

基于模糊自适应的新型单相锁相环研究

为提高逆变器对电网电压频率及相位的精准跟踪和锁定,解决常规单相并网逆变器内部锁相环因自身锁相自由度不足引起锁相误差的问题,深入分析研究了同步旋转坐标变换锁相环原理,提出了一种考虑频率自适应的基于改进型Park变换的单相并网逆变器锁相环。通过仿真实验验证可知,应用此方法的单相并网逆变器在电网电压跌落、谐波注入等非理想电网电压情况下,仍具有稳态误差小、准确度高地跟踪、锁定电网电压频率及相位的优势。

应成狄 陈晓英 陈海军/辽宁工业大学电气工程学院

0 引言

随着化石类能源的日渐枯竭,太阳能、风能等可持续性清洁能源发电技术得到了广泛关注。单相并网逆变器作为可持续性清洁能源发电系统与电力网络的连接桥梁,起着至关重要的作用。同步锁相技术又是单相并网逆变器中一项关键核心技术^[1],所以对单相并网逆变器锁相环的研究具有很重要的实际意义。在实际的工程中,单相并网逆变器的运行环境复杂,容易受到电网电压跌落、谐波注入和频率突变等非理想电网情况的影响。此时,逆变器锁相环是否还能准确地跟踪、锁定电网电压的频率及相位,直接关系到单相并网逆变器的并网成败^[2]。

因此,对单相并网逆变器在非理想电网情况下的检测及实时动态锁相研究是相当有必要的。单相锁相环是一种拥有自行锁定电网相位功能的闭环控制器,通常有两种常规设计方案:一种是

基于单相变量的锁相环设计;另一种则是基于两相正交虚拟变换的锁相环设计。

目前,市面上主要的单相并网逆变器锁相环产品中,基于单相变量的锁相环有虚拟平均无功鉴相单相锁相环、输入信号重构单相锁相环等;而基于两相正交量的锁相环有延迟法虚拟双相单相锁相环、Park反变换虚拟两相单相锁相环和微分法虚拟两相单相锁相环等。但上述各种锁相环有一个相同的不足点,即在电网电压非理想状态下,不能很好地锁相电网电压的相位及频率。

为此,文献[3-4]提出了利用电压过零点检测法来获取电网电压的相位,该方法的锁相环在采样时,若电网电压频率发生改变,则会影响锁相速度。文献[5-6]提出了基于Hilbert变换的单相锁相环(PLL),这种方案的锁相环较其他锁相环有很大的优势,如其可以通过提取电网电压的相位参数高效分解出基波相位信息,减少了检测时间,同时其自身还具备一定的自适应能力,但当输入信号频率发生改变时,无法精准地使虚拟信号与原信号正交,从而导致相位检测过程中产生误差。文献[7]提出了基于DFT的周期控制方法,利用傅里叶变换能很准确地得到基波的相位和幅值,但这种方法在数学算法上过于复杂,并且在频率改变时无法完成锁相。文献[8]中基于Park变换的锁相环具有动态响应快、结构简单等特点,但需对输入信号延时 $T/4$ 周期,因此,对电网电压的频率要求很高,适合于固定频率电网的应用。文献[9]提出了利用FIR滤波器的方法



应成狄/硕士研究生

关键词/Keywords

单相并网逆变器·
自适应滤波器·
Park变换·

辽宁省教育厅基金(L2013246)。

构建两相正交变量,再通过调节滤波器系数达到锁相的目的,但由于运算量太大不适合频率变化较大的场合。

由此可见,目前尽管拥有许多办法可以实现电网电压相位的跟踪及锁定,但每种方案都或多或少存在着选择算法参数烦琐、锁相环对运行环境的电网频率要求高等问题。在文献[8]中提到了一种基于Park变换的单相锁相环,以其动态响应快、结构简单等特点深受市场欢迎,但也因以上问题的存在引起了锁相误差。因此,有必要对Park变换进行深入研究,解决Park变换存在的相关问题。

1 Park变换的基本原理及改进Park变换在单相锁相环中的数学模型

1.1 Park变换的基本原理

Park变换的旋转坐标轴变换如图1所示。设电网电压 $U_1 = U \cos(w_0 t + \gamma)$,若存在一对正交虚拟电压 u_α 、 u_β ,则 $u_\alpha = U \cos(w_0 t + \gamma)$; u_β 是与 u_α 同频且滞后于 $u_\alpha 90^\circ$ 相位的虚拟电压, $u_\beta = U \sin(w_0 t + \gamma)$,其中, γ' 为预估角, γ 为输入信号的初始角; u_α 、 u_β 经Park变换后得

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(w_0 t + \gamma') & \sin(w_0 t + \gamma') \\ -\sin(w_0 t + \gamma') & \cos(w_0 t + \gamma') \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U \cos(w_0 t + \gamma) \\ U \sin(w_0 t + \gamma) \end{pmatrix} \quad (1)$$

通过矩阵运算后得

$$\begin{aligned} u_d &= U \cos(\gamma - \gamma') \\ u_q &= U \sin(\gamma - \gamma') \end{aligned} \quad (2)$$

式(2)中,仅当 $\gamma = \gamma'$ 时, $u_d = U$, $u_q = 0$,此时 d 轴和 U_1 矢量方向重合,同步旋转速度与两相 u_α 、 u_β 的角频率相等,因此锁定了电网电压频率及相位;而当 $u_q > 0$ 时,则出现同步旋转速度滞后于

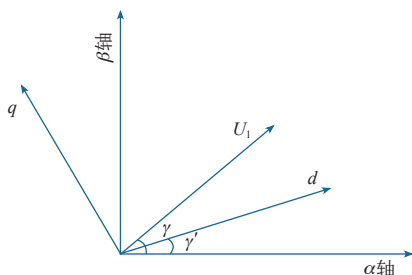


图1 旋转坐标轴变换图

u_α 、 u_β 的角频率,需要增加旋转速度来实现局部平衡点;同理,当 $u_q < 0$ 时,同步旋转速度大于 u_α 、 u_β 的角频率,需要降低旋转速度达到转速与静止坐标系角频率同速的目的。

1.2 改进Park变换在单相锁相环中的应用可行性分析

尽管Park变换锁相环优点很多,但原始Park变换锁相环是以输入信号 u_α 延时 $T/4$ 个周期后生成与 u_α 同频且滞后 $u_\alpha 90^\circ$ 相位的 u_β ,再通过 u_α 、 u_β 构建出两个正交虚拟变量来作为Park变换的两个输入信号,其原理如图2虚线部分所示,其锁相准确度取决于两个虚拟变量能否准确正交。对Park变换结构进行改进后,在原来的基础上加入如图2所示的实线部分,这样只需单个虚拟变量 u_α 输入,解决了构建两个虚拟量不能准确控制正交的问题。

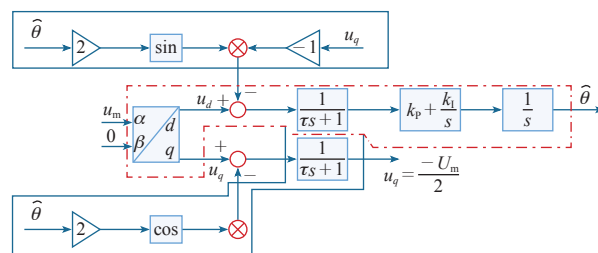


图2 改进的Park变换的单相并网逆变器锁相环框架图

假设存在一个单相电压,将它视为Park变换的 α 相输入信号, β 相输入为0,假设输入信号函数为

$$\begin{cases} u_\alpha = U_m \sin(w_1 t) \\ u_\beta = 0 \end{cases} \quad (3)$$

经Park变换得

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_m \sin(w_1 t) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

当系统稳定(即 $\theta \approx w_1 t$)时,则

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \frac{-U_m}{2} \begin{pmatrix} \theta - w_1 t \\ 1 - \frac{(w_1 t - \theta)^2}{2} \end{pmatrix} + \frac{U_m}{2} \begin{pmatrix} \sin(2w_1 t) \\ \cos(2w_1 t) \end{pmatrix} \quad (5)$$

由式(5)可知,通过Park变换分解出了单相基波电压的幅值及相位。此时, q 轴分量 u_q 反映的是单相电压信号的幅值,而 d 轴分量 u_d 反映的是预估相位与单相电压相位差,也分解出了信号中所含的二倍频谐波分量。

在Park变换的锁相环中加入如图2实线框所示的模块后,它既能增大锁相环的带宽,又能改善锁相环的性能指标。

2 基于改进型Park变换与频率自适应滤波器相结合的锁相环分析

尽管对上面的Park变换单相锁相环进行了一定程度的改进,显著地提高了锁相环的准确度,但由于实际电网电压会出现跌落、谐波注入等情况,使改进的Park变换锁相环在运行过程中还是会因自身锁相自由度没完全达到并网要求而出现锁相误差,应用自适应滤波器对未知环境中的电网电压进行时变特征跟踪,能准确提取出未知环境中的电网电压基波。为此,在基于改进的Park变换单相锁相环中增加了频率自适应滤波器模块。

2.1 Park变换与自适应滤波器相结合单相锁相环提取电网电压信号的性能分析

对于改进的Park变换与频率自适应滤波器相结合的锁相环而言,它由两部分构成:频率自适应滤波器模块实现输入电网电压信号的提取功能;改进的Park变换电路实现准确地跟踪、锁定锁相环提取后的电网电压频率及相位,数学模型如图3所示。

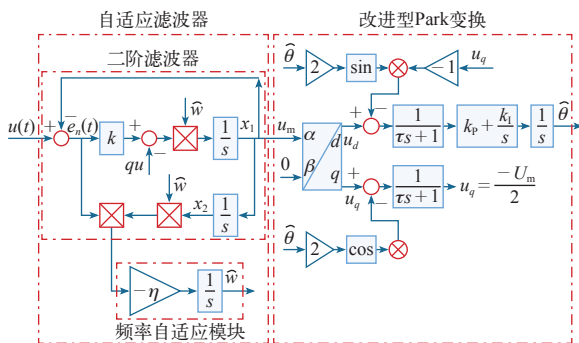


图3 Park变换与频率自适应滤波器相结合的锁相环框架图

图3锁相环在处理单相电网电压信号的微分方程表达式为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = k\hat{w}e_n(t) - \hat{w}^2 x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 \\ e_n(t) = u(t) - x_1 \\ \dot{\hat{w}} = -\eta x_2 \hat{w} e_n(t) \end{cases} \quad (6)$$

式中, $\hat{w}$ 为自适应滤波器测得的角频率; x_1 、 x_2 为一对精准正交的状态变量,两者之间的频率相等、幅度相等,相位角 x_1 超前于 x_2 90° ; k 为滤波器的参数 (取 $0 < k \leq 2$)。

式 (6) 再经过消元法,进一步简化可得

$$\begin{cases} -k\hat{w}\dot{x}_2 - \hat{w}^2 x_2 - \ddot{x}_2 = -k\hat{w}u(t) \\ \dot{x}_2 = x_1 \end{cases} \quad (7)$$

为证明图3滤波器的时域稳定,首先设 $u(t)$ 的表达式为: $u(t) = U_m \sin(w_1 t)$, 其中, U_m 、 w_1 为常数。

假设1: $\hat{w} = w_1$, 初始值 $x_{20} = U_m/w_1$, $x_{10} = 0$; 则式 (7) 的解为

$$\begin{pmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{pmatrix} = U_m \begin{pmatrix} \sin(w_1 t) \\ -\frac{1}{w} \cos(w_1 t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2U_m}{\sqrt{4-k^2}} e^{-\frac{k w_1 t}{2}} \sin\left(\frac{\sqrt{4-k^2}}{2} w_1 t\right) \\ \frac{U_m}{w_1} e^{-\frac{k w_1 t}{2}} \left[\cos\left(\frac{\sqrt{4-k^2}}{2} w_1 t\right) + \frac{u}{\sqrt{4-k^2}} \sin\left(\frac{\sqrt{4-k^2}}{2} w_1 t\right) \right] \end{pmatrix} \quad (8)$$

由式 (8) 可知,通过一段时间的暂态过程后,最终 $x(t)$ 渐近于稳态,这个稳态量为

$$\begin{pmatrix} \bar{x}_1(t) \\ \bar{x}_2(t) \end{pmatrix} = U_m \begin{pmatrix} \sin(w_1 t) \\ -\frac{1}{w} \cos(w_1 t) \end{pmatrix} \quad (9)$$

假设2: $\hat{w} \neq w_1$, 则计算出式 (8) 的稳态量轨迹特征为

$$\begin{pmatrix} \bar{x}_1(t) \\ \bar{x}_2(t) \end{pmatrix} = U_m |D(jw)| \begin{pmatrix} \sin[w_1 t + \angle D(jw)] \\ -\frac{\hat{w}}{w_1^2} \cos(w_1 t + \angle D(jw)) \end{pmatrix} \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} |D(jw)| &= \frac{k w_1 \hat{w}}{\sqrt{(k w_1 \hat{w})^2 + (w_1^2 - \hat{w}^2)^2}} \\ \angle D(jw) &= \arctan\left(\frac{\hat{w}^2 - w_1^2}{k w_1 \hat{w}}\right) \end{aligned} \quad (11)$$

在 $u(t)$ 的角频率 w_1 为阶跃常数,且 $\hat{w} \neq w_1$ 时,式 (8) 的状态变量为

$$\dot{\bar{x}}_1 = -w^2 \bar{x}_2 \quad (12)$$

稳态误差为

$$\begin{aligned}\bar{e}_{nf} &= \hat{w}x_2[u(t) - \bar{x}_1(t)] = \hat{w}\bar{x}_2\bar{\xi}_n \\ &= \frac{\bar{x}_2^2}{k}(\hat{w}^2 - w_1^2) = 2w_1 \frac{\bar{x}_2^2}{k}(\hat{w} - w_1)\end{aligned}\quad (13)$$

代入频率跟踪方程式 (7) 得

$$\dot{\hat{w}} = -\frac{\eta}{k}\bar{x}_2^2(\hat{w}^2 - w_1^2)\quad (14)$$

从式 (14) 可知, 只有在电网电压的基波频率锁定 (即 $\hat{w} = w_1$) 时, 自适应模块的输出角频率加速度 $\dot{\hat{w}} = 0$; 除此之外, 如 $\hat{w} < w_1$ 而 $\dot{\hat{w}} > 0$ 、 $\hat{w} > w_1$ 时, $\dot{\hat{w}} < 0$, 这些说明自适应系统通过改变角频率加速度 $\dot{\hat{w}}$ 的大小来实时追踪 w_1 非常有效, 最终, 总能使 $\hat{w} = w_1$, 从而达到提取电网电压基波的目的。

2.2 改进的Park变换与自适应滤波器相结合单相锁相环综合等效性能分析

文献[10]从学术层面论证了频率自适应滤波器途经Park变换后, 同低通滤波效果一样, Park变换与自适应滤波器相结合的锁相环系统如图4所示。为使单相锁相环的暂态过程响应快, 将自然角频率 w_0 前置反馈, 系统的鉴相器、PI调节器及压控振荡器的传递函数分别为 $\frac{1}{\tau s + 1}$ 、 $k_p + \frac{k_i}{s}$ 和 $\frac{1}{s}$, 据此可求得装置的开环传递函数。

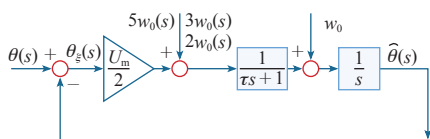


图4 改进的Park变换与自适应滤波器相结合单相锁相环等效框图

若用 $w_m = k_i/k_p$ 、 $w_r = 1/\tau$ 替代, 则可写成

$$f_{01}(s) = \frac{U_m k_p w_r (s + w_m)}{2 s^2 (s + w_r)}\quad (15)$$

令 $|f_{01}(jw)| = 1$, 则可求出截止频率 w_c 为

$$\frac{|U_m| k_p w_r}{2 w_c^2} \left| \frac{jw_c + w_m}{jw_c + w_r} \right| = \frac{|U_m| k_p w_r}{2 w_c^2} \left| \frac{\sqrt{w_c^2 + w_m^2}}{\sqrt{w_c^2 + w_r^2}} \right|\quad (16)$$

根据相角裕度 $PM = 180^\circ + \angle D(jw)$, 可知式 (11) 的相角裕度为 $PM = \arctan(w_c/w_m) - \arctan(w_c/w_r)$ 。

对PM进行求导, 可计算出PM最大时截止频

率 w_c 的值, 依 $(\arctan x)' = 1/(1+x^2)$ 可得 $(PM)' = 0$ 时的 w_c , 即

$$(w_m - w_r) = \left(\frac{1}{w_r} - \frac{1}{w_m} \right) w_c^2\quad (17)$$

将式 (17) 代入式 (16) 中得

$$w_c = \frac{|U_m|}{2} k_p\quad (18)$$

工程上要求相角裕度范围为 $45^\circ \sim 70^\circ$, 本文取 $PM = 45^\circ$ 时, 扰动传递函数为

$$G_c(s) = \frac{s^2 [s + (2\xi + 1)w_c]}{(s + w_c)(s^2 + 2\xi w_c s + w_c^2)}\quad (19)$$

由式 (19) 可知, 在 $w_c = 20$ Hz 时, $G_c(s)$ 对扰动信号的衰减很快, 衰减值超过了 -40 dB, 因此, 扰动传递函数的截止频率需要选择在 $w_c = 20$ Hz 时才能使系统处于最佳运行状态。

3 仿真研究

在以上理论分析的前提下, 将设计的基于改进的Park变换与频率自适应滤波器相结合的单相锁相环在Simulink平台上搭建数学模型, 并在模型的基础上设置两种扰动, 观察锁相环对电网电压相位及频率的跟踪、锁定效果。

(1) 单相电网电压频率突变

应用Simulink软件中的Clock模块设置时间为3 s, 当在第3 s时, 通过Switch模块将50 Hz电源信号切换到频率为51 Hz的电网电压信号源上, 通过改进型锁相环和传统锁相环在扰动情况下跟踪、锁定电网电压频率及相位比较, 可以看出采用频率自适应的单相锁相环如图5所示。经过两个周期的跟踪后, 锁定了电网电压频率为51 Hz, 并且测

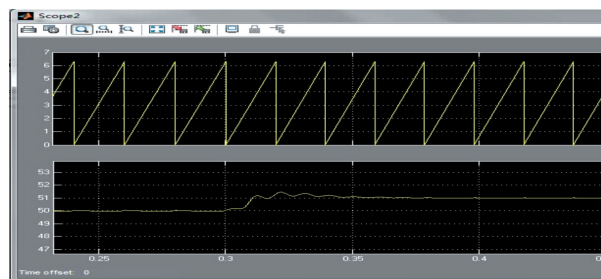


图5 Park变换与频率自适应滤波器相结合的单相锁相环在电网频率突变时的锁相

量到频率和相位误差都低于1%。而应用传统的单相锁相环如图6所示,它测量到的电网电压频率偏离了51 Hz,无法正常跟踪电网频率。同时测量误差大于5%。因此,采用Park变换与频率自适应滤波器相结合的单相锁相环锁定电网电压相位及频率的效果要优于传统的锁相环。

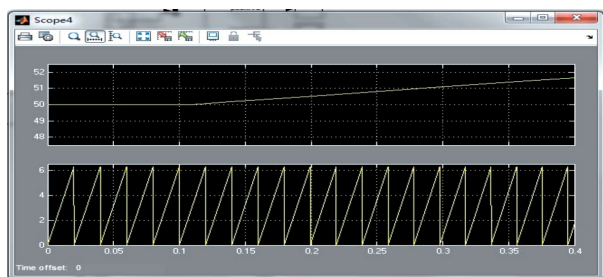


图6 传统的单相锁相环在电网频率突变时的锁相

(2) 针对5次谐波的测试

首先设置Clock模块的时间为0.31 s,当时时间为0.31 s时,注入5次谐波;然后观察应用Park变换与频率自适应滤波器相结合的单相锁相环检测到的电网电压频率及相位波形,如图7所示,虽然单相网络在0.31 s时注入了5次谐波,但是锁相环还是能很准确地锁定电网的相位及频率。锁相环锁定的电网电压频率虽然有误差,且在50 Hz的范围内振荡波动,但还是在允许误差1%范围内,满足国家标准。

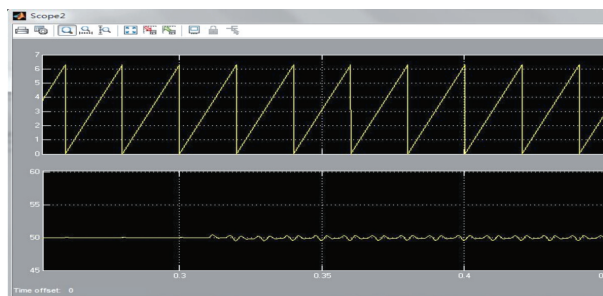


图7 Park变换与频率自适应滤波器相结合的单相锁相环在电网注入谐波时的锁相

经对比仿真实验证实:采用Park变换与频率自适应滤波器相结合的单相锁相环,不但能很好地锁定电网频率及相位,而且还能准确地测量出电网电压相位及频率。

4 结束语

本文深入分析了Park变换电路的工作原理,并

给出了Park变换与频率自适应滤波器相结合的单相锁相环的改进措施。通过仿真实验证明,用频率自适应滤波器的单相锁相环提取出的电网基波准确度要高于其他控制策略的单相锁相环,同时,很好地解决了常规单相锁相法存在的自身锁相自由度不足的问题。综上,本文设计的单相锁相环能更好地跟踪、锁定电网电压的频率及相位,为单相并网逆变器的高效运行提供了保障。

参考文献

- [1] 袁江伟,吕征宇.一种新型单相并网锁相环[J].电力电子技术,2011,45(7):81-100.
- [2] 杜佳伟,杨鹏,史旺旺.考虑频率变化的基于DFT单相数字锁相环的椭圆拟合方法[J].电网技术,2015,43(10):85-90.
- [3] Zhou X, Yang X, Sun X. A new PLL structure of single-phase inverter based on second-order generalized integrator [J]. Journal of Shenyang Agricultural University, 2013, 44(4): 305-309.
- [4] Zhao W, Fan S, Xiong J, et al. Single phase digital phase-locked loop based on DFT [J]. Power Electronics, 2011, 45(4): 79-81.
- [5] 陈红兵,闵晶妍.基于频率自适应滤波器的单相锁相环[J].郑州大学学报,2015,36(2):115-119.
- [6] Abhijit K, Vinod J. Analysis of bandwidth-unit-vector-distortion trade off in PLL during abnormal grid condition [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5820-5829.
- [7] 胡寿松.自动控制原理[M].北京:科学出版社,2007.
- [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,2015,38(5):103-108.
- [9] 杨根,胡国文.基于内模控制的单相锁相环研究[J].电测与仪表,2014,51(8):98-102.
- [10] 李伟峰,王哲.基于双派克变换的单相数字锁相环设计[J].中原工学院学报,2015,26(1):26-30.

(收稿日期:2015-08-28) EA