



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106055000 B

(45)授权公告日 2017. 12. 12

(21)申请号 201610402990.0

(22)申请日 2016.06.08

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 106055000 A

(43)申请公布日 2016.10.26

(73)专利权人 江苏现代电力科技股份有限公司

地址 226011 江苏省南通市永和路1188号

(72)发明人 夏武 王新明 王宗臣 冯国伟

杨建 夏文

(74)专利代理机构 南京钟山专利代理有限公司

32252

代理人 戴朝荣

(51)Int. Cl.

G05F 1/56(2006.01)

H02J 3/18(2006.01)

(56)对比文件

CN 102904568 A,2013.01.30,全文.

CN 103227640 A,2013.07.31,全文.

CN 103647550 A,2014.03.19,全文.

CN 101291150 A,2008.10.22,全文.

JP 特开2002-57578 A,2002.02.22,全文.

US 2014/0320186 A1,2014.10.30,全文.

审查员 杨爽

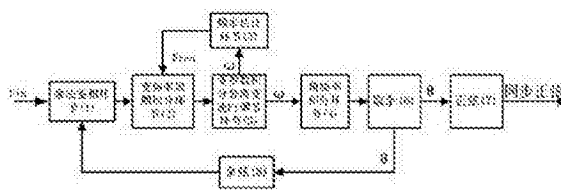
权利要求书2页 说明书7页 附图5页

(54)发明名称

智能集成低压无功模块高精度锁相方法

(57)摘要

本发明公开了一种智能集成低压无功模块高精度锁相方法,包括乘法鉴相环节、变频率周期积分环节、变参数积分分离变速PI调节环节、角频率积分环节、频率估计环节、取余、正弦以及余弦。本发明改进PI调节器采用变参数积分分离变速PI调节器进行调节,可以保证锁相快速性的前提下,提高锁相精度,消除静差;改进后的环路滤波器可以在稳态时消除谐波以及频率变化对锁相环的输出精度的影响。



1. 一种智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:包括乘法鉴相环节、变频率周期积分环节、变参数积分分离变速PI调节环节、角频率积分环节、频率估计环节、取余、正弦以及余弦;

乘法鉴相环节作为锁相技术的鉴相器,其输入信号为模数转化后电网数字电压与锁相输出相位的余弦;变频率周期积分环节和变参数积分分离变速PI调节环节组成改进后的环路滤波器,变频率周期积分环节的输入信号为乘法鉴相环节的输出和频率估计环节的输出,变频率周期积分环节的输出送入变参数积分分离变速PI调节环节;变参数积分分离变速PI调节环节的输出分别送入角频率积分环节以及频率估计环节进行计算得到电网电压的相位和频率;角频率积分环节的输出的余弦值反馈到鉴相器进行闭环控制;

频率估计环节由频率变化率限幅器和低通滤波器组成,频率变化率限幅器的输入为积分分离变速PI调节环节的输出进行频率与角频率转换后含有波动的频率,并送入到低通滤波器;低通滤波器的输出为电网频率的估计值,并将其送回变频率周期积分环节进行闭环控制;

取余的输入信号为角频率积分环节的输出,经过取余运算,输出电网同步相位角,并确保相位角在 $[0, 2\pi]$ 之间,避免积分运算导致数值溢出错误;正弦的输入信号为取余输出的电网同步相位角,输出电网基波同步标么值;余弦的输入信号为取余输出的电网同步相位角,输出电网基波滞后 $90^\circ$ 的标么值,作为相位的间接反馈量,实现相位闭环控制。

2. 按照权利要求1所述的智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:所述变频率周期积分环节由周期滑窗积分环节和积分误差校正环节组成。

3. 按照权利要求2所述的智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:所述周期滑窗积分环节根据反馈回来的电网频率,确定滑动窗的数值,计算出整数部分的周期滑窗积分量,再将该积分量与反馈频率相乘得到整数部分变频率周期积分环节输出量 $R_1$ ,

$$R_1 = Fre \times \sum_{i=N_{cur}-1}^{N_{cur}-N_{int}} U_i = Fre \times (TotalU_{N_{cur}-1} + U_{N_{cur}} - U_{N_{cur}-N_{int}})$$

其中:Fre为电网反馈频率, $N_{cur}$ 表示最新的采样数据点, $N_{int}$ 为一个周期采样整数点数, $U_i$ 为鉴相环节第i时刻的输出, $TotalU_{N_{cur}-1}$ 为上一个采样点的累和值, $U_{N_{cur}}$ 最新的鉴相环节输出, $U_{N_{cur}-N_{int}}$ 一个周期前的鉴相环节输出。

4. 按照权利要求2所述的智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:所述积分误差校正环节根据反馈回来的电网频率,以及采样时间间隔,确定一个周期的整点数以及由于取整造成的误差点数,再根据误差点数和积分定义,估计在误差时刻对应的鉴相输出值,然后根据上述的估计值,估算出误差点数所造成当前时刻的积分误差,最后将当前时刻的积分误差与反馈频率相乘得到积分误差校正环节输出量 $R_2$ 。

5. 按照权利要求4所述的智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:误差时刻鉴相输出值估计采用三点拟线性插值原理进行插值估计,设任意时刻k,所得到的鉴相环节输出为 $U_k$ ,其k-1时刻所得到的鉴相环节输出为 $U_{k-1}$ ,其k-2时刻所得到的鉴相环节输出为 $U_{k-2}$ ,则估计在 $k+\Delta N_s$ 时刻对应的鉴相环节输出 $U_{k+\Delta N}$ ,采用三点拟线性插值原理得到 $U_{k+\Delta N}$ 为 $U_{k+\Delta N} = U_k + [a \times (U_k - U_{k-1}) + (1-a) \times (U_{k-1} - U_{k-2})] \times (N_{float} - N_{int})$ ,其中a取 $[0, 1]$ 的任意小数。

6. 按照权利要求4所述的智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:所述积

分误差校正环节输出量 $R_2$ 根据离散积分定义,误差时刻鉴相器输出值估计和频率估计环节反馈的频率进行误差校正,其具体实现形式: $R_2 = Freq \times \Delta S = \frac{(U_k + U_{k+\Delta N})}{2} \times \frac{\Delta N}{N_{float}}$

7.按照权利要求1所述的智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:所述变参数积分分离变速PI调节环节包含变参数部分和积分分离变速部分。

8.按照权利要求7所述的智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:所述变参数部分通过当前时刻前一个周期内电压峰值的绝对值,作为改变 $k_p, k_i$ 的依据,起到去除

谐波对锁相精度的影响;其参数 $k_p, k_i$ 具体实现形式:
$$\begin{cases} k_p = \frac{8\pi\epsilon\Delta f}{U_{max}} \\ k_i = \frac{(2\pi\Delta f)^2}{U_{max}} \end{cases}$$
 其中 $\epsilon$ 为阻尼系数, $\Delta f$

为允许跟踪频率范围, $U_{max}$ 为当前时刻前一个周期内电压峰值的绝对值。

9.按照权利要求7所述的智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:所述积分分离变速部分将周期滑窗积分环节和积分误差校正环节的输出量进行叠加作为PI调节的误差输入 $e(k) = R_1(k) + R_2(k)$ ,构建积分分离变速函数 $f[e(k)]$ , $f[e(k)] = \begin{cases} 1 & |e(k)| \leq \alpha \\ \frac{\alpha + \beta - |e(k)|}{\alpha} & \alpha < |e(k)| \leq \alpha + \beta \\ 0 & |e(k)| > \alpha + \beta \end{cases}$ ,

其中 $\beta \leq \alpha$ ,I段变速阈值 $\alpha$ ,II段变速阈值 $\beta$ ,确保误差较大时,使得积分慢一些,避免积分造成系统稳定性差,超调高,误差较小时,使得积分快一些,充分利用积分稳态精度高的优势。

10.按照权利要求1所述的智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:所述变参数积分分离变速PI调节环节的输出电网同步角频率 $\omega(k)$ ,其积分环节输出量为 $\omega_i$ ,

比例环节输出量为 $\omega_p$ ,则有 $\omega_p(k) = k_p \times e(k)$ , $\omega_i(k) = \omega_i(k-1) + \frac{T_s}{2}[e(k) + e(k-1)]$ ,

$\omega(k) = \omega_p(k) + f[e(k)] \times k_i \times \omega_i(k)$ ,最后对输出角频率进行限幅输出,使得输出角频率限制在正常电网的中心角频率 $\omega_0$ 附近,确保输出角频率限制在 $[\omega_0 - 2\pi\Delta f, \omega_0 + 2\pi\Delta f]$ 之间。

## 智能集成低压无功模块高精度锁相方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种锁相方法,特别是一种智能集成低压无功模块高精度锁相方法。

### 背景技术

[0002] 在低压配电领域中,无论仪器仪表还是无功补偿模块,都需要同步电网相位进行精确的计算和控制,达到补偿和优化的效果。轧钢机、中频炉等不平衡、冲击性工业用电设备日益增多,由此产生了功率因数低、电压波动和闪变以及三相电压和电流不平衡等诸多电能质量问题。因此在对这类冲击负荷进行无功补偿时,需要采用瞬时无功功率进行快速补偿,而计算瞬时无功的关键在于电网同步锁相环的计算。

[0003] 目前常见的锁相技术分为以下几种,一种是通过全硬件过零比较技术,采用过零比较法,电网电压信号进行模拟信号的隔离,隔离后的电压信号,经低通滤波,滤除高次的谐波电压分量。此法对于在电网电压谐波畸变严重的场合,可能会在电压零点附近出现多次电平跳动,将同步失效。第二种:基波傅立叶变换计算相位法,此法只能使用于频率固定的场合,并且计算量大。第三种:基于dq算法的锁相技术,此法可分为三相和单相锁相,三相锁相只适应于电压平衡并且电压畸变不严重场合,对电网电压敏感,锁相误差较大;单相需要生成正交信号,一种采用滞后 $90^\circ$ 方式,另一种采用广义积分方式,前者由于电网频率的波动,无法实现精准滞后 $90^\circ$ 的信号,频率跟踪不精确导致锁相失效,后者对电网敏感,由于频率波动和谐波的影响,广义积分方式得到的正交信号将含有谐波分量,导致锁相失真。

[0004] 传统的环路滤波器直接由PI调节器组成,这种环路滤波器稳态精度差,不能完全消除谐波以及频率变化对锁相环的输出精度的影响,由于传统锁相环PI调节器,若调节系数选取过大,锁相速度快,但是输出波动大,结果不精确,若选取较小,虽然波动会减小波动,但是锁相速度被大大降低。

### 发明内容

[0005] 本发明所要解决的技术问题是提供一种智能集成低压无功模块高精度锁相方法,程序实现简单,运算速度快,跟踪速度快,提高锁相环的同步精度。

[0006] 为解决上述技术问题,本发明所采用的技术方案是:

[0007] 一种智能集成低压无功模块高精度锁相方法,其特征在于:包括乘法鉴相环节、变频率周期积分环节、变参数积分分离变速PI调节环节、角频率积分环节、频率估计环节、取余、正弦以及余弦;

[0008] 乘法鉴相环节作为锁相技术的鉴相器,其输入信号为模数转化后电网数字电压与锁相输出相位的余弦;变频率周期积分环节和变参数积分分离变速PI调节环节组成改进后的环路滤波器,变频率周期积分环节的输入信号为乘法鉴相环节的输出和频率估计环节的输出,变频率周期积分环节的输出送入变参数积分分离变速PI调节环节;变参数积分分离变速PI调节环节的输出分别送入角频率积分环节以及频率估计环节进行计算得到电网电压的相位和频率;角频率积分环节的输出的余弦值反馈到鉴相器进行闭环控制;

[0009] 频率估计环节由频率变化率限幅器和低通滤波器组成,频率变化率限幅器的输入为积分分离变速PI调节环节的输出进行频率与角频率转换后含有波动的频率,并送入到低通滤波器;低通滤波器的输出为电网频率的估计值,并将其送回变频率周期积分环节进行闭环控制;

[0010] 取余的输入信号为角频率积分环节的输出,经过取余运算,输出电网同步相位角,并确保相位角在 $[0, 2\pi]$ 之间,避免积分运算导致数值溢出错误;正弦的输入信号为取余输出的电网同步相位角,输出电网基波同步标么值;余弦的输入信号为取余输出的电网同步相位角,输出电网基波滞后 $90^\circ$ 的标么值,作为相位的间接反馈量,实现相位闭环控制。

[0011] 进一步地,所述变频率周期积分环节由周期滑窗积分环节和积分误差校正环节组成。

[0012] 进一步地,所述周期滑窗积分环节根据反馈回来的电网频率,确定滑动窗的数值,计算出整数部分的周期滑窗积分量,再将该积分量与反馈频率相乘得到整数部分变频率周期积分环节输出量 $R_1$ ,

$$[0013] \quad R_1 = Fre \times \sum_{i=N_{cur}-1}^{N_{cur}-N_{int}} U_i = Fre \times (TotalU_{N_{cur}-1} + U_{N_{cur}} - U_{N_{cur}-N_{int}})$$

[0014] 其中:Fre为电网反馈频率, $N_{cur}$ 表示最新的采样数据点, $N_{int}$ 为一个周期采样整数点数, $U_i$ 为鉴相环节第*i*时刻的输出, $TotalU_{N_{cur}-1}$ 为上一个采样点的累和值, $U_{N_{cur}}$ 最新的鉴相环节输出, $U_{N_{cur}-N_{int}}$ 一个周期前的鉴相环节输出。

[0015] 进一步地,所述积分误差校正环节根据反馈回来的电网频率,以及采样时间间隔,确定一个周期的整点数以及由于取整造成的误差点数,再根据误差点数和积分定义,估计在误差时刻对应的鉴相输出值,然后根据上述的估计值,估算出误差点数所造成当前时刻的积分误差,最后将当前时刻的积分误差与反馈频率相乘得到积分误差校正环节输出量 $R_2$ 。

[0016] 进一步地,误差时刻鉴相输出值估计采用三点拟线性插值原理进行插值估计,设任意时刻*k*,所得到的鉴相环节输出为 $U_k$ ,其*k-1*时刻所得到的鉴相环节输出为 $U_{k-1}$ ,其*k-2*时刻所得到的鉴相环节输出为 $U_{k-2}$ ,则估计在*k+ΔN*时刻对应的鉴相环节输出 $U_{k+\Delta N}$ ,采用三点拟线性插值原理得到 $U_{k+\Delta N}$ 为 $U_{k+\Delta N} = U_k + [a \times (U_k - U_{k-1}) + (1-a) \times (U_{k-1} - U_{k-2})] \times (N_{float} - N_{int})$ ,其中*a*取 $[0, 1]$ 的任意小数。

[0017] 进一步地,所述积分误差校正环节输出量 $R_2$ 根据离散积分定义,误差时刻鉴相器输出值估计和频率估计环节反馈的频率进行误差校正,其具体实现形式:

$$[0017] \quad R_2 = Freq \times \Delta S = \frac{(U_k + U_{k+\Delta N})}{2} \times \frac{\Delta N}{N_{float}}$$

[0018] 进一步地,所述变参数积分分离变速PI调节环节包含变参数部分和积分分离变速部分。

[0019] 进一步地,所述变参数部分通过当前时刻前一个周期内电压峰值的绝对值,作为改变 $k_p, k_i$ 的依据,起到去除谐波对锁相精度的影响。其参数 $k_p, k_i$ 具体实现形式:

$$\begin{cases} k_p = \frac{8\pi\varepsilon\Delta f}{U_{\max}} \\ k_i = \frac{(2\pi\Delta f)^2}{U_{\max}} \end{cases},$$

其中 $\varepsilon$ 为阻尼系数,  $\Delta f$ 为允许跟踪频率范围,  $U_{\max}$ 为当前时刻前一个周期内

电压峰值的绝对值。

[0020] 进一步地,所述积分分离变速部分将周期滑窗积分环节和积分误差校正环节的输

$$f[e(k)] = \begin{cases} 1 & |e(k)| \leq \alpha \\ \frac{\alpha + \beta - |e(k)|}{\alpha} & \alpha < |e(k)| \leq \alpha + \beta \\ 0 & |e(k)| > \alpha + \beta \end{cases},$$

其中 $\beta \leq \alpha$ , I段变速阈值 $\alpha$ , II段变速阈值 $\beta$ , 确保

误差较大时,使得积分慢一些,避免积分造成系统稳定性差,超调高,误差较小时,使得积分快一些,充分利用积分稳态精度高的优势。

[0021] 进一步地,所述变参数积分分离变速PI调节环节的输出电网同步角频率 $\omega(k)$ ,其积分环节输出量为 $\omega_i$ ,比例环节输出量为 $\omega_p$ ,则有 $\omega_p(k) = k_p \times e(k)$ ,  $\omega_i(k) = \omega_i(k-1) + \frac{T_s}{2}[e(k) + e(k-1)]$ ,  $\omega(k) = \omega_p(k) + f[e(k)] \times k_i \times \omega_i(k)$ ,最后对输出角频率进行限幅输出,使得输出角频率限制在正常电网的中心角频率 $\omega_0$ 附近,确保输出角频率限制在 $[\omega_0 - 2\pi\Delta f, \omega_0 + 2\pi\Delta f]$ 之间。

[0022] 本发明与现有技术相比,具有以下优点和效果:

[0023] 1、采用单相锁相技术,适用于单相、三相系统,特别是三相不平衡系统;

[0024] 2、采用相位频率双反馈技术,可以一次编程,自适应国外60Hz电网;

[0025] 3、周期滑窗积分环节,避免重复运算,每个周期内只有一个加法和减法运算,程序实现简单,运算速度快;

[0026] 4、引进变频率周期积分误差校正环节,解决了采样点数间的累积误差和数值分析中截断误差对锁相环的影响,提高了锁相环的同步精度;

[0027] 5、改进PI调节器采用变参数积分分离变速PI调节器进行调节,可以保证锁相快速性的前提下,提高锁相精度,消除静差;

[0028] 6、改进后的环路滤波器可以在稳态时消除谐波以及频率变化对锁相环的输出精度的影响;

[0029] 7、此锁相环全软件实现,抗干扰能力强。

## 附图说明

[0030] 图1是本发明的智能集成低压无功模块高精度锁相方法的框架图。

[0031] 图2是本发明的变频率周期积分环节原理图。

[0032] 图3是本发明的周期滑窗积分环节原理图。

[0033] 图4是本发明的三点拟线性插值原理估计 $k + \Delta NT_s$ 时刻对应的鉴相环节输出 $U_{k+\Delta N}$ 原理图。

[0034] 图5是本发明的积分误差校正环节原理图。

- [0035] 图6是本发明的角频率积分环节三阶积分原理图。  
 [0036] 图7是本发明的频率估计环节原理图。  
 [0037] 图8是本发明的电网电压波形图。  
 [0038] 图9是本发明的实际电网电压基波标么值与锁相跟踪标么值对比图。  
 [0039] 图10是本发明的电网电压频率响应图。

### 具体实施方式

[0040] 下面结合附图并通过实施例对本发明作进一步的详细说明,以下实施例是对本发明的解释而本发明并不局限于以下实施例。

[0041] 如图所示,本发明的一种智能集成低压无功模块高精度锁相方法,包括乘法鉴相环节1、变频率周期积分环节2、变参数积分分离变速PI调节环节3、角频率积分环节4、频率估计环节5、取余6、正弦7以及余弦8。

[0042] 乘法鉴相环节作为锁相技术的鉴相器,其输入信号为模数转化后电网数字电压与锁相输出相位的余弦;变频率周期积分环节和变参数积分分离变速PI调节环节组成改进后的环路滤波器,变频率周期积分环节的输入信号为乘法鉴相环节的输出和频率估计环节的输出,变频率周期积分环节的输出送入变参数积分分离变速PI调节环节;变参数积分分离变速PI调节环节的输出分别送入角频率积分环节以及频率估计环节进行计算得到电网电压的相位和频率;角频率积分环节的输出的余弦值反馈到鉴相器进行闭环控制。

[0043] 乘法鉴相环节将模数转化后电网电压信号和锁相输出角度的余弦值相乘,得到随着电网波动的鉴相值U,并送入变频率周期积分环节。

[0044] 频率估计环节由频率变化率限幅器和低通滤波器组成,频率变化率限幅器的输入为积分分离变速PI调节环节的输出进行频率与角频率转换后含有波动的频率,并送入到低通滤波器;低通滤波器的输出为电网频率的估计值,并将其送回变频率周期积分环节进行闭环控制。

[0045] 取余的输入信号为角频率积分环节的输出,经过取余运算,输出电网同步相位角,并确保相位角在 $[0, 2\pi]$ 之间,避免积分运算导致数值溢出错误;正弦的输入信号为取余输出的电网同步相位角,输出电网基波同步标么值;余弦的输入信号为取余输出的电网同步相位角,输出电网基波滞后 $90^\circ$ 的标么值,作为相位的间接反馈量,实现相位闭环控制。经过上述处理,最后精确的锁定出电网电压的相位、频率以及电网同步正弦值。

[0046] 乘法鉴相环节步骤,将模数转化后电网电压信号和锁相输出角度的余弦值相乘,得到随着电网波动的鉴相值U,并送入变频率周期积分环节。

[0047] 变频率周期积分环节步骤又分为两大步骤,周期滑窗积分环节步骤、积分误差校正环节步骤。

[0048] 周期滑窗积分环节步骤,根据反馈回来的电网频率,确定滑动窗的数值,计算出周期滑窗积分量,再将该积分量与反馈频率相乘得到整数部分变频率周期积分环节输出量 $R_1$ ,实施方式如图3所示。

$$[0049] \quad R_1 = Fre \times \sum_{i=N_{cur}-1}^{N_{cur}-N_{int}} U_i = Fre \times (TotalU_{N_{cur}-1} + U_{N_{cur}} - U_{N_{cur}-N_{int}})$$

[0050] 其中:Fre为电网反馈频率; $N_{cur}$ 表示最新的采样数据点; $N_{int}$ 为一个周期采样整数

点数,  $U_i$  为鉴相环节第  $i$  时刻的输出,  $TotalU_{N_{cur}-1}$  为上一个采样点的累和值,  $U_{N_{cur}}$  最新的鉴相环节输出,  $U_{N_{cur}-N_{int}}$  一个周期前的鉴相环节输出。

[0051] 积分误差校正环节步骤, 根据反馈回来的电网频率, 以及采样时间间隔, 确定一个周期的整点数以及由于取整造成的误差点数; 再根据误差点数和积分定义, 估计在误差时刻对应的鉴相输出值; 然后根据上述的估计值, 估算出误差点数所造成当前时刻的积分误差; 最后将当前时刻的积分误差与反馈频率相乘得到积分误差校正环节输出量  $R_2$ 。

[0052] 周期的整点数和误差点数的确定, 设采样周期为  $T_s$ , 则一个电网周期转换成采样点数为带小数  $N_{float}$ , 取整所对应的点数为  $N_{int}$ ;

$$[0053] \quad N_{float} = \frac{1}{T_s \times Freq}$$

[0054] 由于电网频率不是固定值, 国标对电网频率允许波动等级规定如下: 频率等级 A 级  $\leq \pm 0.05\text{Hz}$ ; B 级  $\leq \pm 0.5\text{Hz}$ ; C 级  $\leq \pm 1\text{Hz}$ 。说明电网频率是个时变量, 因此,  $N_{float}$  并不是一个固定值, 并且周期转换成采样点数后存在点数间的小数误差, 因此在离散积分需要考虑到这部分的误差。设其误差点数为  $\Delta N = N_{float} - N_{int}$ 。

[0055] 误差时刻鉴相器输出值估计环节采用三点拟线性插值原理进行插值估计。根据三点拟线性插值原理估计  $k + \Delta N T_s$  时刻对应的鉴相环节输出  $U_{k+\Delta N}$ , 设任意时刻  $k$ , 所得到的鉴相环节输出为  $U_k$ , 其  $k-1$  时刻所得到的鉴相环节输出为  $U_{k-1}$ , 其  $k-2$  时刻所得到的鉴相环节输出为  $U_{k-2}$ , 则估计在  $k + \Delta N T_s$  时刻对应的鉴相环节输出  $U_{k+\Delta N}$ , 采用三点拟线性插值原理得到  $U_{k+\Delta N}$  为  $U_{k+\Delta N} = U_k + [a \times (U_k - U_{k-1}) + (1-a) \times (U_{k-1} - U_{k-2})] \times (N_{float} - N_{int})$ , 其中  $a$  取  $[0, 1]$  的任意小数, 具体实施方式如图 4 所示, 本例实施, 可以选取  $a = 0.75$ 。

[0056] 积分误差校正环节输出量为  $R_2 = Freq \times \Delta S = \frac{(U_k + U_{k+\Delta N})}{2} \times \frac{\Delta N}{N_{float}}$ , 具体实施方式

如图 5 所示。

[0057] 变参数积分分离变速 PI 调节环节步骤由变参数步骤和积分分离变速步骤组成。

[0058] 变参数步骤通过当前时刻前一个周期内电压峰值的绝对值, 作为改变  $k_p, k_i$  的依

据, 起到去除谐波对锁相精度的影响。其参数  $k_p, k_i$  具体实现形式: 
$$\begin{cases} k_p = \frac{8\pi\epsilon\Delta f}{U_{max}} \\ k_i = \frac{(2\pi\Delta f)^2}{U_{max}} \end{cases},$$
 其中  $\epsilon$  为阻

尼系数,  $\Delta f$  为允许跟踪频率范围,  $U_{max}$  为当前时刻前一个周期内电压峰值的绝对值。

[0059] 积分分离变速步骤将周期滑窗积分环节和积分误差校正环节的输出量进行叠加作为 PI 调节的误差输入  $e(k) = R_1(k) + R_2(k)$ , 构建积分分离变速函数  $f[e(k)]$ , 确保误差较大时, 使得积分慢一些, 避免积分造成系统稳定性差, 超调高, 误差较小时, 使得积分快一些, 充分利用积分稳态精度高的优势。

[0060] 积分分离变速函数  $f[e(k)]$  的表达式如下:



$$[0061] \quad f[e(k)] = \begin{cases} 1 & |e(k)| \leq \alpha \\ \frac{\alpha + \beta - |e(k)|}{\alpha} & \alpha < |e(k)| \leq \alpha + \beta \\ 0 & |e(k)| > \alpha + \beta \end{cases},$$

值 $\beta$ 。

[0062] 变参数积分分离变速PI调节器的输出电网同步角频率 $\omega(k)$ ,其积分环节输出量为 $\omega_i$ ,比例环节输出量为 $\omega_p$ 。则有 $\omega_p(k) = k_p \times e(k)$ ,  $\omega_i(k) = \omega_i(k-1) + \frac{T_s}{2}[e(k) + e(k-1)]$ ,  $\omega(k) = \omega_p(k) + f[e(k)] \times k_i \times \omega_i(k)$ ,最后对输出角频率进行限幅输出,使得输出角频率限制在正常电网的中心角频率 $\omega_0$ 附近,确保输出角频率限制在 $[\omega_0 - 2\pi \Delta f, \omega_0 + 2\pi \Delta f]$ 之间。

[0063] 角频率积分环节步骤,将变参数积分分离变速PI调节环节输出的限幅角频率进行离散积分后,得到与电网同步的相位角。离散积分采用三阶积分方式,  $\theta(k) = \theta(k-1) + \frac{T_s}{12} \times [23 \times \omega(k-1) - 16 \times \omega(k-2) + 5 \times \omega(k-3)]$  具体实施方式如图6所示。

[0064] 频率估计环节步骤,将变参数积分分离变速PI调节环节输出的限幅角频率进行频率转换,转换后进行频率变化率限幅,最后经过低通滤波器滤波得到电网的估计频率。将此估计频率作为变频率周期积分环节以及计算一个电网周期内采样点数的依据,具体实施方式如图7所示。

[0065] 频率变化率限幅器起到限制变参数积分分离变速PI调节环节输出的角频率输出超调过大,起到提高频率估计输出暂态稳定性的作用。

[0066] 低通滤波器采用二阶低通滤波器,其表达式如下:

$$[0067] \quad LPF(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}$$

[0068] 其中 $\omega_c$ 为低通滤波器的截止角频率, $\xi$ 为阻尼系数,由于PI调节环节输出的角频率在电网不存在谐波时,含有二次波动,在电网存在较大的谐波时,含有 $2n$ 次波动,因此在选择 $\omega_c$ 应小于输入电网电压的最小角频率的2倍,则 $\omega_c$ 可以取 $80\pi$ 。

[0069] 本发明所要解决的技术问题是针对现有锁相技术在谐波严重或者频率波动的情况下,锁相环输出存在较大的静态误差,提出一种频率相位双反馈单相高精度锁相技术,改进锁相环的环路滤波器。传统的环路滤波器直接由PI调节器组成,这种环路滤波器稳态精度差,不能完全消除谐波以及频率变化对锁相环的输出精度的影响,因此本发明改进了传统锁相的环路滤波器,本发明的使用变频率周期积分环节和变参数积分分离变速PI调节环节组成的滤波环路,变频率周期积分环节又由周期滑窗积分环节和积分误差校正环节组成,周期滑窗积分环节,避免重复运算,在每个周期内只有一个加法和减法运算,程序实现简单,运算速度快,跟踪速度快;引进变频率周期积分误差校正环节,解决了采样点数间的累积误差和数值分析中截断误差对锁相环的影响,进一步提高了锁相环的同步精度。由于传统锁相环PI调节器,若调节系数选取过大,锁相速度快,但是输出波动大,结果不精确,若选取较小,虽然波动会减小波动,但是锁相速度被大大降低。因此,本发明提出采用变

参数积分分离变速PI调节环节进行调节,可以保证锁相快速性的前提下,提高锁相精度,消除静差。改进后的环路滤波器可以在稳态时消除谐波以及频率变化对锁相环的输出精度的影响。

[0070] 采用本发明的实施步骤进行仿真验证,采样周期为 $T_s=0.0001s$ ,在0.5s前电网频率为50Hz,并且只有基波电压,不含有谐波电压,其电网电压为 $U_{sa}=311\sin(100\pi t+\pi/8)$ ;在0.5s时改变电网频率为51Hz,并增加5%的3次电网谐波,相位超前基波 $\pi/8$ ,10%的5次谐波,相位超前基波 $5\pi/24$ ,电网电压为

[0071]  $U_{sa}=311\sin[102\pi(t-0.5)+\pi/8]+15.5\sin[306\pi(t-0.5)+\pi/4]+31.1\sin[510\pi(t-0.5)+\pi/3]$

[0072] 其电网波形如图8所示。

[0073] 采用发明实施后,如图9所示,实心线为电网实际基波标么值,虚线为本发明跟踪的电网基波标么值。可以看出在0.56s时,完全跟踪上系统电网电压基波分量。并且在0.5s后加入谐波,并未对锁相环造成影响。如图10所示,电网电压跟踪频率超调小,小于0.03Hz,并且电网的跟踪频率在0.66s时满足《GB 19862-2005电能质量监测设备通用要求》对电网频率的偏差小于0.01Hz,并且0.7s达到稳定值,稳态误差小于0.001Hz,最终稳态误差能达到 $10^{-5}$ 级。

[0074] 本说明书中所描述的以上内容仅仅是对本发明所作的举例说明。本发明所属技术领域的技术人员可以对所描述的具体实施例做各种修改或补充或采用类似的方式替代,只要不偏离本发明说明书的内容或者超越本权利要求书所定义的范围,均应属于本发明的保护范围。

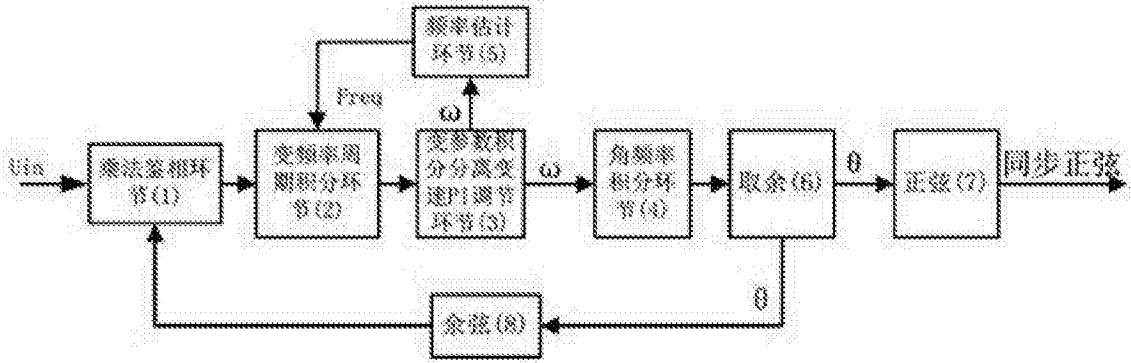


图1

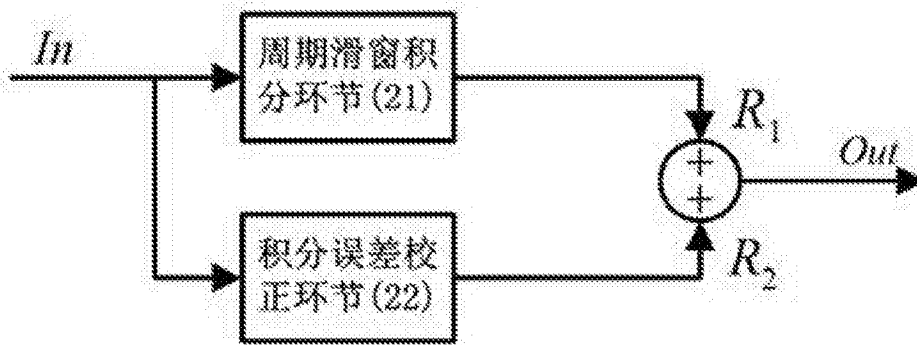


图2

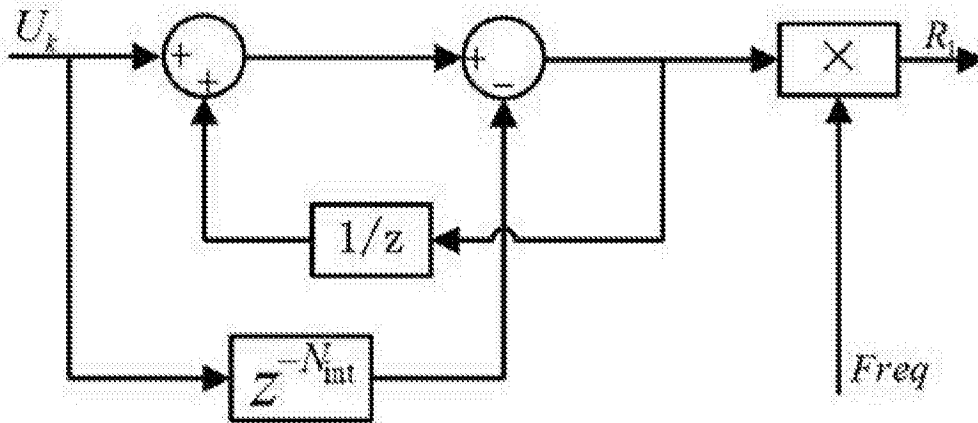


图3

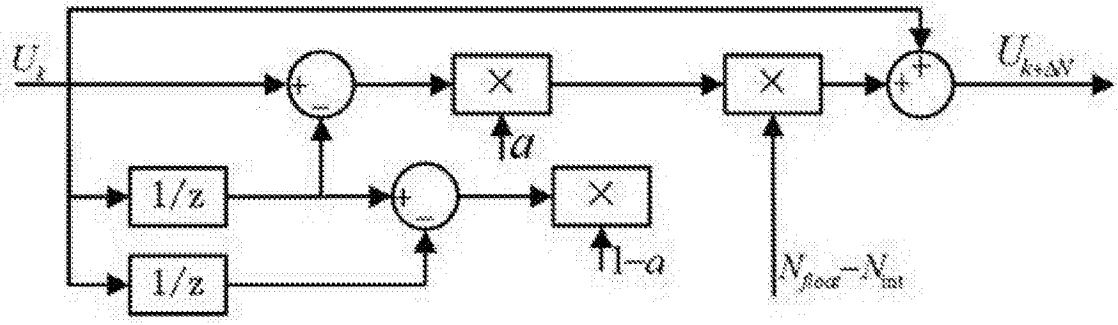


图4

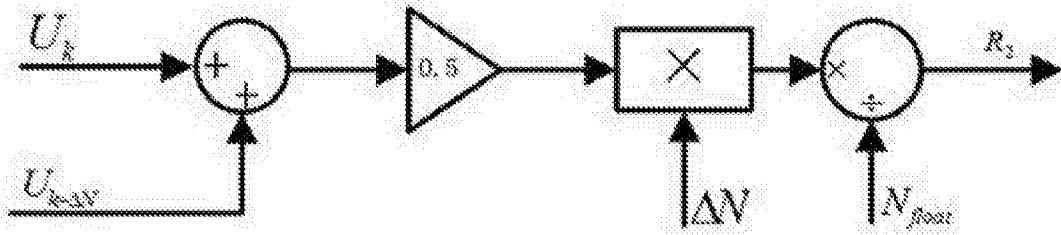


图5

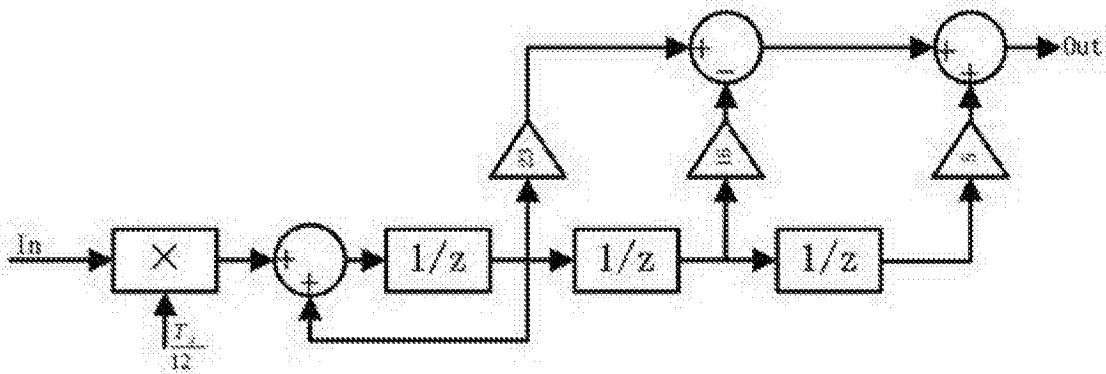


图6



图7

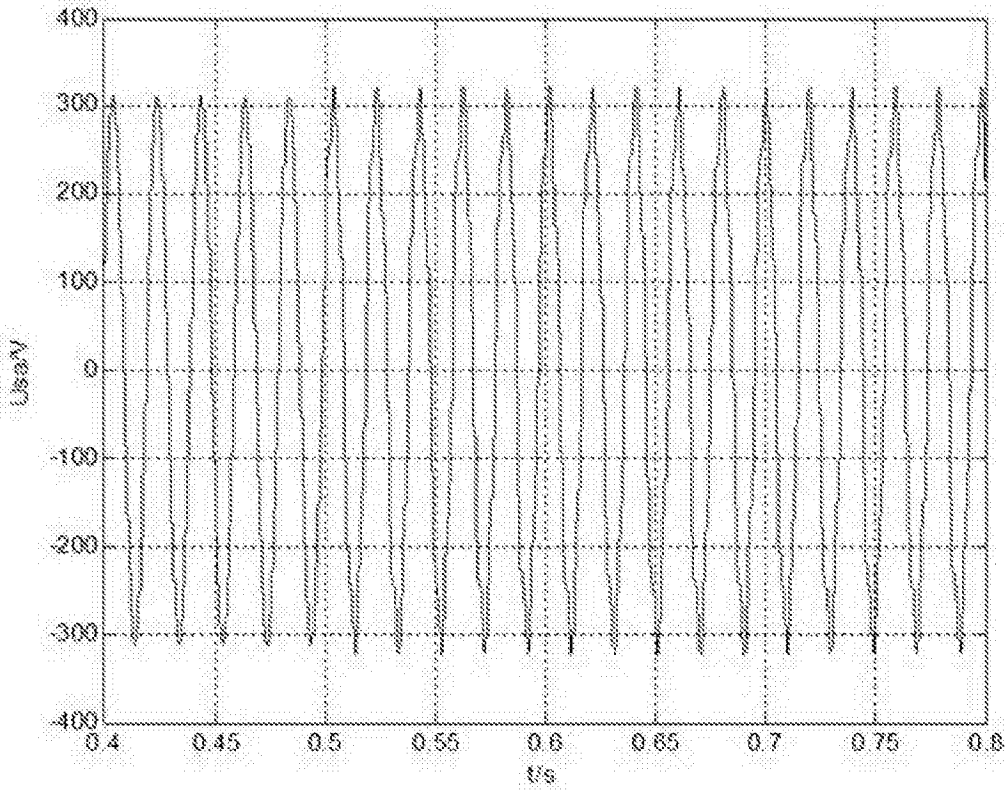


图8

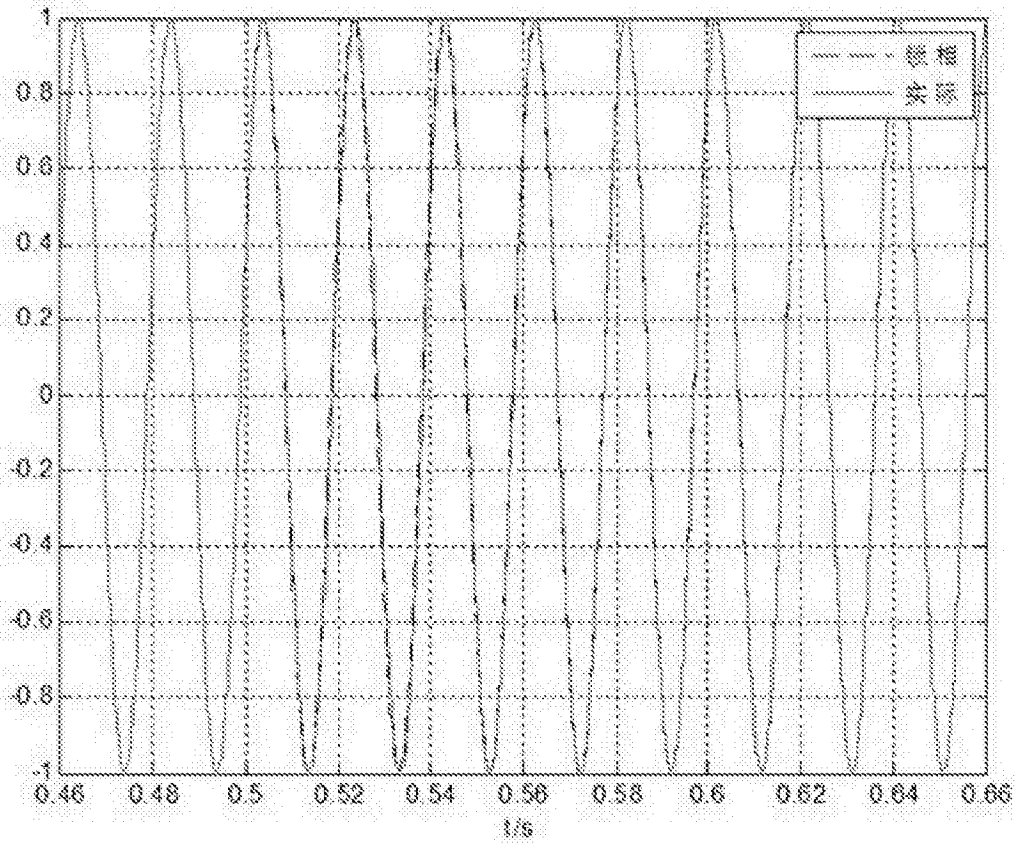


图9

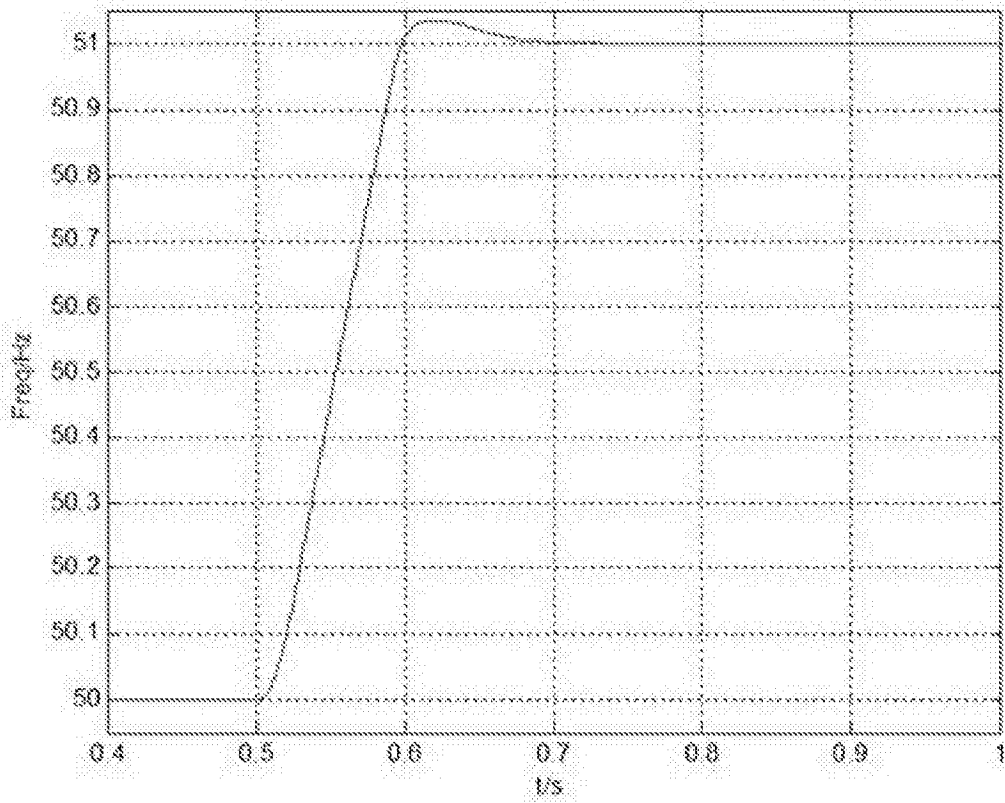


图10