



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105445552 B

(45)授权公告日 2018.07.27

(21)申请号 201510400898.6

H03H 17/02(2006.01)

(22)申请日 2015.07.09

(56)对比文件

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 105445552 A

CN 101251556 A, 2008.08.27,

CN 104459321 A, 2015.03.25,

CN 104267257 A, 2015.01.07,

CN 101576586 A, 2009.11.11,

JP 特开2001-264370 A, 2001.09.26,

US 6646477 B1, 2003.11.11,

EP 0394206 B1, 1995.03.15,

(43)申请公布日 2016.03.30

(73)专利权人 深圳市科润宝实业有限公司

地址 518000 广东省深圳市宝安区新安街
道44区创业西路东南侧富源商贸大厦
1栋A座1004

审查员 刘钰薇

(72)发明人 徐庆伟 李鑫亮

(74)专利代理机构 深圳市精英专利事务所

44242

代理人 冯筠

(51)Int.Cl.

G01R 25/00(2006.01)

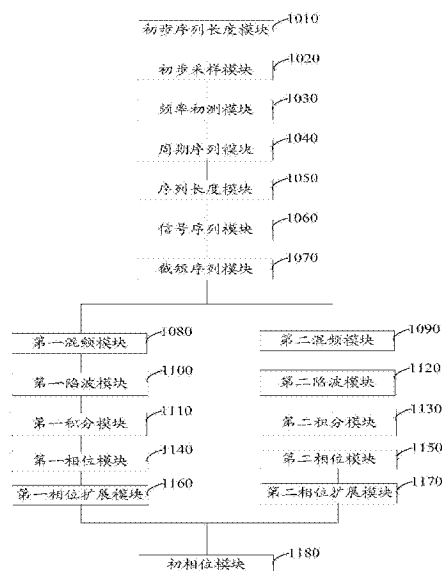
权利要求书5页 说明书21页 附图4页

(54)发明名称

正弦信号的初相位检测方法和系统

(57)摘要

本发明涉及一种正弦信号的初相位检测方法和系统,所述方法包括:对采样所得的信号序列进行截短处理,获得截短信号序列;以所测参考频率的余弦函数和参考频率的正弦函数分别与信号序列和截短信号序列相乘,生成两组实频向量序列和虚频向量序列;通过对两组虚频向量序列和实频向量序列数字陷波,生成两组虚数向量陷波序列和实数向量陷波序列,进而积分生成两组虚数向量积分值和实数向量积分值;再根据预设的相位转换规则,将两组实数向量积分值和虚数向量积分值转换为两个相位,再将两个相位进行扩展,获得扩展相位;进而根据预设的初相位转换规则,将两个扩展相位转换为所述正弦信号的初相位。实施本发明,获得准确度较高的初相位。



1. 一种正弦信号的初相位检测方法,其特征在于,包括以下步骤:

根据正弦信号频率范围的下限和预设采样频率及预设信号周期数,获得初步采样序列长度;

根据所述初步采样序列长度,对所述正弦信号进行初步采样,获得所述正弦信号的初步采样序列;

对所述初步采样序列进行频率初测,生成所述正弦信号的初步频率,以所述初步频率给定参考频率;

根据预设采样频率和所述参考频率计算所述正弦信号的单位周期序列长度;

根据所述预设信号周期数和所述单位周期序列长度,获得预设序列长度;

根据预设序列长度,从所述初步采样序列中,获得信号序列;

对所述信号序列进行截短处理,获得截短信号序列;

以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列相乘,生成第一实频向量序列和第一虚频向量序列;

以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述截短信号序列相乘,生成第二实频向量序列和第二虚频向量序列;

分别对所述第一实频向量序列和所述第一虚频向量序列进行数字陷波,生成第一实频向量陷波序列和第一虚频向量陷波序列;

分别对所述第一实频向量陷波序列和所述第一虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第一实频向量积分值和第一虚频向量积分值;

分别对所述第二实频向量序列和所述第二虚频向量序列进行数字陷波,生成第二实频向量陷波序列和第二虚频向量陷波序列;

分别对所述第二实频向量陷波序列和所述第二虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第二实频向量积分值和第二虚频向量积分值;

根据预设的相位转换规则,将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值转

换为第一相位;所述预设的相位转换规则为:通过公式

$$\begin{aligned} PH_1 &= -\arctan\left(\frac{I_1}{R_1}\right) = \frac{\Omega T_n L1}{2} + \alpha(\Omega) + \varphi \\ &= \frac{\Omega T_n N}{2} + \varphi \end{aligned}$$

将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值转换为第一相位,其中 PH_1 为第一相位,单位rad; R_1 为第一实频向量积分值; I_1 为第一虚频向量积分值; Ω 为信号频率与参考频率的频差,单位rad/s; T_n 为采样间隔,单位s; n 为序列离散数,单位无量纲; $L1$ 为第一积分长度,单位无量纲, $L1$ 为1.5倍所述单位周期序列长度; $\alpha(\Omega)$ 为数字陷波在频差 Ω 的移相,单位rad; φ 为信号初相位,单位rad; N 信号序列长度,单位无量纲,信号序列长度等于所述预设序列长度;

根据预设的相位转换规则,将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值转

换为第二相位;所述预设的相位转换规则为:通过公式

$$\begin{aligned} PH_2 &= -\arctan\left(\frac{I_2}{R_2}\right) = \frac{\Omega T_n L2}{2} + \alpha(\Omega) + \varphi \\ &= \frac{\Omega T_n N_s}{2} + \varphi \end{aligned}$$

将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值转换为第二相位,其中 PH_2 为第二相位,单位rad; R_2 为第二实频向量积分值; I_2 为第二虚频向量积分值; L_2 为第二积分长度,单位无量纲, L_2 为0.75倍所述单位周期序列长度; N_s 为截短信号序列长度,单位无量纲;

根据预设的第一相位扩展规则,对所述第一相位进行扩展,获得第一扩展相位;所述预

设的第一相位扩展规则为:通过公式 $Ph_1 = \begin{cases} R_1 \geq 0 \ \& \ -I_1 \geq 0 & Ph_1 = PH_1 \\ R_1 \geq 0 \ \& \ -I_1 < 0 & Ph_1 = PH_1 \\ R_1 < 0 \ \& \ -I_1 \geq 0 & Ph_1 = PH_1 + \pi \\ R_1 < 0 \ \& \ -I_1 < 0 & Ph_1 = PH_1 - \pi \end{cases}$ 获得第一

扩展相位,其中 Ph_1 为第一扩展相位,范围在 $0 \sim \pm \pi$ rad; $\&$ 代表与逻辑;

根据预设的第二相位扩展规则,对所述第二相位进行扩展,获得第二扩展相位;所述预

设的第二相位扩展规则为:通过公式 $Ph_2 = \begin{cases} R_2 \geq 0 \ \& \ -I_2 \geq 0 & Ph_2 = PH_2 \\ R_2 \geq 0 \ \& \ -I_2 < 0 & Ph_2 = PH_2 \\ R_2 < 0 \ \& \ -I_2 \geq 0 & Ph_2 = PH_2 + \pi \\ R_2 < 0 \ \& \ -I_2 < 0 & Ph_2 = PH_2 - \pi \end{cases}$ 获得第

二扩展相位,其中 PH_2 为所述第二相位,范围在 $0 \sim \pm 0.5\pi$ rad; Ph_2 为第二扩展相位,范围在 $0 \sim \pm \pi$ rad;

根据预设的初相位转换规则,将所述第一扩展相位和所述第二扩展相位转换为所述正

弦信号的初相位;所述预设的初相位转换规则为:根据公式 $Ph_1 = \begin{cases} R_1 \geq 0 \ \& \ -I_1 \geq 0 & Ph_1 = PH_1 \\ R_1 \geq 0 \ \& \ -I_1 < 0 & Ph_1 = PH_1 \\ R_1 < 0 \ \& \ -I_1 \geq 0 & Ph_1 = PH_1 + \pi \\ R_1 < 0 \ \& \ -I_1 < 0 & Ph_1 = PH_1 - \pi \end{cases}$

和公式 $Ph_2 = \begin{cases} R_2 \geq 0 \ \& \ -I_2 \geq 0 & Ph_2 = PH_2 \\ R_2 \geq 0 \ \& \ -I_2 < 0 & Ph_2 = PH_2 \\ R_2 < 0 \ \& \ -I_2 \geq 0 & Ph_2 = PH_2 + \pi \\ R_2 < 0 \ \& \ -I_2 < 0 & Ph_2 = PH_2 - \pi \end{cases}$ 生成与所述预设的初相位转换规则对应

的初相位公式 $PH_\varphi = \frac{Ph_1 N_s - Ph_2 N}{N_s - N} = \varphi$,其中, PH_φ 为正弦信号初相位检测值,单位rad; N 为预设序列长度,单位无量纲。

2. 根据权利要求1所述的正弦信号的初相位检测方法,其特征在于,根据正弦信号频率范围的下限和预设采样频率及预设信号周期数,获得初步采样序列长度的步骤包括以下步骤:

通过以下所述公式将所述正弦信号频率的下限和预设采样频率及预设信号周期数转换为所述初步采样序列长度:

$$N_{\text{start}} = (\text{int}) \frac{C_{2\pi} f_n}{f_{\min}};$$

其中, N_{start} 为所述初步采样序列长度,单位无量纲; (int) 表示取整; $C_{2\pi}$ 为所述预设信号周期数,单位无量纲; $f_{\min}$ 为正弦信号频率范围的下限,单位Hz; f_n 为所述预设采样频率,单位Hz。

3. 根据权利要求1所述的正弦信号的初相位检测方法,其特征在于,所述初步频率通过

对所述初步采样序列采用零交法、基于滤波的算法、基于小波变换算法、基于神经网络的算法、基于DFT变换的频率算法或基于相位差的频率算法获得。

4. 根据权利要求1所述的正弦信号的初相位检测方法,其特征在于,所述数字陷波由二级滑动三角窗算术平均陷波加二级滑动矩形窗算术平均陷波构成。

5. 根据权利要求1所述的正弦信号的初相位检测方法,其特征在于,根据预设的相位扩展规则,将所述第一相位或所述第二相位扩展为所述第一扩展相位或所述第二扩展相位的步骤包括以下步骤:

如果所述实频向量积分值大于等于零的同时,所述虚频向量积分值的相反数大于等于零,则所述扩展相位等于所述相位;

如果所述实频向量积分值大于等于零的同时,所述虚频向量积分值的相反数小于零,则所述扩展相位等于所述相位;

如果所述实频向量积分值小于零的同时,所述虚频向量积分值的相反数大于等于零,则所述扩展相位等于所述相位加 π rad;

如果所述实频向量积分值小于零的同时,所述虚频向量积分值的相反数小于零,则所述扩展相位等于所述相位减 π rad。

6. 一种正弦信号的初相位检测系统,其特征在于,包括:

初步序列长度模块,用于根据正弦信号频率范围的下限和预设采样频率及预设信号周期数,获得初步采样序列长度;

初步采样模块,用于根据所述初步采样序列长度,对所述正弦信号进行初步采样,获得所述正弦信号的初步采样序列;

频率初测模块,用于对所述初步采样序列进行频率初测,生成所述正弦信号的初步频率,以所述初步频率给定参考频率;

周期序列模块,用于根据预设采样频率和所述参考频率计算所述正弦信号的单位周期序列长度;

序列长度模块,根据所述预设信号周期数和所述单位周期序列长度,获得预设序列长度;

信号序列模块,用于根据所述预设序列长度,从所述初步采样序列中,获得信号序列;

截短序列模块,用于对所述信号序列进行截短处理,获得截短信号序列;

第一混频模块,用于以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列相乘,生成第一实频向量序列和第一虚频向量序列;

第二混频模块,用于以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述截短信号序列相乘,生成第二实频向量序列和第二虚频向量序列;

第一陷波模块,用于分别对所述第一实频向量序列和所述第一虚频向量序列进行数字陷波,生成第一实频向量陷波序列和第一虚频向量陷波序列;

第一积分模块,用于分别对所述第一实频向量陷波序列和所述第一虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第一实频向量积分值和第一虚频向量积分值;

第二陷波模块,用于分别对所述第二实频向量序列和所述第二虚频向量序列进行数字陷波,生成第二实频向量陷波序列和第二虚频向量陷波序列;

第二积分模块,用于分别对所述第二实频向量陷波序列和所述第二虚频向量陷波序列

进行积分运算,生成第二实频向量积分值和第二虚频向量积分值;

第一相位模块,用于根据预设的相位转换规则,将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值转换为第一相位;所述预设的相位转换规则为:通过公式

$$PH_1 = -\arctan\left(\frac{I_1}{R_1}\right) = \frac{\Omega T_n L1}{2} + \alpha(\Omega) + \varphi$$

将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频

$$= \frac{\Omega T_n N}{2} + \varphi$$

向量积分值转换为第一相位,其中 PH_1 为第一相位,单位rad; R_1 为第一实频向量积分值; I_1 为第一虚频向量积分值; Ω 为信号频率与参考频率的频差,单位rad/s; T_n 为采样间隔,单位s; n 为序列离散数,单位无量纲; $L1$ 为第一积分长度,单位无量纲, $L1$ 为1.5倍所述单位周期序列长度; $\alpha(\Omega)$ 为数字陷波在频差 Ω 的移相,单位rad; φ 为信号初相位,单位rad; N 信号序列长度,单位无量纲,信号序列长度等于所述预设序列长度;

第二相位模块,用于根据所述预设的相位转换规则,将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值转换为第二相位;所述预设的相位转换规则为:通过公式

$$PH_2 = -\arctan\left(\frac{I_2}{R_2}\right) = \frac{\Omega T_n L2}{2} + \alpha(\Omega) + \varphi$$

将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频

$$= \frac{\Omega T_n N_s}{2} + \varphi$$

向量积分值转换为第二相位,其中 PH_2 为第二相位,单位rad; R_2 为第二实频向量积分值; I_2 为第二虚频向量积分值; $L2$ 为第二积分长度,单位无量纲, $L2$ 为0.75倍所述单位周期序列长度; N_s 为截短信号序列长度,单位无量纲;

第一相位扩展模块,用于根据预设的第一相位扩展规则,将所述第一相位扩展为第一

扩展相位;所述预设的第一相位扩展规则为:通过公式 $Ph_1 = \begin{cases} R_1 \geq 0 \ \& \ -I_1 \geq 0 & Ph_1 = PH_1 \\ R_1 \geq 0 \ \& \ -I_1 < 0 & Ph_1 = PH_1 \\ R_1 < 0 \ \& \ -I_1 \geq 0 & Ph_1 = PH_1 + \pi \\ R_1 < 0 \ \& \ -I_1 < 0 & Ph_1 = PH_1 - \pi \end{cases}$

获得第一扩展相位,其中 Ph_1 为第一扩展相位,范围在 $0 \sim \pm \pi$ rad;&代表与逻辑;

第二相位扩展模块,用于根据预设的第二相位扩展规则,将所述第二相位扩展为第二扩展相位;所述预设的第二相位扩展规则为:通过公式

$Ph_2 = \begin{cases} R_2 \geq 0 \ \& \ -I_2 \geq 0 & Ph_2 = PH_2 \\ R_2 \geq 0 \ \& \ -I_2 < 0 & Ph_2 = PH_2 \\ R_2 < 0 \ \& \ -I_2 \geq 0 & Ph_2 = PH_2 + \pi \\ R_2 < 0 \ \& \ -I_2 < 0 & Ph_2 = PH_2 - \pi \end{cases}$ 获得第二扩展相位,其中 PH_2 为所述第二相

位,范围在 $0 \sim \pm 0.5\pi$ rad; Ph_2 为第二扩展相位,范围在 $0 \sim \pm \pi$ rad;

初相位模块,用于根据预设的初相位转换规则,将所述第一扩展相位和所述第二扩展相位转换为所述正弦信号的初相位;所述预设的初相位转换规则为:根据公式

$$\text{Ph}_1 = \begin{cases} R_1 \geq 0 & \& -I_1 \geq 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 \\ R_1 \geq 0 & \& -I_1 < 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 \\ R_1 < 0 & \& -I_1 \geq 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 + \pi \\ R_1 < 0 & \& -I_1 < 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 - \pi \end{cases} \text{和公式} \text{Ph}_2 = \begin{cases} R_2 \geq 0 & \& -I_2 \geq 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 \\ R_2 \geq 0 & \& -I_2 < 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 \\ R_2 < 0 & \& -I_2 \geq 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 + \pi \\ R_2 < 0 & \& -I_2 < 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 - \pi \end{cases}$$

生成与所述预设的初相位转换规则对应的初相位公式 $\text{PH}_\varphi = \frac{\text{Ph}_1 N_S - \text{Ph}_2 N}{N_S - N} = \varphi$, 其中,

PH_φ 为正弦信号初相位检测值, 单位rad; N 为预设序列长度, 单位无量纲。

7. 根据权利要求6所述的正弦信号的初相位检测系统, 其特征在于, 所述初步采样模块根据正弦信号频率范围的下限和预设采样频率及预设信号周期数, 获得初步采样序列长度的步骤包括以下步骤:

通过以下所述公式将所述正弦信号频率的下限和预设采样频率及预设信号周期数转换为所述初步采样序列长度:

$$N_{\text{start}} = (\text{int}) \frac{C_{2\pi} f_n}{f_{\min}};$$

其中, N_{start} 为所述初步采样序列长度, 单位无量纲; (int) 表示取整; $C_{2\pi}$ 为所述预设信号周期数, 单位无量纲; $f_{\min}$ 为正弦信号频率范围的下限, 单位Hz; f_n 为所述预设采样频率, 单位Hz。

8. 根据权利要求6所述的正弦信号的初相位检测系统, 其特征在于, 所述初测模块通过对所述初步采样序列采用零交法、基于滤波的算法、基于小波变换算法、基于神经网络的算法、基于DFT变换的频率算法或基于相位差的频率算法来获得所述初步频率。

9. 根据权利要求6所述的正弦信号的初相位检测系统, 其特征在于, 所述第一陷波模块、第二陷波模块包括二滑动三角窗算术平均陷波器和加二级滑动矩形窗算术平均陷波器。

10. 根据权利要求6所述的正弦信号的初相位检测系统, 其特征在于, 所述初相位模块根据预设的相位扩展规则, 将所述第一相位或所述第二相位扩展为所述第一扩展相位或所述第二扩展相位的步骤包括以下步骤:

如果所述实频向量积分值大于等于零的同时, 所述虚频向量积分值的相反数大于等于零, 则所述扩展相位等于所述相位;

如果所述实频向量积分值大于等于零的同时, 所述虚频向量积分值的相反数小于零, 则所述扩展相位等于所述相位;

如果所述实频向量积分值小于零的同时, 所述虚频向量积分值的相反数大于等于零, 则所述扩展相位等于所述相位加 π rad;

如果所述实频向量积分值小于零的同时, 所述虚频向量积分值的相反数小于零, 则所述扩展相位等于所述相位减 π rad。

正弦信号的初相位检测方法和系统

技术领域

[0001] 本发明涉及电力技术领域,特别是涉及一种正弦信号的初相位检测方法和系统。

背景技术

[0002] 电力系统的频率测量、相位测量、幅值测量等在本质上均为正弦信号参数的测量。傅里叶变换是实现正弦信号参数测量的基本方法,在电力系统中有广泛的应用。但随着正弦参数测量技术的发展,傅里叶变换存在的问题也越显突出,其难以进一步满足电力系统对正弦参数高准确度计算的要求。

[0003] 在电力系统正弦信号参数测量方面,还有一些改进的参数测量方法,如零交法、基于滤波的测量法、基于小波变换法、基于神经网络的测量法、基于DFT变换的测量法等。但是,以上所述方法对低频信号(比如,电网运行额定工频在50Hz附近)的测量精度低,且抗谐波和噪声干扰性差。

发明内容

[0004] 本发明所要解决的技术问题在于,提供一种正弦信号的初相位检测方法,其对电力系统的低频正弦信号的正弦参数测量精度高,且抗谐波和噪声干扰性好。

[0005] 为解决上述技术问题,本发明采用如下技术方案:

[0006] 一种正弦信号的初相位检测方法,包括以下步骤:

[0007] 根据正弦信号频率范围的下限和预设采样频率及预设信号周期数,获得初步采样序列长度;

[0008] 根据所述初步采样序列长度,对所述正弦信号进行初步采样,获得所述正弦信号的初步采样序列;

[0009] 对所述初步采样序列进行频率初测,生成所述正弦信号的初步频率,以所述初步频率给定参考频率;

[0010] 根据预设采样频率和所述参考频率计算所述正弦信号的单位周期序列长度;

[0011] 根据预设信号周期数和预设采样频率,获得预设序列长度;

[0012] 根据所述预设序列长度,从所述初步采样序列中,获得所述预设序列长度的信号序列;

[0013] 对所述信号序列进行截短处理,获得截短信号序列,所述截短信号序列的长度相对所述信号序列的长度的截短值为所述单位周期序列长度的0.75倍;

[0014] 以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列相乘,生成第一实频向量序列和第一虚频向量序列;

[0015] 以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述截短信号序列相乘,生成第二实频向量序列和第二虚频向量序列;

[0016] 分别对所述第一实频向量序列和所述第一虚频向量序列进行数字陷波,生成第一实频向量陷波序列和第一虚频向量陷波序列;

- [0017] 分别对所述第一实频向量陷波序列和所述第一虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第一实频向量积分值和第一虚频向量积分值;
- [0018] 分别对所述第二实频向量序列和所述第二虚频向量序列进行数字陷波,生成第二实频向量陷波序列和第二虚频向量陷波序列;
- [0019] 分别对所述第二实频向量陷波序列和所述第二虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第二实频向量积分值和第二虚频向量积分值;
- [0020] 根据预设的相位转换规则,将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值转换为第一相位;
- [0021] 根据预设的相位转换规则,将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值转换为第二相位;
- [0022] 根据预设的相位扩展规则,对所述第一相位进行扩展,获得第一扩展相位;
- [0023] 根据预设的相位扩展规则,对所述第二相位进行扩展,获得第二扩展相位;
- [0024] 根据预设的初相位转换规则,将所述第一扩展相位和所述第二扩展相位转换为所述正弦信号的初相位。
- [0025] 本发明所要解决的技术问题还在于提供一种正弦信号的初相位检测系统,其对低频正弦信号的正弦参数测量精度高,且抗谐波和噪声干扰性好。
- [0026] 为解决上述技术问题,本发明采用如下技术方案:
- [0027] 一种正弦信号的初相位检测系统,包括:
- [0028] 初步序列长度模块,用于根据正弦信号频率范围的下限和预设采样频率及预设信号周期数,获得初步采样序列长度;
- [0029] 初步采样模块,用于根据正弦信号频率范围的下限和预设采样频率及预设信号周期数对正弦信号进行采样,获得所述正弦信号的初步采样序列;
- [0030] 频率初测模块,用于对所述初步采样序列进行频率初测,生成所述正弦信号的初步频率,以所述初步频率给定参考频率;
- [0031] 周期序列模块,用于根据预设采样频率和所述参考频率计算所述正弦信号的单位周期序列长度;
- [0032] 序列长度模块,根据所述预设信号周期数和所述单位周期序列长度,获得预设序列长度;
- [0033] 信号序列模块,用于根据所述预设序列长度,从所述初步采样序列中,获得所述预设序列长度的信号序列;
- [0034] 截短序列模块,用于对所述信号序列进行截短处理,获得截短信号序列,;
- [0035] 第一混频模块,用于以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列相乘,生成第一实频向量序列和第一虚频向量序列;
- [0036] 第二混频模块,用于以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述截短信号序列相乘,生成第二实频向量序列和第二虚频向量序列;
- [0037] 第一陷波模块,用于分别对所述第一实频向量序列和所述第一虚频向量序列进行数字陷波,生成第一实频向量陷波序列和第一虚频向量陷波序列;
- [0038] 第一积分模块,用于分别对所述第一实频向量陷波序列和所述第一虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第一实频向量积分值和第一虚频向量积分值;

[0039] 第二陷波模块,用于分别对所述第二实频向量序列和所述第二虚频向量序列进行数字陷波,生成第二实频向量陷波序列和第二虚频向量陷波序列;

[0040] 第二积分模块,用于分别对所述第二实频向量陷波序列和所述第二虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第二实频向量积分值和第二虚频向量积分值;

[0041] 第一相位模块,用于根据预设的相位转换规则,将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值转换为第一相位;

[0042] 第二相位模块,用于根据所述预设的相位转换规则,将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值转换为第二相位;

[0043] 第一相位扩展模块,用于根据预设的相位扩展规则,将所述第一相位扩展为第一扩展相位;

[0044] 第二相位扩展模块,用于根据预设的相位扩展规则,将所述第二相位扩展为第二扩展相位;

[0045] 初相位模块,用于根据预设的初相位转换规则,将所述第一扩展相位和所述第二扩展相位转换为所述正弦信号的初相位。

[0046] 本发明与现有技术相比的有益效果是:对采样所得的信号序列进行截短处理,获得截短信号序列;以所测参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列和所述截短信号序列相乘,生成两组实频向量序列和虚频向量序列;通过对两组虚频向量序列和实频向量序列数字陷波,生成两组虚数向量陷波序列和实数向量陷波序列,进而积分生成两组虚数向量积分值和实数向量积分值;再根据预设的相位转换规则,将两组实数向量积分值和虚数向量积分值转换为两个相位;再将两个相位进行扩展,获得扩展相位。进而根据预设的初相位转换规则,将两个扩展相位转换为所述正弦信号的初相位。

[0047] 由于数字陷波可以在某一个频率点迅速衰减输入信号,以达到阻碍此频率信号通过的效果,因此,当该数字陷波的陷波频率点设为对应混频干扰频率点时,该数字陷波对所述混频干扰频率具有深度的抑制作用。如此,采用本发明的正弦信号的初相位检测方法和设备,其对低频正弦信号的正弦参数测量精度高,且抗谐波和噪声干扰性好。

附图说明

[0048] 图1是本发明正弦信号的初相位检测方法在一些实施方式中的流程示意图。

[0049] 图2是本发明正弦信号的初相位检测系统在一些实施方式中的结构示意图。

[0050] 图3是本发明正弦信号的初相位检测方法的信号序列与截短信号序列示意图。

[0051] 图4是本发明正弦信号的初相位检测系统的初相位检测相对误差的实验结果示意图。

[0052] 图5是本发明正弦信号的初相位检测系统的三角窗函数1外形与三角窗算术平均陷波器1的频域特性示意图。

[0053] 图6是本发明正弦信号的初相位检测系统的三角窗函数2外形与三角窗算术平均陷波器2的频域特性示意图。

具体实施方式

[0054] 为了使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚,下面将结合附图对本发明作进

一步地详细描述。

[0055] 本发明中的步骤虽然用标号进行了排列,但并不用于限定步骤的先后次序,除非明确说明了步骤的次序或者某步骤的执行需要其他步骤作为基础,否则步骤的相对次序是可以调整的。

[0056] 在一些实施例中,如图1所示,正弦信号的初相位检测方法包括以下步骤:

[0057] S101根据正弦信号频率范围的下限和预设采样频率及预设信号周期数,获得初步采样序列长度。

[0058] S102根据所述初步采样序列长度,对所述正弦信号进行初步采样,获得所述正弦信号的初步采样序列。

[0059] S103对所述初步采样序列进行频率初测,生成所述正弦信号的初步频率,以所述初步频率给定参考频率。

[0060] S104根据预设采样频率和所述参考频率计算所述正弦信号的单位周期序列长度。

[0061] S105根据所述预设信号周期数和所述单位周期序列长度,获得预设序列长度。

[0062] S106根据所述预设序列长度,从所述初步采样序列中,获得所述预设序列长度的信号序列。

[0063] S107对所述信号序列进行截短处理,获得截短信号序列。

[0064] S108以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列相乘,生成第一实频向量序列和第一虚频向量序列。

[0065] S109以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述截短信号序列相乘,生成第二实频向量序列和第二虚频向量序列。

[0066] S110分别对所述第一实频向量序列和所述第一虚频向量序列进行数字陷波,生成第一实频向量陷波序列和第一虚频向量陷波序列。

[0067] S111分别对所述第一实频向量陷波序列和所述第一虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第一实频向量积分值和第一虚频向量积分值。

[0068] S112分别对所述第二实频向量序列和所述第二虚频向量序列进行数字陷波,生成第二实频向量陷波序列和第二虚频向量陷波序列。

[0069] S113分别对所述第二实频向量陷波序列和所述第二虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第二实频向量积分值和第二虚频向量积分值。

[0070] S114根据预设的相位转换规则,将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值转换为第一相位。

[0071] S115根据预设的相位转换规则,将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值转换为第二相位。

[0072] S116根据预设的相位扩展规则,对所述第一相位进行扩展,获得第一扩展相位。

[0073] S117根据预设的相位扩展规则,对所述第二相位进行扩展,获得第二扩展相位。

[0074] S118根据预设的初相位转换规则,将所述第一扩展相位和所述第二扩展相位转换为所述正弦信号的初相位。

[0075] 本实施方式,对采样所得的信号序列进行截短处理,获得截短信号序列;以所测参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列和所述截短信号序列相乘,生成两组实频向量序列和虚频向量序列;通过对两组虚频向量序列和实频向量序列

数字陷波,生成两组虚数向量陷波序列和实数向量陷波序列,进而积分生成两组虚数向量积分值和实数向量积分值;再根据预设的相位转换规则,将两组实数向量积分值和虚数向量积分值转换为两个相位;再将两个相位进行扩展,获得扩展相位;进而根据预设的初相位转换规则,将两个扩展相位转换为所述正弦信号的初相位,具有较高的准确度。

[0076] 之后如不加说明,所述正弦信号的初相位均指正弦信号的基波初相位。

[0077] 其中,对于步骤S101,电力系统频率范围在45Hz-55Hz,优选的,取正弦信号频率下限 $f_{\min}$ 为45Hz;根据实际需要设置所述预设信号周期数 $C_{2\pi}$,优选的,所述预设信号周期数 $C_{2\pi}$ 取整数。

[0078] 在一些实施例中,取 $C_{2\pi}$ 为整数12。

[0079] 初步采样序列长度计算,为式(1):

$$[0080] \quad N_{\text{start}} = (\text{int}) \frac{C_{2\pi} f_n}{f_{\min}} \quad (1);$$

[0081] 式中, N_{start} 为所述初步序列长度,单位无量纲;(int)表示取整; $C_{2\pi}$ 为所述预设信号周期数,单位无量纲; $f_{\min}$ 为正弦信号频率范围的下限,单位Hz; f_n 为所述预设采样频率,单位Hz。

[0082] 对于步骤S102,对所述正弦信号进行初步采样,获得所述正弦信号的初步采样序列。对单基波频率正弦信号,获得所述正弦信号的初步采样序列为式(2):

$$[0083] \quad \begin{aligned} X_{\text{start}}(n) &= A \cos(\omega T_n n + \varphi) \\ T_n &= \frac{1}{f_n} \\ n &= 0, 1, 2, 3, \dots, N_{\text{start}} - 1 \end{aligned} \quad (2);$$

[0084] 其中, $X_{\text{start}}(n)$ 为初步采样序列; A 为信号幅值,单位v; ω 为信号频率,单位rad/s; T_n 为采样间隔,单位s; f_n 为所述采样频率,单位Hz; n 为序列离散数,单位无量纲; φ 为信号初相位,单位rad; N_{start} 为初步采样序列长度,单位无量纲。

[0085] 对于步骤S103,可通过零交法、基于滤波的算法、基于小波变换算法、基于神经网络的算法、基于DFT变换的频率算法或基于相位差的频率算法对所述初步采样序列进行频率初测,获取所述初步频率。

[0086] 所述初步频率表达为式(3):

$$[0087] \quad \omega_o \quad (3);$$

[0088] 其中, ω_o 为初步频率,单位rad/s;

[0089] 优选地,所述参考频率表达为式(4):

$$[0090] \quad \omega_s = \omega_o \quad (4);$$

[0091] 其中, ω_s 为参考频率,单位rad/s; ω_o 为初步频率,单位rad/s。

[0092] 对于步骤S104,根据预设采样频率和所述参考频率计算所述正弦信号的单位周期序列长度:

[0093] 在一些实施例中,所述正弦信号的单位周期序列长度计算,为式(5):

$$N_{2\pi} = (\text{int}) \frac{f_n}{f_s} \quad (5);$$

$$f_s = \frac{\omega_s}{2\pi}$$

[0095] 式中, $N_{2\pi}$ 为所述单位周期序列长度, 单位无量纲; (int) 为取整数; f_n 为预设采样频率, 单位Hz; f_s 为Hz单位的参考频率; ω_s 为rad/s单位的参考频率。

[0096] 所述单位周期序列长度整数化存在1个采样间隔内的误差。

[0097] 对于步骤S105, 根据所述预设信号周期数和所述单位周期序列长度, 获得预设序列长度:

[0098] 在一些实施例中, 所述预设序列长度为所述单位周期序列长度的12倍, 所述预设序列长度计算, 为式(6):

$$N = (\text{int}) (C_{2\pi} N_{2\pi}) \quad (6);$$

[0100] 其中, N 为预设序列长度, 单位无量纲; (int) 为取整数; $N_{2\pi}$ 为所述单位周期序列长度, 单位无量纲。由于存在误差, 所述预设序列长度所包含的信号周期整数是大约的。

[0101] 对于步骤S106, 根据预设序列长度, 从所述初步采样序列中, 获得信号序列:

[0102] 在一些实施例中, 所述预设序列长度的信号序列, 为式(7):

$$X_i(n) = X_{\text{start}}(n) = A \cos(\omega T_n n + \varphi)$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \quad (7);$$

$$N < N_{\text{start}}$$

[0104] 其中, $X_i(n)$ 为信号序列; $X_{\text{start}}(n)$ 为初步采样序列; A 为信号幅值, 单位V; ω 为信号频率, 单位rad/s; T_n 为采样间隔, 单位s; n 为序列离散数, 单位无量纲; φ 为信号初相位, 单位rad; N 信号序列长度, 单位无量纲, 信号序列长度等于所述预设序列长度; N_{start} 为初步采样序列长度, 单位无量纲。

[0105] 所述信号序列的图形表达, 如图3所示。

[0106] 对于步骤S107, 对所述信号序列进行截短处理, 获得截短信号序列:

[0107] 在一些实施例中, 所述截短信号序列长度为所述单位周期序列长度的11.25倍, 所述截短信号序列长度计算为式(8):

$$N_s = N - 0.75 N_{2\pi} \quad (8);$$

[0109] 式中, N_s 为截短信号序列长度, 单位无量纲; N 为信号序列长度, 单位无量纲; $N_{2\pi}$ 为信号单位周期序列长度, 单位无量纲。系数0.75代表所述截短值为所述单位周期序列长度的0.75倍;

[0110] 优选地, 所述截短信号序列表达为式(9):

$$X_2(n) = A \cos(\omega T_n n + \varphi)$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_s - 1 \quad (9);$$

[0112] 式中, $X_2(n)$ 为截短信号序列; N_s 为截短信号序列长度, 单位无量纲。

[0113] 所述截短信号序列的图形表达, 如图3所示。

[0114] 对于步骤S108, 优选地, 所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数可

分别为以所述参考频率为频率、以 T_n 为间隔离散变量的正弦函数和余弦函数。

[0115] 在一些实施例中,以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列相乘,得到所述第一实频向量序列和所述第一虚频向量序列为式(10):

$$\begin{aligned}
 R_1(n) &= A\cos(\omega T_n n + \varphi)\cos(\omega_s T_n n) \\
 &= \frac{A}{2}\cos(\Omega T_n n + \varphi) + \frac{A}{2}\cos[(\omega + \omega_s)T_n n + \varphi] \\
 I_1(n) &= A\cos(\omega T_n n + \varphi)\sin(\omega_s T_n n) \\
 &= \frac{A}{2}\sin[(\omega + \omega_s)T_n n + \varphi] - \frac{A}{2}\sin(\Omega T_n n + \varphi) \quad (10); \\
 \Omega &= \omega - \omega_s \\
 n &= 1, 2, 3, \dots, N-1
 \end{aligned}$$

[0117] 其中, $R_1(n)$ 为所述第一实频向量序列; $I_1(n)$ 为所述第一虚频向量序列; Ω 为信号频率与参考频率的频差,单位rad/s; $A\cos(\Omega T_n n + \varphi)/2$ 和 $A\sin(\Omega T_n n + \varphi)/2$ 为有效分量; $A\cos[(2\omega + \omega_s)T_n n + \varphi]/2$ 和 $A\sin[(2\omega + \omega_s)T_n n + \varphi]/2$ 为混频干扰频率成分。

[0118] 对于步骤S109,以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述截短信号序列相乘,得到所述第二实频向量序列和所述第二虚频向量序列为式(11):

$$\begin{aligned}
 R_2(n) &= A\cos(\omega T_n n + \varphi)\cos(\omega_s T_n n) \\
 &= \frac{A}{2}\cos(\Omega T_n n + \varphi) + \frac{A}{2}\cos[(\omega + \omega_s)T_n n + \varphi] \\
 I_2(n) &= A\cos(\omega T_n n + \varphi)\sin(\omega_s T_n n) \\
 &= \frac{A}{2}\sin[(\omega + \omega_s)T_n n + \varphi] - \frac{A}{2}\sin(\Omega T_n n + \varphi) \quad (11); \\
 \Omega &= \omega - \omega_s \\
 n &= 1, 2, 3, \dots, N_s - 1
 \end{aligned}$$

[0120] 式中, $R_2(n)$ 为所述第二实频向量序列; $I_2(n)$ 为所述第二虚频向量序列; Ω 为信号频率与参考频率的频差,单位rad/s; $A\cos(\Omega T_n n + \varphi)/2$ 和 $A\sin(\Omega T_n n + \varphi)/2$ 为有效分量; $A\cos[(2\omega + \omega_s)T_n n + \varphi]/2$ 和 $A\sin[(2\omega + \omega_s)T_n n + \varphi]/2$ 为混频干扰频率。

[0121] 对于步骤S110,所述第一实频向量序列和所述第一虚频向量序列中包含混频干扰频率。当输入信号中包含直流成分、次谐波成分及分次谐波成分时,所述混频干扰频率将更加复杂,这些混频干扰频率严重影响计算准确度。虽然窗口函数和积分运算本身对混频干扰频率具有良好的衰减作用,但没有针对性,不能够对所述复杂的混频干扰频率产生深度的抑制作用,不能满足参数的高准确度计算需要。

[0122] 为了有针对性的抑制所述混频干扰频率的影响,可以采用一种数字陷波器,由于数字陷波可以在某一个频率点迅速衰减输入信号,以达到阻碍此频率信号通过的效果,因此,当该数字陷波的陷波频率点设为对应混频干扰频率点时,该数字陷波对所述混频干扰频率具有深度的抑制作用。

[0123] 优选地,数字陷波器具体采用滑动三角窗算术平均陷波器,即将若干个连续离散

值乘以三角窗函数后再相加,然后取其算术平均值作为本次陷波值输出。滑动三角窗算术平均陷波器需要设置三角窗参数,所述三角窗参数具体指三角窗函数序列的长度 N_w 。在三角窗参数 N_w 值为所述单位周期序列长度的3倍,可以对1/3分次谐波产生的混频干扰频率进行抑制。在三角窗参数 N_w 值为所述单位周期序列长度的4倍,可以对直流、1/2分次、1次、2次、3次、4次、5次谐波等产生的混频干扰频率进行抑制。

[0124] 考虑到实际存在误差等因数,如所述参数存在1个采样间隔以内的误差,为了深度抑制混频干扰频率影响,在每种三角窗参数的滑动三角窗算术平均陷波器前提下再增加一级滑动矩形窗算术平均陷波器,即将若干个连续离散值直接相加,然后取其算术平均值作为本次陷波值输出。滑动矩形窗算术平均陷波器需要设置矩形窗参数,所述矩形窗参数具体指矩形窗函数序列的长度 N_D 。矩形窗参数 N_D 取值为所述单位周期序列长度的1.5倍,可以对1/3分次谐波产生的混频干扰频率进行抑制。而 N_D 取值为所述单位周期序列长度的2倍,可以对直流、1/2分次、1次、2次、3次、4次、5次谐波等产生的混频干扰频率进行抑制。数字陷波器由二级滑动三角窗算术平均陷波器加二级滑动矩形窗算术平均陷波器共四级数字陷波器所构成。

[0125] 优选地,四级数字陷波器式可为式(12):

[0126]

$$\begin{aligned}
 X_D(n) = & \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{2}{N_{W2}-1} \sum_n^{N_{W2}-1} W_2(n) \left[\frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} \frac{2}{N_{W1}-1} \sum_n^{N_{W1}-1} W_1(n) X(n) \right] \\
 N_{W1} = & \begin{cases} (\text{int})(3N_{2\pi} + 1) & (\text{int})(3N_{2\pi} + 1) \text{ 计算结果为奇数} \\ (\text{int})(3N_{2\pi} + 1) - 1 & (\text{int})(3N_{2\pi} + 1) \text{ 计算结果为偶数} \end{cases} \\
 N_{D1} = & (\text{int})(1.5N_{2\pi} + 0.5) \\
 N_{W2} = & \begin{cases} (\text{int})(4N_{2\pi} + 1) & (\text{int})(2N_{2\pi} + 1) \text{ 计算结果为奇数} \\ (\text{int})(4N_{2\pi} + 1) - 1 & (\text{int})(2N_{2\pi} + 1) \text{ 计算结果为偶数} \end{cases} \\
 N_{D2} = & (\text{int})(2N_{2\pi} + 0.5) \\
 \text{对 } X(n) & \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \\
 \text{对 } W_1(n) & \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_{W1}-1 \\
 \text{对 } W_2(n) & \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_{W2}-1 \\
 \text{对 } X_D(n) & \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2} - 1
 \end{aligned} \tag{12}$$

[0127] 式中, $X(n)$ 为四级数字陷波输入序列,输入序列长度 N ; $X_D(n)$ 为四级数字陷波输出序列,输出序列长度 $N - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2}$; $W_1(n)$ 为三角函数1,其中函数峰值为1,零频率增益为0.5; $W_2(n)$ 为三角函数2,其中函数峰值为1,零频率增益为0.5; N_{W1} 为三角窗参数1,即三角窗函数1序列长度,单位无量纲,要求为奇数,以保证三角窗函数的外形为等腰三角形(如图5所示), (int) 代表取整数; N_{D1} 为矩形窗参数1,即矩形窗函数1序列长度,单位无量纲, (int) 代表取整数; N_{W2} 为三角窗参数2,即三角窗函数2序列长度,单位无量纲,要求为奇数,以保证三角窗函数的外形为等腰三角形(如图6所示), (int) 代表取整数; N_{D2} 矩形窗参数2,即矩形窗函数2序列长度,单位无量纲,式中给出了计算公式, (int) 代表取整数。

[0128] 在一些实施例中,三角窗参数 N_{W1} 取值为所述参考频率的单位周期序列长度的3倍,矩形窗参数 N_{D1} 取值为所述参考频率的单位周期序列长度的1.5倍,三角窗参数 N_{W2} 取值为所

述参考频率的单位周期序列长度的4倍,矩形窗参数 N_{D1} 取值为所述参考频率的单位周期序列长度的2倍。四级数字陷波需要使用10.5倍所述单位周期序列长度。

[0129] 对上述实施例,在所述正弦信号的基波频率 100π 、单位rad/s,得到三角窗算术平均陷波滤波器1的频域特性,如图5所示。得到三角窗算术平均陷波滤波器2的频域特性,如图6所示。

[0130] 优选地,在所述混频干扰频率成分得到完全抑制前提下,所述第一实频向量陷波序列和所述第一虚频向量陷波序列为(13):

[0131]

$$\begin{aligned}
 R_{D1}(n) &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{2}{N_{W2}-1} \sum_n^{N_{W2}-1} W_2(n) \left[\frac{1}{N_{D1}} \sum_n \frac{2}{N_{W1}-1} \sum_n^{N_{W1}-1} W_1(n) R_1(n) \right] \\
 &= \frac{AK(\Omega)}{2} \cos[\Omega T_n n + \varphi + \alpha(\Omega)] \\
 I_{D1}(n) &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{2}{N_{W2}-1} \sum_n^{N_{W2}-1} W_1(n) \left[\frac{1}{N_{D1}} \sum_n \frac{2}{N_{W1}-1} \sum_n^{N_{W1}-1} W_1(n) I_1(n) \right] \\
 &= -\frac{AK(\Omega)}{2} \sin[\Omega T_n n + \varphi + \alpha(\Omega)] \\
 \alpha(\Omega) &= \frac{\Omega T_n (N_{W1} + N_{D1} + N_{W2} + N_{D2})}{2} \\
 \text{对 } R_1(n) \quad I_1(n) \quad & n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \\
 \text{对 } R_{D1}(n) \quad I_{D1}(n) \quad & n = 0, 1, 2, 3, \dots, N - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2} - 1
 \end{aligned} \tag{13}$$

[0132] 式中, $R_{D1}(n)$ 为所述第一实频向量陷波序列; $I_{D1}(n)$ 为所述第一虚频向量陷波序列; $K(\Omega)$ 为数字陷波在频差 Ω 的无量纲增益; $\alpha(\Omega)$ 为数字陷波在频差 Ω 的移相,单位rad。

[0133] 对于步骤S111,优选地,可通过本领域技术人员惯用的积分器进行积分运算。

[0134] 积分运算式为(14):

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \frac{2}{L1} \sum_0^{L1} R_{D1}(n) = \frac{2AK(\Omega)}{\Omega T_n L1} \sin\left[\frac{\Omega T_n L1}{2}\right] \cos\left[\frac{\Omega T_n L1}{2} + \varphi + \alpha(\Omega)\right] \\
 I_1 &= \frac{2}{L1} \sum_0^{L1} I_{D1}(n) = -\frac{2AK(\Omega)}{\Omega T_n L1} \sin\left[\frac{\Omega T_n L1}{2}\right] \sin\left[\frac{\Omega T_n L1}{2} + \varphi + \alpha(\Omega)\right] \\
 n &= 0, 1, 2, 3, \dots, L1-1 \\
 L1 &= N - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2}
 \end{aligned} \tag{14}$$

[0136] 式中, R_1 为第一实频向量积分值; I_1 为第一虚频向量积分值。 $L1$ 为第一积分长度,单位无量纲, $L1$ 为1.5倍所述单位周期序列长度。

[0137] 对于步骤S112,同理和优选地,在所述混频干扰频率成分得到完全抑制前提下,所述第二实频向量陷波序列和所述第二虚频向量陷波序列为式(15):

$$\begin{aligned}
R_{D2}(n) &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{2}{N_{W2}-1} \sum_n^{N_{W2}-1} W_2(n) \left[\frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} \frac{2}{N_{W1}-1} \sum_n^{N_{W1}-1} W_1(n) R_2(n) \right] \\
&= \frac{AK(\Omega)}{2} \cos[\Omega T_n n + \varphi + \alpha(\Omega)] \\
I_{D2}(n) &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{2}{N_{W2}-1} \sum_n^{N_{W2}-1} W_1(n) \left[\frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} \frac{2}{N_{W1}-1} \sum_n^{N_{W1}-1} W_1(n) I_2(n) \right] \\
&= -\frac{AK(\Omega)}{2} \sin[\Omega T_n n + \varphi + \alpha(\Omega)] \\
\alpha(\Omega) &= \frac{\Omega T_n (N_{W1} + N_{D1} + N_{W2} + N_{D2})}{2} \\
\text{对 } R_2(n) \quad I_2(n) \quad n &= 0, 1, 2, 3, \dots, N_s - 1 \\
\text{对 } R_{D2}(n) \quad I_{D2}(n) \quad n &= N_s - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2} - 1
\end{aligned} \tag{15}$$

[0139] 其中, $R_{D2}(n)$ 为所述第二实频向量陷波序列; $I_{D2}(n)$ 为所述第二虚频向量陷波序列; $K(\Omega)$ 为数字陷波在频差 Ω 的无量纲增益; $\alpha(\Omega)$ 为数字陷波在频差 Ω 的移相, 单位rad。

[0140] 对于步骤S113, 优选地, 积分运算式可为(16):

$$\begin{aligned}
R_2 &= \frac{2}{L2} \sum_0^{L2-1} R_{D2}(n) = \frac{2AK(\Omega)}{\Omega T_n L2} \sin\left[\frac{\Omega T_n L2}{2}\right] \cos\left[\frac{\Omega T_n L2}{2} + \varphi + \alpha(\Omega)\right] \\
I_2 &= \frac{2}{L2} \sum_0^{L2-1} I_{D2}(n) = -\frac{2AK(\Omega)}{\Omega T_n L2} \sin\left[\frac{\Omega T_n L2}{2}\right] \sin\left[\frac{\Omega T_n L2}{2} + \varphi + \alpha(\Omega)\right] \\
n &= 0, 1, 2, 3, \dots, L2 - 1 \\
L2 &= N_s - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2}
\end{aligned} \tag{16}$$

[0142] 式中, R_2 为第二实频向量积分值; I_2 为第二虚频向量积分值。L2为第二积分长度, 单位无量纲, L2为0.75倍所述单位周期序列长度。

[0143] 对于步骤S114, 优选地, 预设的相位转换规则对应于虚频向量积分值和实频向量转换为相位的转换式, 可通过以下公式(17)将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值转换为第一相位:

$$\begin{aligned}
PH_1 &= -\arctan\left(\frac{I_1}{R_1}\right) = \frac{\Omega T_n L1}{2} + \alpha(\Omega) + \varphi \\
&= \frac{\Omega T_n N}{2} + \varphi
\end{aligned} \tag{17}$$

[0145] 式中, PH_1 为第一相位, 单位rad。

[0146] 在一些实施例中, 根据预设的相位转换规则, 将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值转换为第一相位的步骤包括以下步骤:

[0147] 获取所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值的比值;

[0148] 获取所述比值的反正切函数值的相反数, 生成所述第一相位。

[0149] 对于步骤S115, 优选地, 可通过以下公式(18)将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值转换为第二相位:

$$\begin{aligned}
 \text{PH}_2 &= -\arctan\left(\frac{I_2}{R_2}\right) = \frac{\Omega T_n L_2}{2} + \alpha(\Omega) + \varphi \\
 &= \frac{\Omega T_n N_s}{2} + \varphi
 \end{aligned}
 \quad (18);$$

[0151] 式中, PH_2 为第二相位, 单位 rad。

[0152] 在一些实施例中, 根据所述预设的相位转换规则, 将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值转换为第二相位的步骤包括以下步骤:

[0153] 获取所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值的比值;

[0154] 获取所述比值的反正切函数值的相反数, 生成所述第二相位。

[0155] 对于步骤 S116, 所述第一相位在 $0 \sim \pm 0.5\pi\text{rad}$ 范围, 但实际序列相位可能会超出 $\pm 0.5\pi\text{rad}$ 范围, 因此必须根据相位扩展规则对所述第一相位进行扩展, 扩展后的相位范围在 $0 \sim \pm \pi\text{rad}$ 范围, 第一扩展相位, 为式 (19):

$$\text{Ph}_1 = \begin{cases} R_1 \geq 0 \ \& \ -I_1 \geq 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 \\ R_1 \geq 0 \ \& \ -I_1 < 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 \\ R_1 < 0 \ \& \ -I_1 \geq 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 + \pi \\ R_1 < 0 \ \& \ -I_1 < 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 - \pi \end{cases} \quad (19);$$

[0157] 式中, Ph_1 为第一扩展相位, 范围在 $0 \sim \pm \pi\text{rad}$; $\&$ 代表与逻辑。

[0158] 在一些实施例中, 根据预设的相位扩展规则, 对所述第一相位进行扩展, 获得第一扩展相位的步骤包括以下步骤:

[0159] 如果所述第一实频向量积分值大于等于零的同时, 所述第一虚频向量积分值的相反数大于等于零, 则第一扩展相位等于所述第一相位;

[0160] 如果所述第一实频向量积分值大于等于零的同时, 所述第一虚频向量积分值的相反数小于零, 则第一扩展相位等于所述第二相位;

[0161] 如果所述第一实频向量积分值小于零的同时, 所述第一虚频向量积分值的相反数大于等于零, 则第一扩展相位等于所述第二相位加 πrad ;

[0162] 如果所述第一实频向量积分值小于零的同时, 所述第一虚频向量积分值的相反数小于零, 则第一扩展相位等于所述第二相位减 πrad ;

[0163] 对于步骤 S117, 所述第二相位在 $0 \sim \pm 0.5\pi\text{rad}$ 范围, 但实际序列相位可能会超出 $\pm 0.5\pi\text{rad}$ 范围, 因此必须根据相位扩展规则对所述第二相位进行扩展, 扩展后的相位范围在 $0 \sim \pm \pi\text{rad}$ 范围, 第二扩展相位, 为式 (20):

$$\text{Ph}_2 = \begin{cases} R_2 \geq 0 \ \& \ -I_2 \geq 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 \\ R_2 \geq 0 \ \& \ -I_2 < 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 \\ R_2 < 0 \ \& \ -I_2 \geq 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 + \pi \\ R_2 < 0 \ \& \ -I_2 < 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 - \pi \end{cases} \quad (20);$$

[0165] 式中, PH_2 为所述第二相位, 范围在 $0 \sim \pm 0.5\pi\text{rad}$; Ph_2 为第二扩展相位, 范围在 $0 \sim \pm \pi\text{rad}$; $\&$ 代表与逻辑。

[0166] 在一些实施例中, 根据预设的相位扩展规则, 对所述第二相位进行扩展, 获得第二

扩展相位的步骤包括以下步骤：

[0167] 如果所述第二实频向量积分值大于等于零的同时,所述第二虚频向量积分值的相反数大于等于零,则第二扩展相位等于所述第二相位;

[0168] 如果所述第二实频向量积分值大于等于零的同时,所述第二虚频向量积分值的相反数小于零,则第二扩展相位等于所述第二相位;

[0169] 如果所述第二实频向量积分值小于零的同时,所述第二虚频向量积分值的相反数大于等于零,则第二扩展相位等于所述第二相位加 π rad;

[0170] 如果所述第二实频向量积分值小于零的同时,所述第二虚频向量积分值的相反数小于零,则第二扩展相位等于所述第二相位减 π rad;

[0171] 对于步骤S118,所述预设的初相位转换规则可对应于第一扩展相位和第二扩展相位转换为初相位的公式。根据式(19)和式(20),可生成与所述预设的初相位转换规则对应的初相位公式(21):

$$[0172] \quad \text{PH}_{\varphi} = \frac{\text{Ph}_1 N_S - \text{Ph}_2 N}{N_S - N} = \varphi \quad (21);$$

[0173] 式中, PH_{φ} 为正弦信号初相位检测值,单位rad。

[0174] 在一些实施例中,根据预设的初相位转换规则,将所述第一扩展相位和所述第二扩展相位转换为所述正弦信号的初相位的步骤包括以下步骤:

[0175] 获取所述第一扩展相位与所述截短信号序列的序列长度的乘积,生成第一乘积。

[0176] 获取所述第二扩展相位与所述预设序列长度的乘积,生成第二乘积。

[0177] 获取所述第一乘积与所述第二乘积的差值,生成第一差值。

[0178] 获取所述截短信号序列的序列长度与所述预设序列长度的差值,生成第二差值。

[0179] 获取所述第一差值与所述第二差值的比值,生成所述初相位。

[0180] 本发明还公开了正弦信号的初相位检测系统,在一些实施例中,如图2所示,该正弦信号的初相位检测系统,包括:初步序列长度模块1010、初步采样模块1020、频率初测模块1030、周期序列模块1040、序列长度模块1050、信号序列模块1060、截短序列模块1070、第一混频模块1080、第二混频模块1090、第一陷波模块1100、第一积分模块1110、第二陷波模块1120、第二积分模块1130、第一相位模块1140、第二相位模块1150、第一相位扩展模块1160、第二相位扩展模块1170、初相位模块1180。其中:

[0181] 初步序列长度模块1010,用于根据正弦信号频率范围的下限和预设采样频率及预设信号周期数,获得初步采样序列长度;

[0182] 初步采样模块1020,用于根据正弦信号频率范围的下限和预设采样频率及预设信号周期数对正弦信号进行采样,获得所述正弦信号的初步采样序列。

[0183] 频率初测模块1030,用于对所述初步采样序列进行频率初测,生成所述正弦信号的初步频率,以所述初步频率给定参考频率。

[0184] 周期序列模块1040,用于根据预设采样频率和所述参考频率计算所述正弦信号的单位周期序列长度。

[0185] 序列长度模块1050,根据所述预设信号周期数和所述单位周期序列长度,获得预设序列长度。

[0186] 信号序列模块1060,根据所述预设序列长度,从所述初步采样序列中,获得所述预设序列长度的信号序列。

[0187] 截短序列模块1070,用于对所述信号序列进行截短处理,获得截短信号序列。

[0188] 第一混频模块1080,用于以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列相乘,生成第一实频向量序列和第一虚频向量序列。

[0189] 第二混频模块1090,用于以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述截短信号序列相乘,生成第二实频向量序列和第二虚频向量序列。

[0190] 第一陷波模块1100,用于分别对所述第一实频向量序列和所述第一虚频向量序列进行数字陷波,生成第一实频向量陷波序列和第一虚频向量陷波序列。

[0191] 第一积分模块1110,用于分别对所述第一实频向量陷波序列和所述第一虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第一实频向量积分值和第一虚频向量积分值。

[0192] 第二陷波模块1120,用于分别对所述第二实频向量序列和所述第二虚频向量序列进行数字陷波,生成第二实频向量陷波序列和第二虚频向量陷波序列。

[0193] 第二积分模块1130,用于分别对所述第二实频向量陷波序列和所述第二虚频向量陷波序列进行积分运算,生成第二实频向量积分值和第二虚频向量积分值。

[0194] 第一相位模块1140,用于根据预设的相位转换规则,将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值转换为第一相位。

[0195] 第二相位模块1150,用于根据所述预设的相位转换规则,将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值转换为第二相位。

[0196] 第一相位扩展模块1160,用于根据预设的相位扩展规则,将所述第一相位扩展为第一扩展相位。

[0197] 第二相位扩展模块1170,用于根据预设的相位扩展规则,将所述第二相位扩展为第二扩展相位。

[0198] 初相位模块1180,用于根据预设的初相位转换规则,将所述第一扩展相位和所述第二扩展相位转换为所述正弦信号的初相位。

[0199] 本实施方式,对采样所得的信号序列进行截短处理,获得截短信号序列;以所测参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列和所述截短信号序列相乘,生成两组实频向量序列和虚频向量序列;通过对两组虚频向量序列和实频向量序列数字陷波,生成两组虚数向量陷波序列和实数向量陷波序列,进而积分生成两组虚数向量积分值和实数向量积分值;再根据预设的相位转换规则,将两组实数向量积分值和虚数向量积分值转换为两个相位;再将两个相位进行扩展,获得扩展相位;进而根据预设的初相位转换规则,将两个扩展相位转换为所述正弦信号的初相位。

[0200] 由于数字陷波可以在某一个频率点迅速衰减输入信号,以达到阻碍此频率信号通过的效果,因此,当该数字陷波的陷波频率点设为对应混频干扰频率点时,该数字陷波对所述混频干扰频率具有完全的抑制作用。如此,采用本发明的正弦信号的初相位检测方法,其对低频正弦信号的初相位测量精度高,且抗谐波和噪声干扰性好。

[0201] 其中,初步序列长度模块1010,电力系统频率范围在45Hz-55Hz,优选的,取正弦信号频率下限 $f_{\min}$ 为45Hz;并根据实际需要设置所述预设信号周期数 $C_{2\pi}$,优选的,所述预设信号周期数 $C_{2\pi}$ 取整数。

[0202] 在一些实施例中,取 $C_{2\pi}$ 为整数12。

[0203] 初步采样序列长度计算,为式(1):

$$[0204] \quad N_{\text{start}} = (\text{int}) \frac{C_{2\pi} f_n}{f_{\min}} \quad (1);$$

[0205] 式中, N_{start} 为所述初步序列长度,单位无量纲; (int) 表示取整; $C_{2\pi}$ 为所述预设信号周期数,单位无量纲; $f_{\min}$ 为正弦信号频率范围的下限,单位Hz; f_n 为所述预设采样频率,单位Hz。

[0206] 对于初步采样模块1020,对所述正弦信号进行初步采样,获得所述正弦信号的初步采样序列。对单基波频率正弦信号,获得所述正弦信号的初步采样序列为式(2):

$$[0207] \quad \begin{aligned} X_{\text{start}}(n) &= A \cos(\omega T_n n + \varphi) \\ T_n &= \frac{1}{f_n} \\ n &= 0, 1, 2, 3, \dots, N_{\text{start}} - 1 \end{aligned} \quad (2);$$

[0208] 其中, $X_{\text{start}}(n)$ 为初步采样序列; A 为信号幅值,单位v; ω 为信号频率,单位rad/s; T_n 为采样间隔,单位s; n 为序列离散数,单位无量纲; φ 为信号初相位,单位rad; N_{start} 为初步采样序列长度,单位无量纲。

[0209] 对于频率初测模块1030,可通过零交法、基于滤波的算法、基于小波变换算法、基于神经网络的算法、基于DFT变换的频率算法或基于相位差的频率算法对所述初步采样序列进行频率初测,获取所述初步频率。

[0210] 所述初步频率表达为式(3):

$$[0211] \quad \omega_o \quad (3);$$

[0212] 其中, ω_o 为初步频率,单位rad/s;

[0213] 优选地,所述参考频率表达为式(4):

$$[0214] \quad \omega_s = \omega_o \quad (4);$$

[0215] 其中, ω_s 为参考频率,单位rad/s; ω_o 为初步频率,单位rad/s。

[0216] 对于周期序列模块1040,根据预设采样频率和所述参考频率计算所述正弦信号的单位周期序列长度:

[0217] 在一些实施例中,所述正弦信号的单位周期序列长度计算,为式(5):

$$[0218] \quad \begin{aligned} N_{2\pi} &= (\text{int}) \frac{f_n}{f_s} \\ f_s &= \frac{\omega_s}{2\pi} \end{aligned} \quad (5);$$

[0219] 式中, $N_{2\pi}$ 为所述单位周期序列长度,单位无量纲; (int) 为取整数; f_n 为预设采样频率,单位Hz; f_s 为Hz单位的参考频率; ω_s 为rad/s单位的参考频率。

[0220] 所述单位周期序列长度整数化存在1个采样间隔内的误差。

[0221] 对于序列长度模块1050,根据所述预设信号周期数和所述单位周期序列长度,获得预设序列长度:

[0222] 在一些实施例中,所述预设序列长度为所述单位周期序列长度的12倍,所述预设序列长度计算,为式(6):

$$[0223] \quad N = (\text{int}) (C_{2\pi} N_{2\pi}) \quad (6);$$

[0224] 其中,N为预设序列长度,单位无量纲;(int)为取整数; $N_{2\pi}$ 为所述单位周期序列长度,单位无量纲。由于存在误差,所述预设序列长度所包含的信号周期整数是大约的。

[0225] 对于信号序列模块1060,根据预设序列长度,从所述初步采样序列中,获得信号序列:

[0226] 在一些实施例中,所述预设序列长度的信号序列,为式(7):

$$X_i(n) = X_{\text{start}}(n) = A \cos(\omega T_n n + \varphi)$$

$$[0227] \quad \begin{aligned} n &= 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \\ N &< N_{\text{start}} \end{aligned} \quad (7);$$

[0228] 其中, $X_i(n)$ 为信号序列; $X_{\text{start}}(n)$ 为初步采样序列; A 为信号幅值,单位 v ; ω 为信号频率,单位 rad/s ; T_n 为采样间隔,单位 s ; n 为序列离散数,单位无量纲; φ 为信号初相位,单位 rad ; N 信号序列长度,单位无量纲,信号序列长度等于所述预设序列长度; N_{start} 为初步采样序列长度,单位无量纲。

[0229] 所述信号序列的图形表达,如图3所示。

[0230] 对于截短序列模块1070,对所述信号序列进行截短处理,获得截短信号序列:

[0231] 在一些实施例中,所述截短信号序列长度为所述单位周期序列长度的11.25倍,所述截短信号序列长度计算为式(8):

$$[0232] \quad N_s = N - 0.75 N_{2\pi} \quad (8);$$

[0233] 式中, N_s 为截短信号序列长度,单位无量纲; N 为信号序列长度,单位无量纲; $N_{2\pi}$ 为信号单位周期序列长度,单位无量纲。系数0.75代表所述截短值为所述单位周期序列长度的0.75倍;

[0234] 优选地,所述截短信号序列表达为式(9):

$$[0235] \quad \begin{aligned} X_2(n) &= A \cos(\omega T_n n + \varphi) \\ n &= 0, 1, 2, 3, \dots, N_s - 1 \end{aligned} \quad (9);$$

[0236] 式中, $X_2(n)$ 为截短信号序列; N_s 为截短信号序列长度,单位无量纲。

[0237] 所述截短信号序列的图形表达,如图3所示。

[0238] 对于第一混频模块1080,优选地,所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数可分别为以所述参考频率为频率、以 T_n 为间隔离散变量的正弦函数和余弦函数。

[0239] 在一些实施例中,以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述信号序列相乘,得到所述第一实频向量序列和所述第一虚频向量序列为式(10):

$$\begin{aligned}
R_1(n) &= A \cos(\omega T_n n + \varphi) \cos(\omega_s T_n n) \\
&= \frac{A}{2} \cos(\Omega T_n n + \varphi) + \frac{A}{2} \cos[(\omega + \omega_s) T_n n + \varphi] \\
[0240] \quad I_1(n) &= A \cos(\omega T_n n + \varphi) \sin(\omega_s T_n n) \\
&= \frac{A}{2} \sin[(\omega + \omega_s) T_n n + \varphi] - \frac{A}{2} \sin(\Omega T_n n + \varphi) \quad (10); \\
\Omega &= \omega - \omega_s \\
n &= 1, 2, 3, \dots, N-1
\end{aligned}$$

[0241] 其中, $R_1(n)$ 为所述第一实频向量序列; $I_1(n)$ 为所述第一虚频向量序列; Ω 为信号频率与参考频率的频差, 单位rad/s; $A \cos(\Omega T_n n + \varphi)/2$ 和 $A \sin(\Omega T_n n + \varphi)/2$ 为有效分量; $A \cos[(2\omega + \omega_s) T_n n + \varphi]/2$ 和 $A \sin[(2\omega + \omega_s) T_n n + \varphi]/2$ 为混频干扰频率成分。

[0242] 对于第二混频模块1090, 以所述参考频率的余弦函数和所述参考频率的正弦函数分别与所述截短信号序列相乘, 得到所述第二实频向量序列和所述第二虚频向量序列为式(11):

$$\begin{aligned}
R_2(n) &= A \cos(\omega T_n n + \varphi) \cos(\omega_s T_n n) \\
&= \frac{A}{2} \cos(\Omega T_n n + \varphi) + \frac{A}{2} \cos[(\omega + \omega_s) T_n n + \varphi] \\
[0243] \quad I_2(n) &= A \cos(\omega T_n n + \varphi) \sin(\omega_s T_n n) \\
&= \frac{A}{2} \sin[(\omega + \omega_s) T_n n + \varphi] - \frac{A}{2} \sin(\Omega T_n n + \varphi) \quad (11); \\
\Omega &= \omega - \omega_s \\
n &= 1, 2, 3, \dots, N_s - 1
\end{aligned}$$

[0244] 式中, $R_2(n)$ 为所述第二实频向量序列; $I_2(n)$ 为所述第二虚频向量序列; Ω 为信号频率与参考频率的频差, 单位rad/s; $A \cos(\Omega T_n n + \varphi)/2$ 和 $A \sin(\Omega T_n n + \varphi)/2$ 为有效分量; $A \cos[(2\omega + \omega_s) T_n n + \varphi]/2$ 和 $A \sin[(2\omega + \omega_s) T_n n + \varphi]/2$ 为混频干扰频率。

[0245] 对于第一陷波模块1100, 所述第一实频向量序列和所述第一虚频向量序列中包含混频干扰频率。当输入信号中包含直流成分、次谐波成分及分次谐波成分时, 所述混频干扰频率将更加复杂, 这些混频干扰频率严重影响计算准确度。虽然窗口函数和积分运算本身对混频干扰频率具有良好的衰减作用, 但没有针对性, 不能够对所述复杂的混频干扰频率产生深度的抑制作用, 不能满足参数的高准确度计算需要。

[0246] 为了有针对性的抑制所述混频干扰频率的影响, 可以对该混频干扰进行数字陷波器, 由于数字陷波可以在某一个频率点迅速衰减输入信号, 以达到阻碍此频率信号通过的效果, 因此, 当该数字陷波的陷波频率点设为对应混频干扰频率点时, 该数字陷波对所述混频干扰频率具有完全的抑制作用。

[0247] 优选地, 数字陷波器具体采用滑动三角窗算术平均陷波器, 即将若干个连续离散值乘以三角窗函数后再相加, 然后取其算术平均值作为本次陷波值输出。滑动三角窗算术平均陷波器需要设置三角窗参数, 所述三角窗参数具体指三角窗函数序列的长度 N_w 。在三

角窗参数 N_w 值为信号周期序列长度的3倍,可以对1/3分次谐波产生的混频干扰频率进行抑制。在三角窗参数 N_w 值为信号周期序列长度的4倍,可以对直流、1/2分次、1次、2次、3次、4次、5次谐波等产生的混频干扰频率进行抑制。

[0248] 考虑到实际存在误差等因数,如所述参数存在1个采样间隔以内的误差,为了深度抑制混频干扰频率影响,还可再增加一级滑动矩形窗算术平均陷波器,即将若干个连续离散值直接相加,然后取其算术平均值作为本次陷波值输出。滑动矩形窗算术平均陷波器需要设置矩形窗参数,所述矩形窗参数具体指矩形窗函数序列的长度 N_D 。矩形窗参数 N_D 取值为信号周期序列长度的1.5倍,可以对1/3分次谐波产生的混频干扰频率进行抑制。而 N_D 取值为信号周期序列长度的2倍,可以对直流、1/2分次、1次、2次、3次、4次、5次谐波等产生的混频干扰频率进行抑制。

[0249] 优选地,数字陷波器由二级滑动三角窗算术平均陷波器加二级滑动矩形窗算术平均陷波器共四级数字陷波器所构成该四级数字陷波器式可为式(12):

[0250]

$$\begin{aligned}
 X_D(n) = & \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{2}{N_{W2}-1} \sum_n^{N_{W2}-1} W_2(n) \left[\frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} \frac{2}{N_{W1}-1} \sum_n^{N_{W1}-1} W_1(n) X(n) \right] \\
 N_{W1} = & \begin{cases} (\text{int})(3N_{2\pi} + 1) & (\text{int})(3N_{2\pi} + 1) \text{ 计算结果为奇数} \\ (\text{int})(3N_{2\pi} + 1) - 1 & (\text{int})(3N_{2\pi} + 1) \text{ 计算结果为偶数} \end{cases} \\
 N_{D1} = & (\text{int})(1.5N_{2\pi} + 0.5) \\
 N_{W2} = & \begin{cases} (\text{int})(4N_{2\pi} + 1) & (\text{int})(2N_{2\pi} + 1) \text{ 计算结果为奇数} \\ (\text{int})(4N_{2\pi} + 1) - 1 & (\text{int})(2N_{2\pi} + 1) \text{ 计算结果为偶数} \end{cases} \\
 N_{D2} = & (\text{int})(2N_{2\pi} + 0.5) \\
 \text{对 } X(n) & \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \\
 \text{对 } W_1(n) & \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_{W1}-1 \\
 \text{对 } W_2(n) & \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_{W2}-1 \\
 \text{对 } X_D(n) & \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2} - 1
 \end{aligned} \tag{12}$$

[0251] 式中, $X(n)$ 为四级数字陷波输入序列,输入序列长度 N ; $X_D(n)$ 为四级数字陷波输出序列,输出序列长度 $N - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2}$; $W_1(n)$ 为三角函数1,其中函数峰值为1,零频率增益为0.5; $W_2(n)$ 为三角函数2,其中函数峰值为1,零频率增益为0.5; N_{W1} 为三角窗参数1,即三角窗函数1序列长度,单位无量纲,要求为奇数,以保证三角窗函数的外形为等腰三角形(如图5所示), (int) 代表取整数; N_{D1} 为矩形窗参数1,即矩形窗函数1序列长度,单位无量纲, (int) 代表取整数; N_{W2} 为三角窗参数2,即三角窗函数2序列长度,单位无量纲,要求为奇数,以保证三角窗函数的外形为等腰三角形(如图6所示), (int) 代表取整数; N_{D2} 矩形窗参数2,即矩形窗函数2序列长度,单位无量纲,式中给出了计算公式, (int) 代表取整数。

[0252] 在一些实施例中,三角窗参数 N_{W1} 取值为所述参考频率的单位周期序列长度的3倍,矩形窗参数 N_{D1} 取值为所述参考频率的单位周期序列长度的1.5倍,三角窗参数 N_{W2} 取值为所述参考频率的单位周期序列长度的4倍,矩形窗参数 N_{D1} 取值为所述参考频率的单位周期序列长度的2倍。四级数字陷波需要使用10.5倍信号周期序列长度。

[0253] 对上述实施例,在所述正弦信号的基波频率 100π 、单位rad/s,得到三角窗算术平

均陷波算器1的频域特性,如图5所示。得到三角窗算术平均陷波算器2的频域特性,如图6所示。

[0254] 优选地,在所述混频干扰频率成分得到完全抑制前提下,所述第一实频向量陷波序列和所述第一虚频向量陷波序列为(13):

[0255]

$$\begin{aligned}
 R_{D1}(n) &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{2}{N_{W2}-1} \sum_n^{N_{W2}-1} W_2(n) \left[\frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} \frac{2}{N_{W1}-1} \sum_n^{N_{W1}-1} W_1(n) R_1(n) \right] \\
 &= \frac{AK(\Omega)}{2} \cos[\Omega T_n n + \varphi + \alpha(\Omega)] \\
 I_{D1}(n) &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{2}{N_{W2}-1} \sum_n^{N_{W2}-1} W_1(n) \left[\frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} \frac{2}{N_{W1}-1} \sum_n^{N_{W1}-1} W_1(n) I_1(n) \right] \\
 &= -\frac{AK(\Omega)}{2} \sin[\Omega T_n n + \varphi + \alpha(\Omega)] \\
 \alpha(\Omega) &= \frac{\Omega T_n (N_{W1} + N_{D1} + N_{W2} + N_{D2})}{2} \\
 \text{对 } R_1(n) \quad I_1(n) \quad & n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \\
 \text{对 } R_{D1}(n) \quad I_{D1}(n) \quad & n = 0, 1, 2, 3, \dots, N - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2} - 1
 \end{aligned} \tag{13}$$

[0256] 式中, $R_{D1}(n)$ 为所述第一实频向量陷波序列; $I_{D1}(n)$ 为所述第一虚频向量陷波序列; $K(\Omega)$ 为数字陷波在频差 Ω 的无量纲增益; $\alpha(\Omega)$ 为数字陷波在频差 Ω 的移相, 单位rad。

[0257] 对于第一积分模块1110, 优选地, 可通过本领域技术人员惯用的积分器进行积分运算。

[0258] 积分运算式为(14):

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \frac{2}{L1} \sum_0^{L1} R_{D1}(n) = \frac{2AK(\Omega)}{\Omega T_n L1} \sin\left[\frac{\Omega T_n L1}{2}\right] \cos\left[\frac{\Omega T_n L1}{2} + \varphi + \alpha(\Omega)\right] \\
 I_1 &= \frac{2}{L1} \sum_0^{L1} I_{D1}(n) = -\frac{2AK(\Omega)}{\Omega T_n L1} \sin\left[\frac{\Omega T_n L1}{2}\right] \sin\left[\frac{\Omega T_n L1}{2} + \varphi + \alpha(\Omega)\right] \\
 n &= 0, 1, 2, 3, \dots, L1-1 \\
 L1 &= N - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2}
 \end{aligned} \tag{14}$$

[0260] 式中, R_1 为第一实频向量积分值; I_1 为第一虚频向量积分值。L1为第一积分长度, 单位无量纲, L1为1.5倍所述单位周期序列长度。

[0261] 对于第二陷波模块1120, 同理和优选地, 在所述混频干扰频率成分得到完全抑制前提下, 所述第二实频向量陷波序列和所述第二虚频向量陷波序列为式(15):

$$\begin{aligned}
R_{D2}(n) &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{2}{N_{W2}-1} \sum_n^{N_{W2}-1} W_2(n) \left[\frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} \frac{2}{N_{W1}-1} \sum_n^{N_{W1}-1} W_1(n) R_2(n) \right] \\
&= \frac{AK(\Omega)}{2} \cos[\Omega T_n n + \varphi + \alpha(\Omega)] \\
I_{D2}(n) &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{2}{N_{W2}-1} \sum_n^{N_{W2}-1} W_1(n) \left[\frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} \frac{2}{N_{W1}-1} \sum_n^{N_{W1}-1} W_1(n) I_2(n) \right] \\
&= -\frac{AK(\Omega)}{2} \sin[\Omega T_n n + \varphi + \alpha(\Omega)] \\
\alpha(\Omega) &= \frac{\Omega T_n (N_{W1} + N_{D1} + N_{W2} + N_{D2})}{2} \\
\text{对 } R_2(n) \quad I_2(n) \quad & n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_s - 1 \\
\text{对 } R_{D2}(n) \quad I_{D2}(n) \quad & n = N_s - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2} - 1
\end{aligned} \tag{15}$$

[0263] 其中, $R_{D2}(n)$ 为所述第二实频向量陷波序列; $I_{D2}(n)$ 为所述第二虚频向量陷波序列; $K(\Omega)$ 为数字陷波在频差 Ω 的无量纲增益; $\alpha(\Omega)$ 为数字陷波在频差 Ω 的移相, 单位rad。

[0264] 对于第二积分模块1130, 优选地, 积分运算式可为(16):

$$\begin{aligned}
R_2 &= \frac{2}{L2} \sum_0^{L2-1} R_{D2}(n) = \frac{2AK(\Omega)}{\Omega T_n L2} \sin\left[\frac{\Omega T_n L2}{2}\right] \cos\left[\frac{\Omega T_n L2}{2} + \varphi + \alpha(\Omega)\right] \\
I_2 &= \frac{2}{L2} \sum_0^{L2-1} I_{D2}(n) = -\frac{2AK(\Omega)}{\Omega T_n L2} \sin\left[\frac{\Omega T_n L2}{2}\right] \sin\left[\frac{\Omega T_n L2}{2} + \varphi + \alpha(\Omega)\right] \\
n &= 0, 1, 2, 3, \dots, L2 - 1 \\
L2 &= N_s - N_{W1} - N_{D1} - N_{W2} - N_{D2}
\end{aligned} \tag{16}$$

[0266] 式中, R_2 为第二实频向量积分值; I_2 为第二虚频向量积分值。L2为第二积分长度, 单位无量纲, L2为0.75倍所述单位周期序列长度。

[0267] 对于第一相位模块1140, 优选地, 预设的相位转换规则对应于虚频向量积分值和实频向量转换为相位的转换式, 可通过以下公式(17)将所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值转换为第一相位:

$$\begin{aligned}
PH_1 &= -\arctan\left(\frac{I_1}{R_1}\right) = \frac{\Omega T_n L1}{2} + \alpha(\Omega) + \varphi \\
&= \frac{\Omega T_n N}{2} + \varphi
\end{aligned} \tag{17}$$

[0269] 式中, PH_1 为第一相位, 单位rad。

[0270] 在一些实施例中, 第二相位模块1140可用于:

[0271] 获取所述第一虚频向量积分值与所述第一实频向量积分值的比值;

[0272] 获取所述比值的反正切函数值的相反数, 生成所述第一相位。

[0273] 对于第二相位模块1150, 优选地, 可通过以下公式(18)将所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值转换为第二相位:

$$\begin{aligned}
 \text{PH}_2 &= -\arctan\left(\frac{I_2}{R_2}\right) = \frac{\Omega T_n L_2}{2} + \alpha(\Omega) + \varphi \\
 &= \frac{\Omega T_n N_s}{2} + \varphi
 \end{aligned}
 \quad (18);$$

[0275] 式中, PH_2 为第二相位, 单位rad。

[0276] 在一些实施例中, 第二相位模块1150可用于:

[0277] 获取所述第二虚频向量积分值与所述第二实频向量积分值的比值;

[0278] 获取所述比值的反正切函数值的相反数, 生成所述第二相位。

[0279] 对于第一相位扩展模块1160, 所述第一相位在 $0 \sim \pm 0.5\pi\text{rad}$ 范围, 但实际序列相位可能会超出 $\pm 0.5\pi\text{rad}$ 范围, 因此必须根据相位扩展规则对所述第一相位进行扩展, 扩展后的相位范围在 $0 \sim \pm \pi\text{rad}$ 范围, 第一扩展相位, 为式 (19):

$$\text{Ph}_1 = \begin{cases} R_1 \geq 0 \ \& \ -I_1 \geq 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 \\ R_1 \geq 0 \ \& \ -I_1 < 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 \\ R_1 < 0 \ \& \ -I_1 \geq 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 + \pi \\ R_1 < 0 \ \& \ -I_1 < 0 & \text{Ph}_1 = \text{PH}_1 - \pi \end{cases} \quad (19);$$

[0281] 式中, Ph_1 为第一扩展相位, 范围在 $0 \sim \pm \pi\text{rad}$; & 代表与逻辑。

[0282] 在一些实施例中, 第一相位扩展模块1160可用于:

[0283] 如果所述第一实频向量积分值大于等于零的同时, 所述第一虚频向量积分值的相反数大于等于零, 则第一扩展相位等于所述第一相位;

[0284] 如果所述第一实频向量积分值大于等于零的同时, 所述第一虚频向量积分值的相反数小于零, 则第一扩展相位等于所述第二相位;

[0285] 如果所述第一实频向量积分值小于零的同时, 所述第一虚频向量积分值的相反数大于等于零, 则第一扩展相位等于所述第二相位加 πrad ;

[0286] 如果所述第一实频向量积分值小于零的同时, 所述第一虚频向量积分值的相反数小于零, 则第一扩展相位等于所述第二相位减 πrad ;

[0287] 对于第二相位扩展模块1170, 所述第二相位在 $0 \sim \pm 0.5\pi\text{rad}$ 范围, 但实际序列相位可能会超出 $\pm 0.5\pi\text{rad}$ 范围, 因此必须根据相位扩展规则对所述第二相位进行扩展, 扩展后的相位范围在 $0 \sim \pm \pi\text{rad}$ 范围, 第二扩展相位, 为式 (20):

$$\text{Ph}_2 = \begin{cases} R_2 \geq 0 \ \& \ -I_2 \geq 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 \\ R_2 \geq 0 \ \& \ -I_2 < 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 \\ R_2 < 0 \ \& \ -I_2 \geq 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 + \pi \\ R_2 < 0 \ \& \ -I_2 < 0 & \text{Ph}_2 = \text{PH}_2 - \pi \end{cases} \quad (20);$$

[0289] 式中, PH_2 为所述第二相位, 范围在 $0 \sim \pm 0.5\pi\text{rad}$; Ph_2 为第二扩展相位, 范围在 $0 \sim \pm \pi\text{rad}$; & 代表与逻辑。

[0290] 在一些实施例中, 第二相位扩展模块1170可用于:

[0291] 如果所述第二实频向量积分值大于等于零的同时, 所述第二虚频向量积分值的相反数大于等于零, 则第二扩展相位等于所述第二相位;

[0292] 如果所述第二实频向量积分值大于等于零的同时,所述第二虚频向量积分值的相反数小于零,则第二扩展相位等于所述第二相位;

[0293] 如果所述第二实频向量积分值小于零的同时,所述第二虚频向量积分值的相反数大于等于零,则第二扩展相位等于所述第二相位加 π rad;

[0294] 如果所述第二实频向量积分值小于零的同时,所述第二虚频向量积分值的相反数小于零,则第二扩展相位等于所述第二相位减 π rad;

[0295] 对于初相位模块1180,所述预设的初相位转换规则可对应于第一扩展相位和第二扩展相位转换为初相位的公式。根据式(19)和式(20),可生成与所述预设的初相位转换规则对应的初相位公式(21):

$$[0296] \quad PH_{\varphi} = \frac{Ph_1 N_S - Ph_2 N}{N_S - N} = \varphi \quad (21);$$

[0297] 式中, PH_{φ} 为正弦信号初相位检测值,单位rad。

[0298] 在一些实施例中,初相位模块1180可用于:

[0299] 获取所述第一扩展相位与所述截短信号序列的序列长度的乘积,生成第一乘积。

[0300] 获取所述第二扩展相位与所述预设序列长度的乘积,生成第二乘积。

[0301] 获取所述第一乘积与所述第二乘积的差值,生成第一差值。

[0302] 获取所述截短信号序列的序列长度与所述预设序列长度的差值,生成第二差值。

[0303] 请参阅图4,图4是本发明正弦信号的初相位检测方法的初相位的相对误差的实验结果示意图。

[0304] 为了验证本发明正弦信号的初相位检测系统具有较高的准确度,给出一实验信号,为式(22):

$$\begin{aligned}
 [0305] \quad X_i(t) = & 0.05 + \cos(\omega t + \varphi) \\
 & + 0.05\cos\left(\frac{\omega}{3}t\right) + 0.05\cos\cos\left(\frac{\omega}{2}t\right) \\
 & + 0.05\cos\cos(2\omega t) + 0.05\cos(3\omega t) \\
 & + 0.05\cos(4\omega t) + 0.05\cos\cos(5\omega t) \\
 & \omega = 2\pi f t
 \end{aligned} \quad (22);$$

[0306] 在实验信号基波频率变化范围在45Hz-55Hz,取信号整数周期数为12(由于存在误差,信号序列对应的信号整数周期数大约为12),信号初相位变化范围在 $0 \sim \pm \pi/2$ 、单位rad,信号的采样频率为20kHz,信号的离散数据量化位数24bit,频率初测相对误差 $< |\pm 0.25\%|$ 。得到实验信号的初相位检测相对误差绝对值 $|PH_{err}(f)|$ 随信号基波频率 f 变化特性的实验结果图,图4所示。图4给出的实验信号初相位的检测准确度在 10^{-9} 量级。

[0307] 以上所述实施例的各技术特征可以进行任意的组合,为使描述简洁,未对上述实施例中的各个技术特征所有可能的组合都进行描述,然而,只要这些技术特征的组合不存在矛盾,都应当认为是本说明书记载的范围。

[0308] 以上陈述仅以实施例来进一步说明本发明的技术内容,以便于读者更容易理解,但不代表本发明的实施方式仅限于此,任何依本发明所做的技术延伸或再创造,均受本发明的保护。



图1

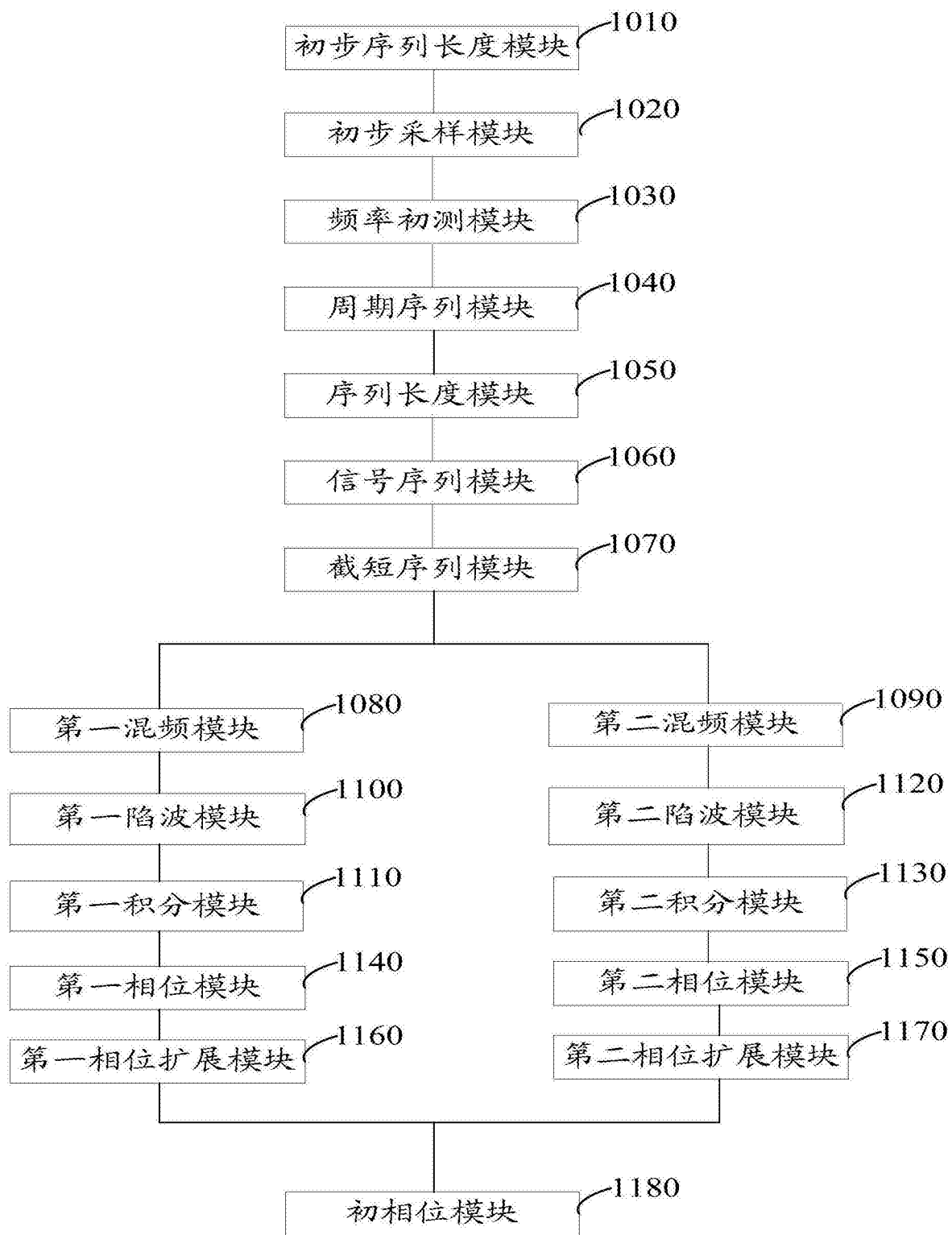


图2

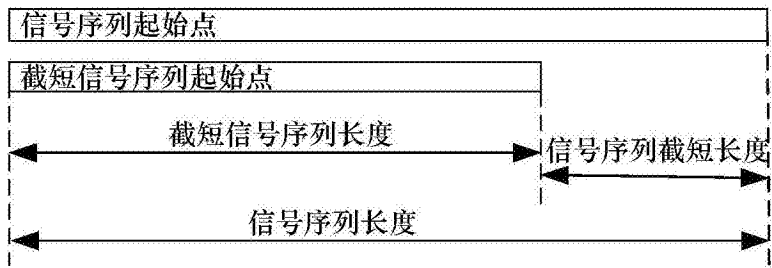


图3

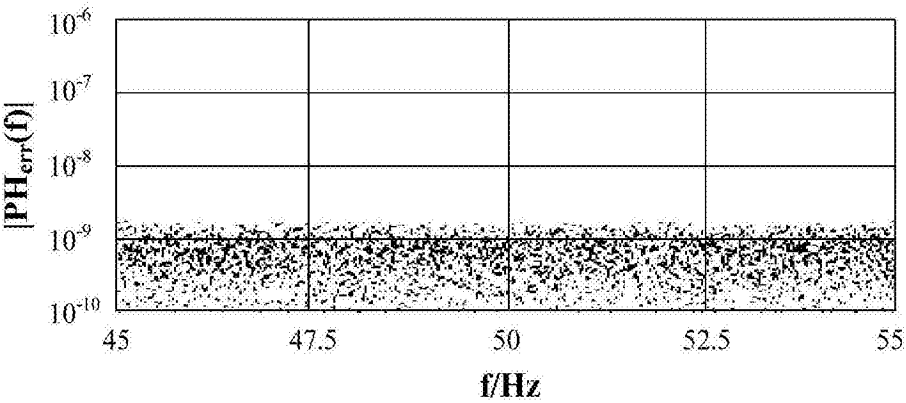


图4

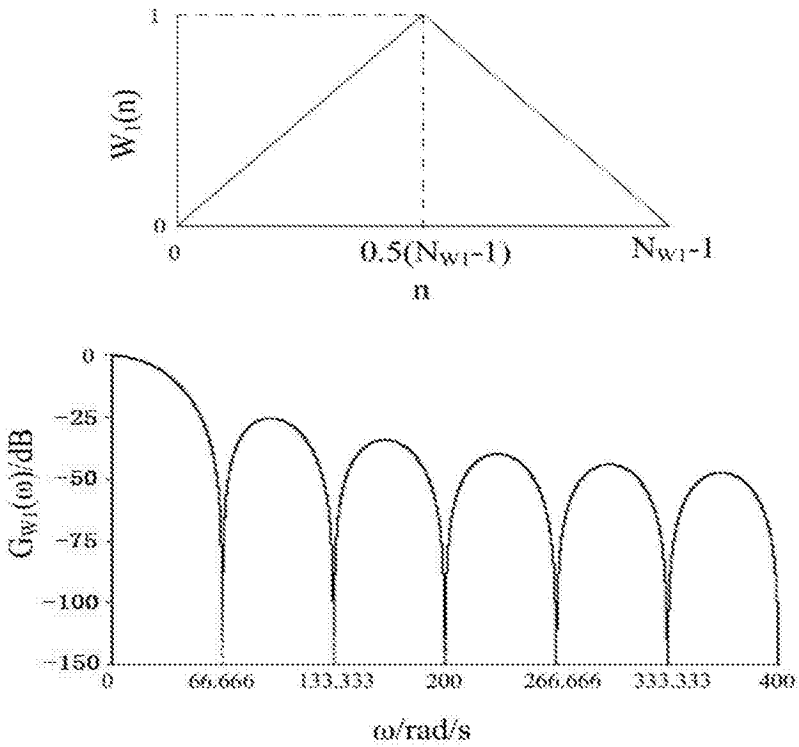


图5

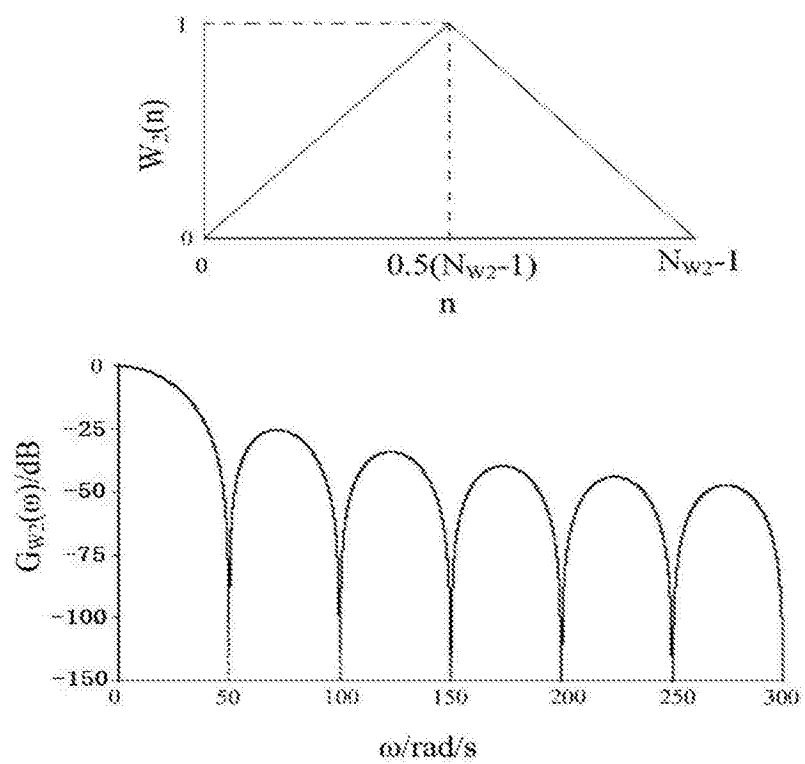


图6