

一种改进型两相静止坐标系增强型锁相环

张国庆1,王贵忠2,吴志琪3,于同伟3,李籽良3

(1. 哈尔滨工业大学 电气工程系,黑龙江 哈尔滨 150001;2. 哈工大(张家口)电力科学技术研究所, 河北 张家口 075400;3. 国网辽宁省电力有限公司电力科学研究院,辽宁 沈阳 110006)

摘要:电网电压中的谐波、不平衡以及直流偏移会在传统两相静止坐标系增强型锁相环($\alpha\beta$ -EPLL)所检测的电网基波电压幅值、频率和相角中产生周期波动,尤其是直流偏移会产生基波频率的周期波动,难以使用低通滤波器直接滤除。提出一种改进的 $\alpha\beta$ -EPLL 结构,在两相信号输入侧引入直流偏移积分器以消除输入直流偏移,在幅值检测环和频率检测环中分别引入延时信号滤波器以消除输入谐波和不平衡的影响。详细的理论分析和实验结果验证了所提出的改进 $\alpha\beta$ -EPLL 的正确性和可行性。

关键词:非理想电网;基波信息检测;两相静止坐标系增强型锁相环;直流偏移积分器

中图分类号:TM 933.3

文献标识码:A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2018.08.009

0 引言

随着公共电网、微电网中所接入基于电力电子变换技术的发电源、储能系统以及非线性负载数量的日益增多,电网品质下降明显。谐波、非平衡以及直流偏移等非理想电网条件下的电网基波同步信息的准确检测对维持所接入电网的电力电子设备的较好性能以及电力系统继电保护的性能具有重要意义[1-7]。

现有电力电子设备中通常采用锁相环技术来实现电网同步信息的检测。一种常用的锁相环是基于同步旋转坐标系的锁相环(SRF-PLL)^[8-9]。SRF-PLL通过旋转坐标变换将三相输入信号转换为直流分量,从而使用比例积分闭环控制器获得电网幅值、频率和相角信息。由于同步旋转变换中使用多个三角函数运算,计算稍显复杂。标准 SRF-PLL 不能解决输入谐波、不平衡以及直流偏移等扰动在锁相环的检测结果中造成的周期波动。文献[9]给出了加入滤波器来解决输入谐波的影响的方案,文献[10-11]给出了基于双旋转坐标系下的锁相环结构结合滤波器来同时解决输入谐波和不平衡的影响的方案。

另外一种锁相环结构是基于静止坐标系的增强型锁相环(EPLL)^[12-13]。EPLL 在原有频率检测环的基础上增加一个幅值检测环以同时获得电网基波的幅值、频率和相角信息。EPLL 从锁相环的物理意义出发,在静止坐标系下实现电网同步信息的检测,具有算法简洁、对随机噪声的鲁棒性强等优点。针对非理想电网条件的影响,文献[14]引入窗函数滤波

收稿日期:2017-07-06;修回日期:2018-05-25

基金项目:国网辽宁省电力有限公司科技资助项目(SGLN-DK00DWJS1600072)

Project supported by the Science and Technology Project of State Grid Liaoning Electric Power Supply Co., Ltd. (SGLNDK00DW-JS1600072) 器用于消除输入谐波和不平衡的影响。而由相应的 文献分析可知,直流偏移会在幅值和频率检测环的 输入、输出信号中产生基波频率的周期波动,若采用 传统低通滤波器来滤除这一波动,所引入的等效延 时环节会显著降低动态响应性能。文献[15]给出 了一种在输入信号侧加入直流偏移积分器来检测输 入直流偏移的方法以解决直流偏移的影响。由于传 统三相 EPLL 以三相输入信号为基础进行运算,需 要3个直流偏移积分器,造成算法稍显复杂。而且 现有文献中的方案鲜有能够同时解决输入谐波、不 平衡和直流偏移的影响。

文献[16]提出一种两相静止坐标系下的 EPLL (αβ-EPLL),在两相静止坐标系下进行运算,保持了三相静止坐标系 EPLL 优点的同时,进一步简化了结构,有利于减轻控制器的计算负担,也更便于与现有电力电子设备中的并网电流闭环控制等算法相融合,但是并不能自动消除输入谐波、非平衡以及直流偏移等非理想电网条件的影响。现有文献尚鲜有对于解决上述问题的成果报导。

本文首先分析了输入谐波、非平衡以及直流偏移对 αβ-EPLL 的影响,揭示了输入谐波、不平衡和直流偏移在所检测的电网幅值和频率中所产生的周期波动的幅值和频率特性,并在此基础上提出一种基于直流偏移检测环节和延时信号消除滤波器的改进方案来同时消除上述影响,以实现非理想电网条件下电网基波同步信息的高精度检测。详细的实验结果验证了理论分析和所提出改进方案的正确性和可行性。

1 非理想电网条件对 $\alpha\beta$ -EPLL 的影响分析

$1.1 \alpha\beta$ -EPLL 原理简介

αβ-EPLL 的结构原理图如图 1 所示,其中粗实 线为矢量运算,细实线为标量运算。其原理简述如 下。三相理想电网电压可表示为:

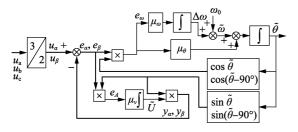


图 1 $\alpha\beta$ -EPLL 的结构原理图

Fig.1 Structure of $\alpha\beta$ -EPLL

$$\begin{cases} u_{a} = U \sin(\omega t + \varphi) \\ u_{b} = U \sin(\omega t + \varphi - 120^{\circ}) \\ u_{c} = U \sin(\omega t + \varphi + 120^{\circ}) \end{cases}$$
 (1)

其中,U、 ω 和 φ 分别为电网电压幅值、频率和初始相角。

将其转换到两相静止坐标系下可表示为:

$$\begin{cases} u_{\alpha} = U \sin(\omega t + \varphi) \\ u_{\beta} = U \sin(\omega t + \varphi - 90^{\circ}) \end{cases}$$
 (2)

由文献[16]可知, $\alpha\beta$ -EPLL的微分方程为:

$$\begin{cases} \tilde{U}(t) = \mu_v \left[e_{\alpha} \sin(\tilde{\omega}t + \tilde{\varphi}) + e_{\beta} \sin(\tilde{\omega}t + \tilde{\varphi} - 90^{\circ}) \right] \\ \dot{\tilde{\omega}}(t) = \mu_{\omega} \left[e_{\alpha} \cos(\tilde{\omega}t + \tilde{\varphi}) - e_{\beta} \cos(\tilde{\omega}t + \tilde{\varphi} - 90^{\circ}) \right] \\ \dot{\tilde{\theta}} = \Delta \omega + \mu_{\theta} \dot{\tilde{\omega}} + \omega_0 \\ e_i(t) = u_i(t) - y_i(t) \quad i = \alpha, \beta \end{cases}$$
(3)

其中, \tilde{U} 、 $\tilde{\omega}$ 、 $\tilde{\varphi}$ 、 $\tilde{\theta}$ 分别为U、 ω 、 φ 和 θ 经过 $\alpha\beta$ -EPLL的检测值; e_{α} 、 e_{β} 分别为 u_{α} 、 u_{β} 的检测误差; μ_{θ} 为幅值检测环积分器的积分系数; μ_{θ} 、 μ_{ω} 分别为频率检测环比例积分控制器的比例和积分系数。

 u_{α} 、 u_{β} 分别与其检测值做差,其差值与所检测相角的正弦/余弦函数相乘后加和并作为幅值/频率检测环的输入信号,再分别通过纯积分/比例积分的幅值/频率检测环获得幅值、频率检测值。幅值检测值与相角检测值的正弦函数相乘获得 y_{α} 、 y_{β} ,频率检测值经过积分获得相角检测值。

下面逐一分析输入谐波、不平衡和直流偏移对 $\alpha\beta$ -EPLL的影响。

1.2 输入谐波和不平衡的影响分析

两相静止坐标系下包含正序、负序和谐波的输 入信号为:

$$\begin{cases} u_{\alpha} = \sum_{h=1}^{\infty} \left[U_{mh}^{+} \sin(h\omega t + \varphi_{h}^{+}) + U_{mh}^{-} \sin(-h\omega t + \varphi_{h}^{-}) \right] \\ U_{\beta} = \sum_{h=1}^{\infty} \left[U_{mh}^{+} \sin(h\omega t + \varphi_{h}^{+} - 90^{\circ}) + U_{mh}^{-} \sin(-h\omega t + \varphi_{h}^{-} + 90^{\circ}) \right] \end{cases}$$
(4)

其中, U_{mh}^+ 、 U_{mh}^- 以及 φ_h^+ 、 φ_h^- 分别为 h 次谐波的正序、 负序幅值以及初始相角。当 h=1 时,所有变量代表基波成分。

假设 αβ-EPLL 的输出信号已经正确跟踪输入信号的正序分量,则频率环和幅值环的输入信号可分别表示为:

$$e_{\omega} = \sum_{h=1}^{\infty} \left[U_{\text{m}(2h+1)}^{+} \sin(2h\omega t + \varphi_{2h+1}^{+} - \varphi^{+}) + U_{\text{m}(-2h+1)}^{-} \sin(-2h\omega t + \varphi_{-2h+1}^{-} - \varphi^{+}) \right]$$

$$e_{A} = \sum_{h=1}^{\infty} \left[U_{\text{m}(2h+1)}^{+} \cos(2h\omega t + \varphi_{2h+1}^{+} - \varphi^{+}) + U_{\text{m}(-2h+1)}^{-} \cos(-2h\omega t + \varphi_{-2h+1}^{-} - \varphi^{+}) \right]$$
(6)

由式(5)、(6)可知,偶次周期波动被引入频率环和幅值环,由于积分器和比例运算不会改变周期函数的频率,因此在所得到的幅值和频率稳态检测值中将存在同样次数的周期波动。2h+1次正序和-2h-1次负序谐波分别产生 2h 和-2h-2次周期波动。

1.3 直流偏移的影响分析

包含直流偏移的两相静止坐标系下的输入信号可表示为:

$$\begin{cases} u_{\alpha} = U \sin(\omega t + \varphi) + U_{\text{dca}} - U_{\text{dcb}}/2 - U_{\text{dcc}}/2 \\ u_{\beta} = U \sin(\omega t + \varphi - 90^{\circ}) + \sqrt{3} U_{\text{dcb}}/2 - \sqrt{3} U_{\text{dcc}}/2 \end{cases}$$
 (7)
则 e_{α} 和 e_{β} 可推导为:

$$\begin{cases} e_{\alpha} = U \sin(\omega t + \varphi) - \tilde{U} \sin(\tilde{\omega} t + \tilde{\varphi}) + U_{\text{dca}} - \frac{1}{2} U_{\text{dcb}} - \frac{1}{2} U_{\text{dcc}} \\ e_{\beta} = U \sin(\omega t + \varphi - 90^{\circ}) - \tilde{U} \sin(\tilde{\omega} t + \tilde{\varphi} - 90^{\circ}) + \\ \frac{1}{2} \frac{1}{2} U_{\text{dcb}} - \frac{1}{2} U_{\text{dcc}} - \frac{1}{2} U_{\text{dcc}$$

则频率环的输入信号可以表示为:

$$e_{\omega} = U \sin(\omega t + \varphi - \tilde{\omega} t - \tilde{\varphi}) + (U_{\text{dea}} - U_{\text{deb}} / 2 - U_{\text{dec}} / 2) \cos(\tilde{\omega} t + \tilde{\varphi}) + \sqrt{3} (U_{\text{deb}} - U_{\text{dec}}) \cos(\tilde{\omega} t + \tilde{\varphi} - 90^{\circ}) / 2 = U \sin(\omega t + \varphi - \tilde{\omega} t - \tilde{\varphi}) + U_{\text{de}} \cos(\tilde{\omega} t + \tilde{\varphi} - \varphi_{\text{de}})$$
(9)

$$\begin{cases} U_{\rm dc} = \sqrt{\left(U_{\rm dca} - U_{\rm dcb} / 2 - U_{\rm dce} / 2\right)^2 + 3\left(U_{\rm dcb} - U_{\rm dcc}\right)^2 / 4} \\ \\ \varphi_{\rm dc} = \arctan\frac{\sqrt{3}\left(U_{\rm dcb} - U_{\rm dcc}\right)}{2U_{\rm dca} - U_{\rm dcb} - U_{\rm dcc}} \end{cases}$$

幅值环的输入信号可以表示为:

$$e_{A} = U\cos(\omega t + \varphi - \tilde{\omega}t - \tilde{\varphi}) - \tilde{U} + \left(U_{\text{dca}} - \frac{1}{2}U_{\text{dcb}} - \frac{1}{2}U_{\text{dcc}}\right)\sin(\tilde{\omega}t + \tilde{\varphi}) + \frac{\sqrt{3}}{2}(U_{\text{dcb}} - U_{\text{dcc}})\sin(\tilde{\omega}t + \tilde{\varphi} - 90^{\circ}) = U\cos(\omega t + \varphi - \tilde{\omega}t - \tilde{\varphi}) - \tilde{U} + U_{\text{dc}}\sin(\tilde{\omega}t + \tilde{\varphi} - \varphi_{\text{dc}}) \quad (10)$$

(1)

则当锁相环达到其稳态,即 $\tilde{\omega} = \omega$ 以及 $\tilde{\theta} = \theta$ 时, 频率环的输入信号变为:

$$e_{\omega} = U_{dc} \cos(\omega t + \varphi - \varphi_{dc}) \tag{11}$$

角频率增量表示为:

$$\Delta\omega = U_{dc} \left[\mu_{\theta} \cos(\omega t + \varphi - \varphi_{dc}) + \frac{\mu_{\omega}}{\omega} \sin(\omega t + \varphi - \varphi_{dc}) \right] (12)$$

同样,幅值环的输入信号可以表示为:

$$e_A = U_{dc} \sin(\omega t + \varphi - \varphi_{dc}) \tag{13}$$

幅值增量表示为:

$$\Delta U = -\frac{\mu_v}{\omega} U_{\rm dc} \cos(\omega t + \varphi - \varphi_{\rm dc})$$
 (14)

由式(12)、(14)可知,当三相输入信号包含直流偏移时,在所检测的幅值和频率中均包含基波频率的周期波动。仅当 $U_{dea} = U_{deb} = U_{dee}$ 时,周期波动为 0。

2 消除非理想电网条件影响的改进 $\alpha\beta$ -EPLL

所提出的改进 αβ-EPLL 原理结构见图 2。其基本原理是,α 和β 轴分量的检测误差信号分别经过 2 个直流偏移积分器以检测直流偏移信号,再用原始检测误差信号减去所检测的直流偏移信号,以消除直流偏移。另外在幅值环和频率环分别引入多延时信号消除滤波器相级联的滤波器模块以消除大部分输入谐波和负序分量的影响。其工作原理阐述如下。

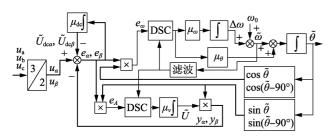


图 2 所提出改进 $\alpha\beta$ -EPLL 的结构原理图

Fig.2 Structure of proposed improved $\alpha\beta$ -EPLL

2.1 直流偏移消除原理

通过对式(8)求积分,可得到所引入的2个直流 偏移积分器的输出为:

$$\tilde{U}_{\text{dea}} = \mu_{\text{de}} \int \left[\overline{U \sin(\omega t + \varphi)} - \widetilde{U} \sin(\widetilde{\omega} t + \widetilde{\varphi}) + \widetilde{U} \sin(\widetilde{\omega} t + \widetilde{\varphi}) \right] dt \approx$$

$$\overline{U_{\text{dea}} - \frac{1}{2} U_{\text{deb}} - \frac{1}{2} U_{\text{dec}}} \right] dt \approx$$

$$\underline{\mu_{\text{de}}} \left(\overline{U_{\text{dea}} - \frac{1}{2} U_{\text{deb}} - \frac{1}{2} U_{\text{dec}}} \right) t$$

$$\overline{U_{\text{de}\beta}} =$$

$$\mu_{\text{de}} \int \left[\overline{U \sin(\omega t + \varphi - 90^{\circ}) - \widetilde{U} \sin(\widetilde{\omega} t + \widetilde{\varphi} - 90^{\circ}) + \widetilde{U} \sin(\widetilde{\omega} t + \widetilde{\varphi} - 90^{\circ}) + \widetilde{U} \cos(\widetilde{\omega} t + \widetilde{$$

直流分量
$$\frac{\overline{\sqrt{3}}}{2}U_{\text{dcb}} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\text{dcc}} \right] dt \approx \mu_{\text{dc}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_{\text{dcb}} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\text{dcc}} \right) t \tag{15}$$

由于周期信号经过积分器后,其平均值为 0,则当 $\tilde{U}_{de\alpha}$ 和 $\tilde{U}_{de\beta}$ 均等于实际的输入直流偏移时, e_{α} 及 e_{β} 的平均值将变为 0。这意味着直流偏移将不会输入幅值环和频率环,其影响被相应地消除了。

2.2 输入谐波和负序分量影响的消除原理

由前述分析可知,输入谐波和负序分量会在幅值环和频率环的输入信号中产生偶次谐波。因此本文在幅值环和频率环的输入侧引入延时信号消除(DSC)滤波器来滤除偶次谐波。由于单一 DSC 滤波器只能滤除某些特定次数的谐波,因此本文采用多个 DSC 滤波器级联结构。下面对 DSC 滤波器原理进行简要分析并根据前述理论分析结果确定所采用的 DSC 滤波器的数量以及相应的延时常数。

DSC 滤波器通过将被滤波信号与其延时半周期的信号相加来滤除相应的周期信号,再对结果除以2,以保持其他信号的幅值不发生变化[17-18]。理论上,需要无穷多个 DSC 滤波器才能滤除所有的周期波动,考虑到系统的控制带宽以及实际电网高次谐波幅值非常小,本文采用 4 个 DSC 滤波器级联结构,其结构如图 3 所示。

$$\underbrace{e_{\omega}(t)}_{e_{A}(t)} \underbrace{DS_{4}}^{u_{DS40}} \underbrace{DS_{8}}^{u_{DS80}} \underbrace{DS_{16}}^{u_{DS160}} \underbrace{DS_{32}}^{u_{DS320}}$$

图 3 级联 DSC 滤波器的结构原理图

Fig.3 Structure of cascaded DSC filters

首先分析频率环中的级联 DSC 滤波器的各个 DSC 滤波器的输出信号的表达式,以便确定其延时常数并对整个级联 DSC 滤波器的性能进行评价。由式(6)可知,频率环输入信号的周期波动最低次是 2次,由 DSC 滤波器的原理可知,延时常数应选为拟被滤除信号周期的一半,因此这里第一个 DSC 滤波器 DS₄ 的延时常数选为 $T_{\rm f}/4$ 以滤除二次周期波动。进一步推导得 DS₄ 的输出信号可表示为:

$$u_{DS40}(t) = \frac{3}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \left[U_{m(4h+1)}^{+} \sin(4h\omega t + \varphi_{4h+1}^{+} - \varphi^{+}) + U_{m(-4h+1)}^{-} \sin(-4h\omega t + \varphi_{-4h+1}^{-} - \varphi^{+}) \right]$$
(16)

由式(16)可见, DS_4 已经消除了 2(2h-1) 次的正序和-2(2h-1) 次的负序周期波动, 其输出信号只包含 $\pm 4h$ 次周期波动, 其最低次数是 4。因此, 第二个 DSC 滤波器 DS_8 的延时常数取为 $T_f/8$ 。 DS_8 的输出信号可表示为:

$$u_{\text{DS80}}(t) = \frac{3}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \left[U_{\text{m}(8h+1)}^{+} \sin(8h\omega t + \varphi_{8h+1}^{+} - \varphi^{+}) + U_{\text{m}(-8h+1)}^{-} \sin(-8h\omega t + \varphi_{-8h+1}^{-} - \varphi^{+}) \right]$$
(17)

相似地,4(2h-1)次的正序和-4(2h-1)次的负序周期波动被 DS₈ 滤除了,其输出信号的最低次周期波动为 ± 8 。进一步设置延时常数为 $T_i/16$ 的第三个 DSC 滤波器 DS₁₆和延时常数为 $T_i/32$ 的第四个 DSC 滤波器 DS₂₂,二者的输出信号分别表示为:

$$\begin{split} u_{\rm DS160}(t) &= \frac{1}{2} \left[e_{\omega}(t) + e_{\omega} \left(t - \frac{T_{\rm f}}{16} \right) \right] = \\ &= \frac{3}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \left[U_{\rm m(16h+1)}^{+} \sin(16h\omega t + \varphi_{16h+1}^{+} - \varphi^{+}) + U_{\rm m(-16h+1)}^{-} \sin(-16h\omega t + \varphi_{-16h+1}^{-} - \varphi^{+}) \right] \end{split} \tag{18}$$

$$u_{DS320}(t) = \frac{1}{2} \left[e_{\omega}(t) + e_{\omega} \left(t - \frac{T_{f}}{32} \right) \right] = \frac{3}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \left[U_{m(32h+1)}^{+} \sin(32h\omega t + \varphi_{32h+1}^{+} - \varphi^{+}) + U_{m(-32h+1)}^{-} \sin(-32h\omega t + \varphi_{-32h+1}^{-} - \varphi^{+}) \right]$$
(19)

由此可知经过级联型 DSC 滤波器以后,频率环输入信号的最低次周期波动为-32 次和 64 次,其幅值为次数为-31 次和 65 次输入谐波的幅值。

由前述分析可知,幅值环的输入信号中周期波动的次数与频率环的输入信号中周期波动的次数相同,因此采用与频率环结构相同的级联 DSC 滤波器。限于篇幅,其结果没有给出。

由上述分析可知,经过级联 DSC 滤波器后,幅值环和频率环的输出中最低次周期波动为 32,其幅值根据余弦定理可得.

$$U_{\text{DS320m}} = \frac{3}{2} \left[\left(U_{\text{m}(32h+1)}^{+} \right)^{2} + \left(U_{\text{m}(-32h+1)}^{-} \right)^{2} + 2U_{\text{m}(32h+1)}^{+} U_{\text{m}(-32h+1)}^{-} \cos \left(\varphi_{32h+1}^{+} + \varphi_{-32h+1}^{-} - 2\varphi^{+} \right) \right]^{1/2} \leqslant \frac{3}{2} \left(U_{\text{m}(32h+1)}^{+} + U_{\text{m}(-32h+1)}^{-} \right)$$
(20)

由此可知其幅值小于等于最低次正负序输入谐波幅值和的 1.5 倍。在实际电网中,如此高次数的谐波幅值已经非常低,再考虑到系统中存在的积分环节以及控制带宽,幅值环和频率环最终的输入信号中可近似看作不再包含周期波动,由此也说明本文采用 4 个 DSC 滤波器级联结构的滤波性能能够满足实际系统的需要。

2.3 **改进** αβ-EPLL **的线性化模型及控制参数设计** 直流偏移检测环节的闭环传递函数可表示为:

$$G_{\rm DC}(s) = \frac{\mu_{\rm dc}}{s/\mu_{\rm A} + 1}$$
 (21)

式(21)说明较大的 μ_{dc} 会带来较快的检测速度,但是较大的 μ_{dc} 会提高频率环的暂态波动幅值。本文将 μ_{dc} 取为 50 以获得一个 20 ms 的时间常数,从而在直流偏移检测速度和暂态频率估计误差之间取得较好的折中。

由 $\alpha\beta$ -EPLL 的线性差分方程获得其传递函数为:

$$\begin{cases}
G_A(s) = \frac{\hat{U}^+}{U^+} = \frac{\mu_v}{s + \mu_v} \\
G_{\omega}(s) = \frac{\hat{\omega}}{\omega} = \frac{\mu_{\theta}}{s^2 + \mu_{\omega} s + \mu_{\theta}}
\end{cases} (22)$$

由于将级联 DSC 滤波器插入了幅值环和频率环,DSC 滤波器的传递函数可近似看作一个广义系数。由于 DSC 滤波器的传递函数可近似看作一阶惯性环节,则级联 DSC 滤波器的传递函数可近似为一个新的一阶惯性环节,其时间常数为所级联的 4个 DSC 滤波器延时常数的和,由此得到级联 DSC 滤波器的近似一阶线性传递函数为:

$$G_{\text{CDSC}}(s) \approx \frac{1}{\frac{15T_{\text{f}}}{64}s+1} = \frac{1}{\tau_{\text{CDSC}}s+1}$$
 (23)

将式(22)中的 μ_v 、 μ_θ 和 μ_ω 分别用 μ_v G_{CDSC}(s)、 μ_θ G_{CDSC}(s)和 μ_ω G_{CDSC}(s)代替,得到改进 $\alpha\beta$ -EPLL 传递函数的表达式为:

$$\begin{cases} G_{A1}(s) = \frac{\hat{U}^{+}}{U^{+}} = \frac{\mu_{v} G_{CDSC}(s)}{s + \mu_{v} G_{CDSC}(s)} = \\ \frac{\mu_{v}}{\tau_{CDSC}} \frac{1}{s^{2} + \frac{1}{\tau_{CDSC}} s + \frac{\mu_{v}}{\tau_{CDSC}}} \\ G_{\omega 1}(s) = \frac{\hat{\omega}}{\omega} = \frac{\mu_{\omega} G_{CDSC}(s)}{s^{2} + \mu_{\theta} G_{CDSC}(s) s + \mu_{\omega} G_{CDSC}(s)} = \\ \frac{\mu_{\omega}}{\tau_{CDSC}} \frac{1}{s^{3} + \frac{1}{\tau_{CDSC}} s^{2} + \frac{\mu_{\theta}}{\tau_{CDSC}} s + \frac{\mu_{\omega}}{\tau_{CDSC}}} \end{cases}$$
(24)

然后,对各个控制器参数进行设计。幅值环传 递函数的标准二阶形式可以写为:

$$\begin{cases} G_{A1}(s) = \frac{\mu_v}{\tau_{\text{CDSC}}} \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \\ 2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau_{\text{CDSC}}}, \ \omega_n^2 = \frac{\mu_v}{\tau_{\text{CDSC}}} \end{cases}$$
(25)

则令 ξ =1 可以得到一个临界阻尼的闭环系统,幅值环为具有 2 个相同负实特征根的稳定系统。由 ξ =1 求得 μ_v =1/(4 $\tau_{\rm cosc}$)。由自动控制理论可知,二 阶临界阻尼闭环系统可以实现在超调和暂态过渡时间之间的较好折中,考虑到实际电网电压幅值的动态变化通常会有一个暂态过程,另外过大的估计的幅值超调量会加剧所估计的频率的暂态周期波动幅值和暂态过渡时间,为降低幅值环对频率可能造成的影响,本文将幅值环设计为临界阻尼闭环系统。

下面进行频率环参数的设计。由于其特征方程为三阶,为简化设计,假设特征方程具有1个实根和



2 个共轭根,同时共轭跟的实部与实根相等。则该 特征方程可以重写为:

$$G_{\omega 1}(s) = \frac{\mu_{v}}{\tau_{\text{CDSC}}} \frac{1}{(s+\alpha)(s+\alpha+j\beta)(s+\alpha-j\beta)} = \frac{\mu_{v}}{\tau_{\text{CDSC}}} \frac{1}{s^{3}+3\alpha s^{2}+(3\alpha^{2}+\beta^{2})s+\alpha^{3}+\alpha\beta^{2}}$$
(26)

令式(42)和式(40)的各项系数相等,则得到:

$$\begin{cases}
\alpha = \frac{\mu_{\theta}}{3\tau_{\text{CDSC}}} \\
\frac{1}{3\tau_{\text{CDSC}}^2} + \beta^2 = \frac{\mu_{\theta}}{\tau_{\text{CDSC}}} \\
\frac{1}{9\tau_{\text{CDSC}}^2} + \beta^2 = 3\mu_{\omega}
\end{cases} (27)$$

进一步令 β =0,可以求得 μ_{θ} =1/(3 τ_{CDSC}), μ_{ω} =1/(27 τ_{CDSC}^2),此时频率环具有 3 个相等的负实根,进而保证频率环的无条件稳定。同样由自动控制理论可知,上述系统中,3 个相同负实根的特性不会引起动态过渡过程的暂态振荡。在锁相环系统中,考虑到实际电网频率不会发生快速大范围突变,因此虽然 3 个相同负实根的设计方法会降低系统动态响应

性能,但是仍然能够较快跟随上实际的频率变化。 另外,无暂态振荡的控制特性也能够保证在动态过程中所估计的频率中不包含振荡成分,从而保证了 所估计的相角不会受到暂态频率振荡成分的影响。 这一特性也能保证在锁相环的实际应用系统,如并 网系统中的并网电流避免受到电网同步信息动态变 化的影响。

3 实验结果及分析

搭建了基于浮点型 DSP 控制器 TMS30F28335 的实验平台对所提出的改进 $\alpha\beta$ -EPLL 进行实验验证,算法程序采用浮点算法实现。各控制参数取值 如下: μ_{de} =50, τ_{CDSC} =0.004 69, μ_{θ} =71.1, μ_{ω} =1 683.8, μ_{v} =53.3。在 DSP 中通过软件编程构造了包含输入谐波、不平衡、直流偏移以及幅值、频率和相角可动态变化的三相信号,以方便地对所提出的改进 $\alpha\beta$ -EPLL 在非理想电网条件下的性能以及动态特性进行实验验证。

首先,对输入信号包含谐波和直流偏移时的改进前和改进后 αβ-EPLL 的性能进行实验分析,相应的实验结果见图 4。在初始时刻输入信号为三相标

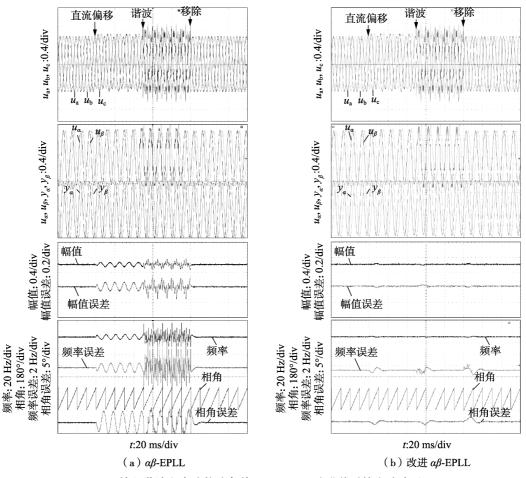


图 4 输入谐波和直流偏移条件下 αβ-EPLL 改进前后的实验波形图

Fig.4 Experimental waveforms of traditional and improved αβ-EPLL in condition of input harmonics and DC offsets

准正弦波,在某一时刻加入幅值为 0.1 p.u. 的 5、7、 11 和 13 次谐波,经过 100 ms 加入幅值为 0.1 p.u. 的 直流偏移。由图 4 可知,在输入信号为三相对称时, $\alpha\beta$ -EPLL 正确检测了输入信号的幅值、频率和相角,然而,当输入信号包含谐波和直流偏移时,检测性能下降明显,所检测到的幅值和频率中均包含周期波动。而所提出的改进 $\alpha\beta$ -EPLL 在输入信号包含谐波和直流偏移时均正确检测了其幅值和频率,同时没有稳态周期波动。

进一步,对在非平衡条件下改进前和改进后的 $\alpha\beta$ -EPLL 的性能进行实验验证,其实验结果见图 5。在某一时刻 a 相电压突降到 0.1 p.u.,同时 b 相相角 跳变 80°,经过 100 ms 所有信号恢复到三相对称波形。从图 5 可知, $\alpha\beta$ -EPLL 的检测结果中包含 2 倍基波频率的周期波动,而改进 $\alpha\beta$ -EPLL 正确检测到了三相输入信号的正序分量的幅值、频率和相角,同时不包含稳态周期波动,动态调整时间约为 30 ms。

最后,对改进 $\alpha\beta$ -EPLL 的动态性能进行实验验证,实验条件分别为三相信号幅值同时跳变±40%,相角跳变 40°以及频率跳变±10%,实验结果见图 6。相应的动态数据与传统 $\alpha\beta$ -EPLL、基于滑动平均滤

波的 SRF-PLL 以及 DSOGI-PLL 的动态数据列于表 1,其中 $T_{\rm set}$ 为动态恢复时间, $\Delta A_{\rm m}$ 、 $\Delta \varphi_{\rm m}$ 、 $\Delta \omega_{\rm m}$ 分别为 所检测到的幅值、相角和频率的最大超调($\Delta A_{\rm m}$ 为标 幺值)。传统 $\alpha\beta$ -EPLL 未消除谐波、不平衡和直流偏移;DSOGI-PLL 仅消除了不平衡;SRF-PLL 消除了谐波和不平衡,未消除直流偏移;改进 $\alpha\beta$ -EPLL 同时消除了谐波、不平衡和直流偏移。传统 $\alpha\beta$ -EPLL、DSOGI-PLL 和改进 $\alpha\beta$ -EPLL 的执行时间分别为3.04、7.9、3.05 μs。由图 6 和表 1 可知,当输入信号发生动态变化时,改进 $\alpha\beta$ -EPLL 所检测的幅值、相角和频率随即发生变化,超调量均很小。动态响应时间与基于滑动平均滤波的 SRF-PLL 以及标准 $\alpha\beta$ -EPLL 的动态性能相近,说明加入的直流偏移积分器和级联 DSC 滤波器并没有显著影响其动态性能。

更重要的是,除了所提出的改进 $\alpha\beta$ -EPLL,其他 3 种锁相环均不能消除直流偏移的影响。4 种锁相环的代码执行时间中,所提出的改进 $\alpha\beta$ -EPLL 的代码执行时间只比 $\alpha\beta$ -EPLL 多出 0.01 μ s,远小于DSOGI-PLL 的代码执行时间。这说明所提出的改进 $\alpha\beta$ -EPLL 具有最优的综合性能。

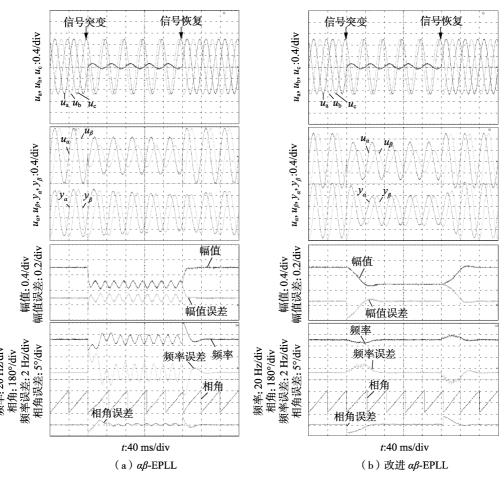
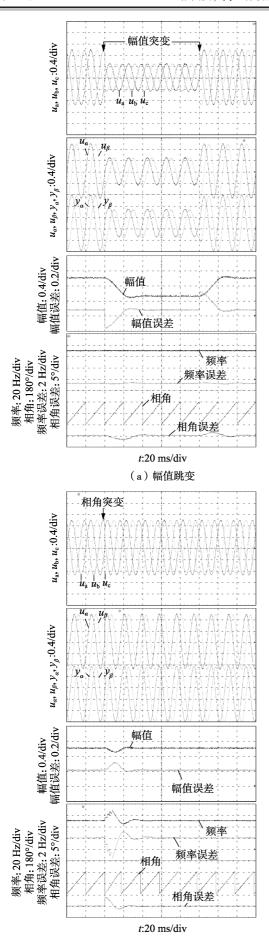


图 5 不平衡输入条件下 αβ-EPLL 改进前后的实验波形图

Fig.5 Experimental waveforms of traditional and improved $\alpha\beta$ -EPLL in condition of input unbalance





(b) 相角跳变

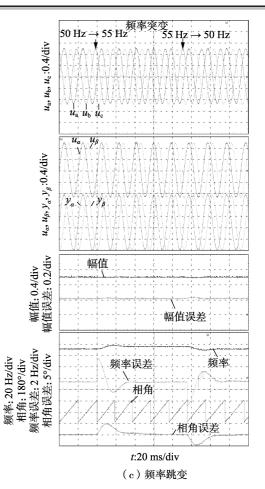


图 6 改进 αβ-EPLL 的动态实验结果 Fig.6 Dynamic experimental waveforms of improved αβ-EPLL

表 1 4 种 PLL 的动态数据 Table 1 Dynamic data of four PLLs

DSOCI

50

0.1

0

北北

30

0

10

1.6

CDE

40

7

2

头迎	数据	Snr-	αр-	DSOGI-	以近
条件		PLL	EPLL	PLL	αβ-EPLL
幅值 (±40%)	$T_{ m set}/{ m ms}$	_	20	30	30
	$\Delta A_{ m m}$	_	0	0	0
	$\Delta arphi_{ m m}/({}^{\circ})$	_	0.5	_	0.4
	$\Delta \omega_{ m m}/{ m Hz}$	_	0.8	4.8	0.4
相角 (40°)	$T_{ m set}/{ m ms}$	40	20	_	30
	$\Delta A_{ m m}$	_	0.15	_	0.1
	$\Delta arphi_{ m m}/({}^{\circ})$	15	11	_	10
	$\Delta\omega_{ m m}/{ m Hz}$	17	20	_	4

20

0

2

0.5

4 结论

频率

(±10%)

 $T_{\rm set}/{\rm ms}$

 ΔA_{m}

 $\Delta \varphi_{
m m}/(\degree)$ $\Delta \omega_{
m m}/{
m Hz}$

分心

本文首次分析了非理想电网条件对 αβ-EPLL 性能的影响,证明了标准 αβ-EPLL 不能消除非理想 电网条件的影响。所提出的改进 αβ-EPLL 具有同 时消除输入谐波、不平衡和直流偏移影响的能力,在 非理想电网条件下仍然实现了高性能电网幅值、相 角和频率检测。与现有典型锁相环算法相比,所提 出的改进 $\alpha\beta$ -EPLL 在稳态检测精度、动态响应以及 代码执行时间方面具有最优的综合性能。

参考文献:

- [1]方刚,杨勇,卢进军,等. 三相光伏并网逆变器电网高阻抗谐振抑制方法[J]. 电力自动化设备,2018,38(2);109-116.
 - FANG Gang, YANG Yong, LU Jinjun, et al. Resonance suppression method of high impedance power grid for three-phase photovoltaic grid-connected inverters [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(2):109-116.
- [2] 罗德荣,周小艳,姬小豪,等. 基于虚拟磁链的 PWM 整流器模型预测直接功率控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(12):123-129
 - LUO Derong, ZHOU Xiaoyan, JI Xiaohao, et al. Virtual-flux-based model predictive direct power control for PWM rectifiers [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(12):123-129.
- [3] 韩刚,蔡旭. 虚拟同步发电机输出阻抗建模与弱电网适应性研究[J]. 电力自动化设备,2017,37(12):116-122.
 - HAN Gang, CAI Xu. Output impedance modeling of virtual synchronous generator and its adaptability study in a weak grid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(12):116-122.
- [4] 陈强,任浩翰,杨志超,等. 三相并网逆变器改进型直接功率预测控制[J]. 电力自动化设备,2014,34(12):100-105.
 - CHEN Qiang, REN Haohan, YANG Zhichao, et al. Improved predictive direct power control of three-phase grid-connected inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34 (12): 100-
- [5] 周诗颖, 邹旭东, 童力, 等. 考虑锁相环影响的 LCL 型并网变换器电流环控制器参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36 (4):1075-1088.
 - ZHOU Shiying, ZOU Xudong, TONG Li, et al. Design of LCL-type grid-connected converter current loop controller parameters considering effects of phase locked loops[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4):1075-1088.
- [6] 韩刚,蔡旭. 不平衡及畸变电网下并网变流器的比例多谐振电流控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(11):104-112.
 - HAN Gang, CAI Xu. Proportional-multi-resonant current control of grid-connected inverter under unbalance and distorted grid conditions [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37 (11):104-112.
- [7] PEREZM A, ESPINOZA J R, MORAN L A, et al. A robust phase-locked loop algorithm to synchronize static-power converters with polluted AC systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (5):2185-2192.
- [8] 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.
- [9] LEEK J, LEE J P, SHIN D, et al. A novel grid synchronization PLL method based on adaptive low-pass notch filter for grid-connected PCS [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (1):292-301.
- [10] 陈东明,陈明亮,谢桢,等. 基于改进滤波及正负序分离法的锁相环[J]. 电网技术,2016,40(3):931-937.
 - CHEN Dongming, CHEN Mingliang, XIE Zhen, et al. A PLL based on improved filter and sequence detection method [J]. Power

- System Technology, 2016, 40(3):931-937.
- [11] 李继侠,杨苹. 基于解耦的双同步坐标系的三相锁相环设计 [J]. 电源技术,2015,39(3);600-603. LI Jixia,YANG Ping. Design of three-phase PLL based on decoupled

double reference frame [J]. Power Source Technology, 2015, 39 (3):600-603.

- [12] KARIMI-GHARTEMANI M. Enhanced phase-locked loop structures for power and energy applications [M]. New York, USA; Wiley-IEEE, 2014;152-155.
- [13] KARIMI-GHARTEMANI M. Linear and pseudolinear Enhanced Phase-Locked Loop(EPLL) structures [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014,61(3):1464-1474.
- [14] KARIMI-GHARTEMANI M, KHAJEHODDIN S A, JAIN K P, et al. Derivation and design of in-loop filters in phase-locked loop systems [J]. IEEE Transactions on Instrumement Measures, 2012, 61(4): 930-939.
- [15] KARIMI-GHARTEMANI M, KHAJEHODDIN S A, JAIN P, et al. Addressing DC component in PLL and notch filter algorithms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1):78-86.
- [16] WU F, ZHANG L, DUAN J. A new two-phase stationary frame based enhanced PLL for three-phase grid synchronization [J]. IEEE Transactions on Circuits System II, Express Briefs, 2015, 62(3): 251-255.
- [17] 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):1989-1994.
 - 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): 1989-1994.
- [18] NASCIMENTOP S B, DE SOUZA H E P, NEVES F A S, et al. FP-GA implementation of the generalized delayed signal cancellation-phase locked loop method for detecting harmonic sequence components in three-phase signals [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4):645-658.

作者简介:



张国庆(1969—),男,河北保定人,副 教授,博士,研究方向为光学传感技术及其 智能电网中的应用(E-mail:guoqingz@126. com);

王贵忠(1979—),男,山东青岛人,工程师,硕士,研究方向光学互感器及其工程应用、可再生能源与储能系统(E-mail:wgz2003@

sina.com);

吴志琪(1961—),男,辽宁沈阳人,高级工程师,硕士,主要研究方向为电力系统继电保护(\mathbf{E} -mail:wzq_dky@ln.sgcc.com.cn);

于同伟(1978—),男,辽宁沈阳人,高级工程师,硕士,主要研究方向为智能电网技术(E-mail;yu_twei@163.com);

李籽良(1984—),男,吉林吉林人,工程师,硕士,主要研究方向为电力系统复杂性及连锁故障(E-mail:lizl_ldk@126.com)。



An improved two-phase stationary frame EPLL

ZHANG Guoqing¹, WANG Guizhong², WU Zhiqi³, YU Tongwei³, LI Ziliang³

- (1. Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;
- 2. Industrial and Technological Research Institute of HIT(Zhangjiakou), Zhangjiakou 075400, China;
- 3. Electric Power Research Institute of State Grid Liaoning Electric Power Supply Co., Ltd., Shenyang 110006, China)

Abstract: The harmonics, unbalance and DC offsets in grid voltage may cause the periodic ripples in the amplitude, frequency and phase angle estimated by the standard $\alpha\beta$ -EPLL(two-phase stationary frame Enhanced Phase Locked Loop). Especially, the DC offsets may generate the periodic ripples at the fundamental frequency, which is hard to be filtered by the low-pass filter. An improved $\alpha\beta$ -EPLL is proposed, in which two DC offsets detection integrators are introduced in the two-phase inputs side to eliminate the DC offsets and the cascaded delay signal cancellation filters are respectively introduced in the amplitude estimation loop and frequency estimation loop to eliminate the effect of input harmonics and unbalance. The detailed theoretical analysis and experimental results validate the validity and feasibility of the proposed improved $\alpha\beta$ -EPLL.

Key words: non-ideal grid; fundamental information detection; two-phase stationary frame enhanced phase locked loop; DC offset integrator

(上接第51页 continued from page 51)

Modulation strategy of common-mode voltage for five-phase two-stage matrix converter

WANG Rutian, ZHAO Yanfeng, MU Xingjun, WANG Xue, LIU Chuang

(School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China)

Abstract: The mechanism of common-mode voltage of five-phase two-stage matrix converter is analyzed. An approach is proposed to reduce the common-mode voltage of five-phase two-stage matrix converter. The SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) method is adopted at the rectifier stage, and two maximum positive input line voltages and zero voltage are selected to synthetize the DC-link voltage in each input segment. The four-vector SVPWM method is adopted at the inverter stage, and only two maximum and two medium adjacent vectors are selected to synthetize the output reference voltage vector with a certain proportion in each output sector. At the same time, there is no zero voltage vector in the output, and the voltage modulation ratio is regulated by adjusting the modulation factor of rectifier stage. The proposed method not only reduces the common-mode voltage, but also reduces the switching loss.

Key words: five-phase two-stage matrix converter; SVPWM; zero vector; common-mode voltage