部分组成,即稳态分量和暂态分量。其中暂态分量由  $\omega_p$  决定,稳态分量表示为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^+ \sin(\omega t + \phi^+) \\ -V^+ \cos(\omega t + \phi^+) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_\alpha^- \\ v_\beta^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^- \sin(-\omega t + \phi^-) \\ -V^- \cos(-\omega t + \phi^-) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

对比式(2)与式(7)可知,三相不平衡电压在  $\alpha\beta$  坐标系下的交流分量和状态方程的稳态解呈现出一致性,因此交叉解耦 DCCF 可实现正、负序电压分量的提取和分离,可精确地检测出电压的正序分量。图 3 为图 2 中 DCCF 的实现结构图。

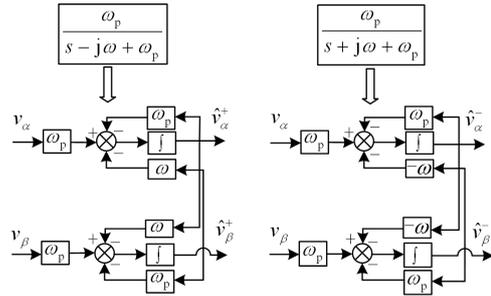


图 3 图 2 中 DCCF 的实现结构图

Fig. 3 Implementation block diagram of DCCF in Fig. 2

### 3 锁相环设计

当电网电压存在谐波畸变时,交叉解耦 DCCF 结构滤波效果不理想,检测到的频率和相位畸变大,无法满足并网要求。为了有效地解决电网电压谐波干扰,提高锁相环的同步性能,在  $\alpha\beta$  坐标系下引入多变量滤波器(MVF)结构。

#### 3.1 多变量滤波器原理分析

MVF 常用于有源滤波器,在谐波畸变下具有良好的滤波能力<sup>[25]</sup>。SRF-PLL 中积分的等效传递函数表示为

$$v_{xy}(t) = e^{j\omega t} \int e^{-j\omega t} u_{xy}(t) dt \quad (8)$$

对式(8)进行拉式变换,可得

$$H(s) = \frac{v_{xy}}{u_{xy}} = \frac{s + j\hat{\omega}}{s^2 + \hat{\omega}^2} \quad (9)$$

令  $v_{xy}(s) = \hat{v}_{\alpha\beta}(s)$ 、 $u_{xy}(s) = v_{\alpha\beta}(s)$ ，代入式(9)中，并引入常数  $k$ ，得到 MVF 的频域传递函数为

$$H(s) = \frac{\hat{v}_{\alpha\beta}}{v_{\alpha\beta}} = k \frac{s + k + j\hat{\omega}}{(s + k)^2 + \hat{\omega}^2} \quad (10)$$

对式(10)进行简单的数学运算，可以分别得到  $\hat{v}_\alpha(s)$  与  $\hat{v}_\beta(s)$  的表达式如式(11)所示。

$$\begin{cases} \hat{v}_\alpha(s) = \frac{k}{s} [v_\alpha(s) - \hat{v}_\alpha(s)] - \frac{\hat{\omega}}{s} \hat{v}_\beta(s) \\ \hat{v}_\beta(s) = \frac{k}{s} [v_\beta(s) - \hat{v}_\beta(s)] - \frac{\hat{\omega}}{s} \hat{v}_\alpha(s) \end{cases} \quad (11)$$

式中： $\hat{\omega}$ 、 $k$ 、 $v_{\alpha\beta}$  和  $\hat{v}_{\alpha\beta}$  分别表示 MVF 的中心频率、动态增益、输入和输出电压。由式(11)可以得到 MVF 的结构图，如图 4 所示。

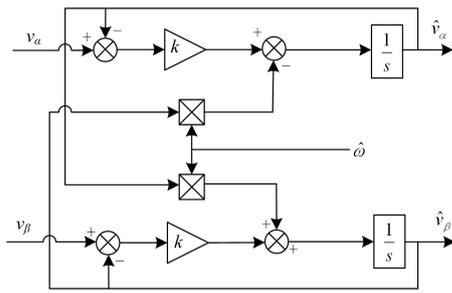


图 4 MVF 结构图

Fig. 4 Block diagram of MVF

当  $\hat{\omega} = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$ ， $k$  取不同值时，绘制式(10)的伯德图如图 5 所示。由图 5 可发现，在中心频率  $\hat{\omega}$  处幅频响应增益为 1，相频响应为零，故相位无滞后，MVF 表现出低通滤波器的特性，带宽由  $k$  值决

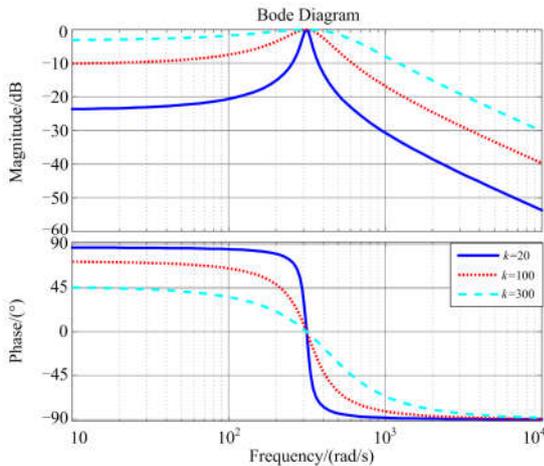


图 5 几种  $k$  值下 MVF 的伯德图

Fig. 5 Bode diagram of MVF under different  $k$

定。由幅频图可知， $k$  越小通带越窄，滤波能力越强；由相频图可知， $k$  越小曲线下降越缓慢，响应时间越长。

通过分析图 5 可知，MVF 具有对输入电压基波正序分量幅值无衰减零相移的特性，这与 CCF 的特点保持一致，因此将 MVF 结构引入交叉解耦 DCCF 结构中，不会对其动态性能产生影响，而且选择不同的  $k$  值可以实现对不同频次谐波的有效衰减。

### 3.2 锁相环结构设计

随着非线性负载对电网渗透率的不断提高，大量谐波涌入电网，对电网电压造成了巨大的污染，而电网电压三相不平衡跌落又是三相系统中最为常见的故障。因此，为了保证 DG 并网的稳定性和高电能质量的要求，利用交叉解耦 DCCF 结构，结合 MVF 设计一种旨在解决电网电压不平衡和谐波畸变下的新型并网 PLL，其结构如图 6 所示。

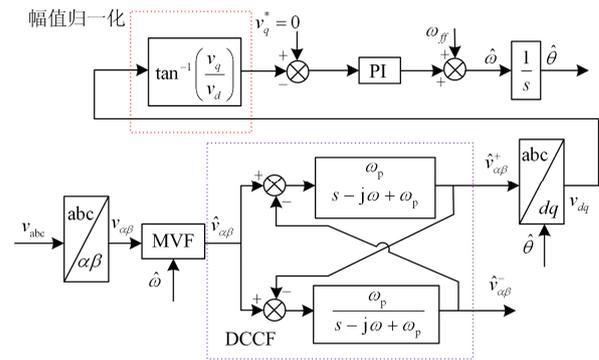


图 6 设计的并网 PLL 结构

Fig. 6 Structure of designed grid-connected PLL

图 6 中采用交叉解耦 DCCF 结构实现电压不平衡下正负序分量的解耦，引入 MVF 作为前置滤波环节，解决交叉解耦 DCCF 滤波效果不理想问题，实现  $v_{\alpha\beta}$  坐标系下对输入交叉解耦 DCCF 结构的谐波滤波功能，并且通过将 PLL 输出角频率反馈于 MVF 和交叉解耦 DCCF 结构中，实现电网电压频率变化的自适应调节。

## 4 仿真验证及结果分析

为了验证图 6 所设计 PLL 在电压不平衡与高谐波畸变时能够精确地检测出电压频率和相位，在 Matlab/Simulink 中搭建仿真模型。根据对称最优法设计参数，三相电压幅值归一化<sup>[26-27]</sup> $v_{abc} = 1 \text{ p.u.}$ ，频率  $f = 50 \text{ Hz}$ ，DCCF 的参数  $\omega_p = 230.29 \text{ rad/s}$ ，PI 控制器增益  $k_p = 94.25$ ， $k_i = 3701.28$ ，MVF 的动态增益低次谐波取  $k = 300$ ，高次谐波  $k = 800$ 。

### 4.1 三相电压不平衡仿真

当  $t = 0.3 \text{ s}$  时，输入三相电压不平衡跌落，a 相

跌落 30%，b 相跌落 10%，c 相跌落 50%，仿真结果如图 7 所示。

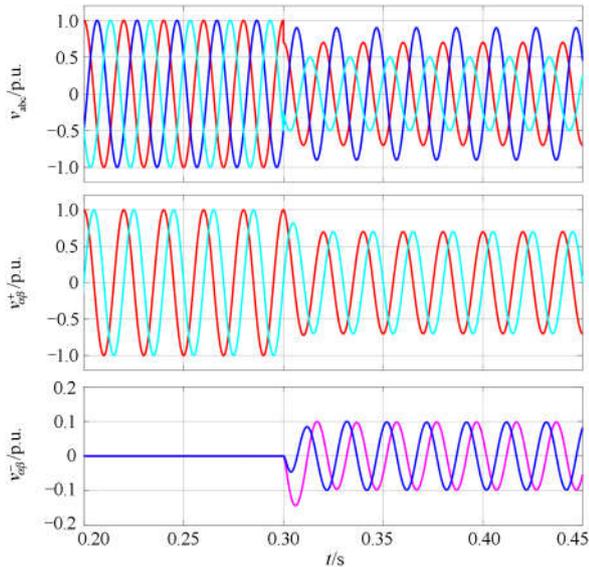


图 7 三相电压不平衡跌落仿真结果

Fig. 7 Simulation results of three-phase unbalanced voltage sag

由图 7 可知， $t=0.3\text{ s}$  之前输入幅值为  $1\text{ p.u.}$  的三相平衡电压，基频正序分量幅值为  $1\text{ p.u.}$ ，基频负序分量幅值为零。 $t=0.3\text{ s}$  以后三相电压不平衡，此时，通过设计的 PLL 分离出同频不等幅的基频正负序分量，验证了该结构在三相电压不平衡下可以解耦耦合的交流正负序分量。

#### 4.2 电压谐波畸变仿真

当  $t=0.3\text{ s}$  时，输入三相电压中加入 5 次、7 次低次谐波畸变，为了验证图 6 设计的 PLL 可以有效地衰减低次谐波及精确地检测频率和相位，同时仿真双复系数滤波器锁相环(DCCF-PLL)<sup>[23]</sup>，其中参数同上。仿真结果如图 8 所示，仿真波形从上至下依次为三相电压  $v_{abc}$ 、频率检测值  $f(\hat{\omega}/2\pi)$ 、相位误差  $(\theta - \hat{\theta})$ 。同时为了验证所设计的 PLL 结构对高次谐波同样具有强滤波能力，在  $t=0.3\text{ s}$  时输入三相电压加入 5 次、7 次、9 次、11 次、13 次高次谐波畸变，仿真结果如图 9 所示。

由图 8 和图 9 可以明显地看出，不论电压含有低次谐波畸变还是高次谐波畸变，相对于 DCCF-PLL，本文设计的 PLL 均具有较强的滤波能力，且检测到的频率和相位误差畸变小，精度高，可以实现对频率和相位有效锁定。因此可以说新型的 PLL 提高了并网逆变器的功率因数，相当于间接地提高了电能质量。

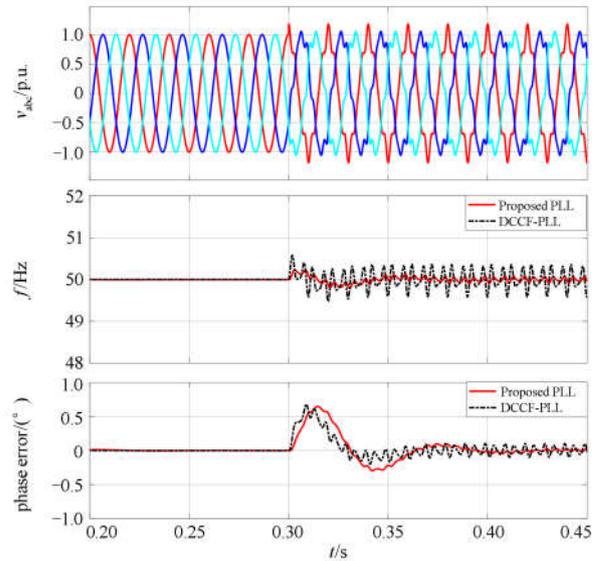


图 8 低次谐波畸变仿真结果

Fig. 8 Simulation results of low-order harmonics distorted

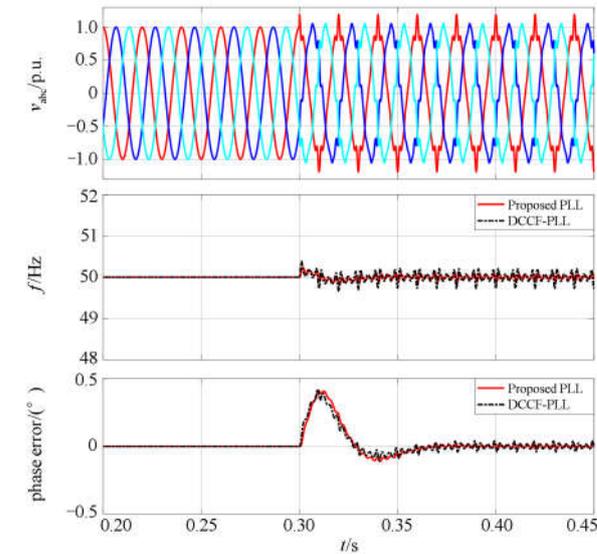


图 9 高次谐波畸变仿真结果

Fig. 9 Simulation results of high-order harmonics distorted

#### 4.3 三相电压不平衡下动态性能仿真分析

并网 PLL 要求既能平稳地跟踪频率和相位变化，且具有快速的动态响应。在电压不平衡下，通过对比 DCCF-PLL，分析所设计 PLL 的动态性能，仿真结果如图 10 所示。

由图 10 可知，在电压不平衡下，DCCF-PLL 和本文所设计的 PLL 都能够平稳地跟踪频率和相位变化，且具有相同的动态响应趋势和调节时间，尽管与 DCCF-PLL 相比，所设计的 PLL 超调量稍稍大于前者，但频率超调仅  $0.04\text{ Hz}$ ，相位超调仅  $0.1^\circ$ 。

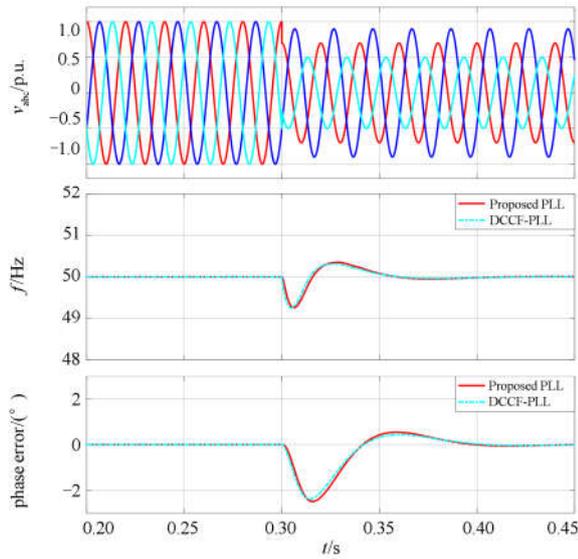


图 10 电压不平衡下动态性能分析仿真结果

Fig. 10 Simulation results of transient performance analysis under unbalanced voltage sag

#### 4.4 电压频率阶跃和相角跳变仿真

并网 PLL 要求在电网电压频率阶跃和相位跳变下也可以精确地检测到频率和相位, 实现零稳态误差锁相。当  $t=0.3\text{ s}$  时, 电网电压频率从 50 Hz 阶跃至 60 Hz, 仿真结果如图 11 所示; 在  $t=0.3\text{ s}$  时, 电网电压相角跳变  $+30^\circ$ , 仿真结果如图 12 所示。

由图 11 和图 12 可知, 在电网电压频率阶跃和相角跳变下, 所设计的 PLL 都可以精确地检测到频率和相位, 实现检测频率和相位误差的零稳态误差。

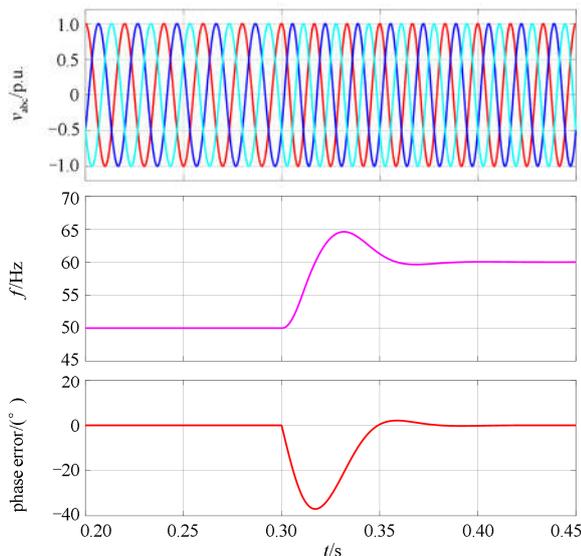


图 11 频率阶跃+10 Hz 仿真结果

Fig. 11 Simulation results under a +10 Hz frequency step

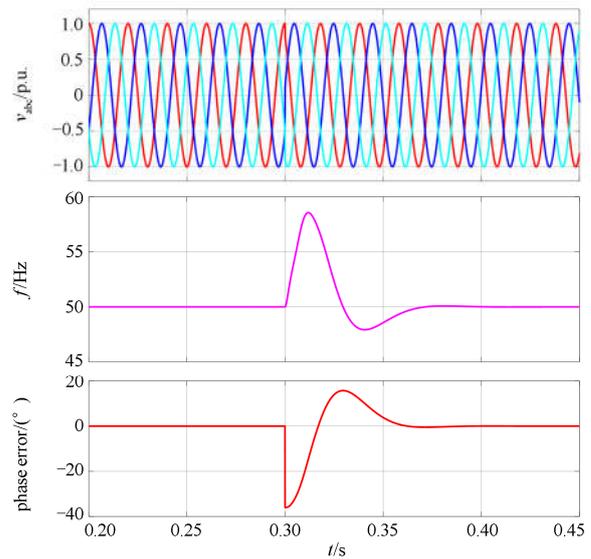


图 12 相角跳变  $+30^\circ$  仿真结果

Fig. 12 Simulation results under a phase angle jump of  $+30^\circ$

## 5 结论

由于电压不平衡时, 静止坐标系下的电压正、负序分量存在相互耦合, 本文采用了交叉解耦 DCCF 提取和分离电压正负序分量, 又因为 DCCF 在谐波畸变下的滤波效果不佳, 将 MVF 加入交叉解耦 DCCF 前端, 设计了一种新型的并网 PLL, 可满足电压不平衡与高谐波畸变下电压频率和相位的精确检测。通过 Matlab/Simulink 进行仿真分析, 由仿真结果表明, 在电压不平衡、频率阶跃以及相角跳变下, 所设计的 PLL 均实现了精确的锁相, 满足零稳态相位误差; 在谐波畸变下, 与 DCCF-PLL 相比, 本文提出的 PLL 检测到的频率和相位畸变小, 精度高, 满足并网要求。

### 参考文献

- [1] JAALAM N, RAHIM N A, BAKAI A, et al. A comprehensive review of synchronization methods for grid-connected converters of renewable energy source[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, 59: 1471-1484.
- [2] ALI Z, CHRISTOFIDS N, HADJIDEMETRIOU L, et al. Three-phase phase-locked loop synchronization algorithms for grid-connected renewable energy systems: a review[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, 90: 434-452.
- [3] 郭小强, 邬伟扬, 漆汉宏. 电网电压畸变不平衡情况下三相光伏并网逆变器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(3): 22-28.

- GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, QI Hanhong. Control strategies of three-phase PV grid-connected inverter under distorted and unbalanced voltage conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3): 22-28.
- [4] ZHENG Dehua, ESEYE A T, ZHANG Jianhua, et al. Short-term wind power forecasting using a double-stage hierarchical ANFIS approach for energy management in microgrids[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2017, 2(2): 136-145. DOI: 10.1186/s41601-017-0041-5.
- [5] GUO Wenming, MU Longhua. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 56-62. DOI: 10.1186/s41601-016-0019-8.
- [6] 徐青青, 陈莹, 刘莉, 等. 一种双正弦幅值积分器解耦锁相环的设计[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(8): 132-137.
- XU Qingqing, CHEN Ying, LIU Li, et al. Design of decoupled double sinusoidal amplitude integrator phase-locked loop[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(8): 132-137.
- [7] 张纯江, 赵晓君, 郭忠南, 等. 二阶广义积分器的三种改进结构及其锁相环应用对比分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 42-49.
- ZHANG Chunjiang, ZHAO Xiaojun, GUO Zhongnan, et al. Three improved second order generalized integrators and the comparative analysis in phase locked loop application[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 42-49.
- [8] 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.
- [9] 叶吉亮, 李岚, 刘海霞, 等. 电网电压不平衡及谐波状态下的并网逆变器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(6): 113-119.
- YE Jiliang, LI Lan, LIU Haixia, et al. Control strategy of grid-connected inverter under unbalanced and harmonic voltage condition[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(6): 113-119.
- [10] SE-KYO C. A phase tracking system for three phase utility interface inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(3): 431-438.
- [11] 吉正华, 韦芬卿, 杨海英. 基于  $dq$  变换的三相软件锁相环设计[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(4): 104-107.
- JI Zhenghua, WEI Fenqing, YANG Haiying. Three-phase software phase-locked loop based on  $dq$  reference frame[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(4): 104-107.
- [12] 姜子健, 杨欢, 沈建辉, 等. 基于级联延时信号消除-锁相环算法的配电网静止同步补偿器控制策略[J]. 电网技术, 2015, 39(7): 113-119.
- JIANG Zijian, YANG Huan, SHEN Jianhui, et al. DSTATCOM control strategy based on cascaded delayed signal cancellation-phase locked loop algorithm[J]. Power System Technology, 2015, 39(7): 113-119.
- [13] 朱建红, 黄琼, 孟棒棒. 基于  $\alpha\beta$  分量滤波直接解耦风电并网锁相环设计[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(24): 135-141.
- ZHU Jianhong, HUANG Qiong, MENG Bangbang. Direct decoupling wind power grid-connected phase-locked loop design based on  $\alpha\beta$  component filtering[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(24): 135-141.
- [14] HUANG Q, KAUSHIK R. An improved delayed signal cancellation PLL for fast grid synchronization under distorted and unbalanced grid condition[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4985-4997.
- [15] 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): 2576-2583.
- WANG Deyu, LIU Wenzhao, GUO Xiaoqiang, 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): 2576-2583.
- [16] 张国庆, 王贵忠, 吴志琪, 等. 一种改进型两相静止坐标系增强型锁相环[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(8): 59-67.
- ZHANG Guoqing, WANG Guizhong, WU Zhiqi, et al. An improved two-phase stationary frame EPLL[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(8): 59-67.
- [17] 郭磊, 王丹, 刁亮, 等. 针对电网不平衡与谐波的锁相环改进设计[J]. 电工技术学报, 2018, 33(6): 1390-1399.
- GUO Lei, WANG Dan, DIAO Liang, et al. A modified design of phase-locked loop for unbalanced and distorted grid voltage conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(6): 1390-1399.

- [18] 杜雄, 王国宁, 孙鹏菊, 等. 两相静止坐标系下消除不对称和谐波影响的同步信号提取方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 249-256.  
DU Xiong, WANG Guoning, SUN Pengju, et al. Synchronization signal extraction method in two-phase stationary reference frame for eliminating imbalance and harmonic effects[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 249-256.
- [19] RODRIGUEZ P, TEODORESCU R, CANDELA I, et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions[C] // 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 18-22, 2006, Jeju, South Korea: 1-6.
- [20] RODRIGUEZ P, POU J, BERGAS J, et al. Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 22(2): 548-592.
- [21] 王宝诚, 伞国成, 郭小强, 等. 分布式发电系统电网同步锁相环技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(1): 50-55.  
WANG Baocheng, SAN Guocheng, GUO Xiaoqiang, et al. Grid synchronization and PLL for distributed power generation systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(1): 50-55.
- [22] GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, CHEN Zhe. Multiple-complex coefficient-filter-based phase-locked loop and synchronization technique for three-phase grid-interfaced converters in distributed utility networks[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(4): 1194-1204.
- [23] GOLESTAN S, MONFARED M, FREIJEDO F D, et al. Performance improvement of a prefiltered synchronous-reference-frame PLL by using a PID-type loop filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 29(6): 2750-2763.
- [24] 谢门喜, 朱灿焰, 杨勇. 应用复系数滤波器的不平衡电网电压锁相方法[J]. 电气工程学报, 2016, 11(8): 10-14.  
XIE Menxi, ZHU Canyon, YANG Yong. Synchronous reference frame PLL with complex coefficient filter under unbalanced three-phase system[J]. Journal of Electrical Engineering, 2016, 11(8): 10-14.
- [25] CHOUKRI BM, SAADATE S. A new robust experimentally validated phase locked loop for power electronic control[J]. EPE Journal, 2005, 15(3): 36-48.
- [26] GOLESTAN S, FREIJEDO F D, VIDAL A, et al. A quasi-type-I phase-locked loop structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6264-6270.
- [27] 谢门喜, 朱灿焰, 杨勇. 多级延时消去滤波电压频率实时检测方法[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(7): 35-43.  
XIE Menxi, ZHU Canyon, YANG Yong. A real time voltage frequency detection method with precascade delayed signal cancellation[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(7): 35-43.

收稿日期: 2018-11-23; 修回日期: 2019-01-07

作者简介:

王佳浩(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源并网锁相环技术; E-mail: 229809508@qq.com

潘欢(1983—), 男, 通信作者, 副教授, 研究方向为复杂电网建模与分析、新能源协同并网; E-mail: pan198303@gmail.com

纳春宁(1979—), 女, 博士研究生, 副教授, 研究方向为电力系统综合性能评价。E-mail: nana508@163.com

(编辑 张爱琴)