



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105403768 A

(43) 申请公布日 2016.03.16

(21) 申请号 201510888951.1

(22) 申请日 2015.12.04

(71) 申请人 广东电网有限责任公司电力科学研究院

地址 510080 广东省广州市越秀区东风东路水均岗 8 号

(72) 发明人 李军 王越超 任娟娟

(74) 专利代理机构 广州华进联合专利商标代理有限公司 44224

代理人 黄晓庆

(51) Int. Cl.

G01R 23/02(2006.01)

权利要求书3页 说明书15页 附图3页

(54) 发明名称

从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统

(57) 摘要

本发明涉及一种从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统,通过一系列操作,对输入电力信号序列的频率进行倍频处理,获得余弦函数倍频序列。将本发明获得的余弦函数倍频序列用于电力信号频率的测量,可显著提高电力信号频率测量的准确度。

从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3001
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3002
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3003
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3004
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3005
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3006
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3007
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3008
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3009
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3010
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3011
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3012
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3013
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3014
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3015
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3016
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3017
从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统	3018

1. 一种从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法,其特征在于,包括步骤:

根据电力信号频率范围的下限、预设采样频率和预设整数信号周期数,获得初步序列长度;

根据所述初步序列长度对电力信号进行采样,获得所述电力信号的初步序列;

对所述初步序列进行频率初测,得到所述电力信号的初步频率,根据所述初步频率得到参考频率;

根据所述预设采样频率和所述参考频率,获得所述电力信号的单位周期序列长度;

将所述预设整数信号周期数和所述单位周期序列长度相乘,获得预处理序列长度;

根据所述预处理序列长度,从所述电力信号的初步序列中获取预处理序列;

对所述预处理序列进行梳状滤波处理,获得梳状滤波序列,其中梳状滤波序列长度为所述预处理序列在进行梳状滤波处理后的剩余长度;

确定所述梳状滤波序列长度与所述单位周期序列长度的比值整数,根据所述比值整数和所述单位周期序列长度获得预设序列长度;

根据所述预设序列长度和预设起始点,从所述梳状滤波序列中获得第一正向序列,根据所述第一正向序列获得第一反褶序列;

根据所述第一正向序列获得第一正相位,根据所述第一反褶序列获得第一反相位;

根据所述第一正相位和所述第一反相位获得第一平均初相位;

根据所述第一平均初相位和预设相位值,获得相位比较值,根据所述相位比较值、所述预设起始点和所述单位周期序列长度,获得新起始点;

根据所述预设序列长度和所述新起始点,从所述梳状滤波序列中获得第二正向序列,根据第二正向序列获得第二反褶序列;

根据所述第二正向序列获得第二正相位,根据所述第二反褶序列获得第二反相位;

根据所述第二正相位和所述第二反相位获得第二平均初相位;

将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相加,得到和序列,根据所述和序列和所述第二平均初相位的余弦函数值,获得余弦函数调制序列;

将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相减,得到差序列,根据所述差序列和所述第二平均初相位的正弦函数值,获得正弦函数调制序列;

将所述余弦函数调制序列的平方与所述正弦函数调制序列的平方相减,获得余弦函数倍频序列。

2. 根据权利要求 1 所述的从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法,其特征在于,

根据表达式  $X_{\cos}(n) = \frac{X_{+end}(n) + X_{-end}(-n)}{2\cos(PH_{end-avg})}$  获得余弦函数调制序列  $X_{\cos}(n)$ , 其中,  $X_{+end}(n)$  为第二正向序列,  $X_{-end}(-n)$  为第二反褶序列,  $PH_{end-avg}$  为第二平均初相位。

3. 根据权利要求 1 所述的从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法,其特征在于,

根据表达式  $X_{\sin}(n) = \frac{X_{+end}(n) - X_{-end}(-n)}{2\sin(PH_{end-avg})}$  获得正弦函数调制序列  $X_{\sin}(n)$ , 其中,  $X_{+end}(n)$  为第二正向序列,  $X_{-end}(-n)$  为第二反褶序列,  $PH_{end-avg}$  为第二平均初相位。

4. 根据权利要求 1 所述的从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法,其特征在于,

根据对第一正向序列进行正交混频和积分计算的结果,获得第一正相位;

根据对第一反褶序列进行正交混频和积分计算的结果,获得第一反相位;

根据对第二正向序列进行正交混频和数字滤波的结果,获得第二正相位;

根据对第二反褶序列进行正交混频和数字滤波的结果,获得第二反相位。

5. 根据权利要求 1 至 4 任意一项所述的从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法,其特征在于,通过梳状滤波器对所述预处理序列进行梳状滤波处理。

6. 一种从电力信号中获取余弦函数倍频序列的系统,其特征在于,包括:

初步序列长度确定模块,用于根据电力信号频率范围的下限、预设采样频率和预设整数信号周期数,获得初步序列长度;

初步序列获取模块,用于根据所述初步序列长度对电力信号进行采样,获得所述电力信号的初步序列;

参考频率确定模块,用于对所述初步序列进行频率初测,得到所述电力信号的初步频率,根据所述初步频率得到参考频率;

单位周期序列长度确定模块,用于根据所述预设采样频率和所述参考频率,获得所述电力信号的单位周期序列长度;

预处理序列长度确定模块,用于将所述预设整数信号周期数和所述单位周期序列长度相乘,获得预处理序列长度;

预处理序列获取模块,用于根据所述预处理序列长度,从所述电力信号的初步序列中获取预处理序列;

梳状滤波序列确定模块,用于对所述预处理序列进行梳状滤波处理,获得梳状滤波序列,其中梳状滤波序列长度为所述预处理序列在进行梳状滤波处理后的剩余长度;

预设序列长度确定模块,用于确定所述梳状滤波序列长度与所述单位周期序列长度的比值整数,根据所述比值整数和所述单位周期序列长度获得预设序列长度;

第一序列获取模块,用于根据所述预设序列长度和预设起始点,从所述梳状滤波序列中获得第一正向序列,根据所述第一正向序列获得第一反褶序列;

第一正反相位确定模块,用于根据所述第一正向序列获得第一正相位,根据所述第一反褶序列获得第一反相位;

第一平均初相位确定模块,用于根据所述第一正相位和所述第一反相位获得第一平均初相位;

新起始点确定模块,用于根据所述第一平均初相位和预设相位值,获得相位比较值,根据所述相位比较值、所述预设起始点和所述单位周期序列长度,获得新起始点;

第二序列获取模块,用于根据所述预设序列长度和所述新起始点,从所述梳状滤波序列中获得第二正向序列,根据第二正向序列获得第二反褶序列;

第二正反相位确定模块,用于根据所述第二正向序列获得第二正相位,根据所述第二反褶序列获得第二反相位;

第二平均初相位确定模块,用于根据所述第二正相位和所述第二反相位获得第二平均初相位;

余弦函数调制序列确定模块,用于将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相加,得到和序列,根据所述和序列和所述第二平均初相位的余弦函数值,获得余弦函数调制序

列；

正弦函数调制序列确定模块，用于将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相减，得到差序列，根据所述差序列和所述第二平均初相位的正弦函数值，获得正弦函数调制序列；

余弦函数倍频序列确定模块，用于将所述余弦函数调制序列的平方与所述正弦函数调制序列的平方相减，获得余弦函数倍频序列。

7. 根据权利要求6所述的从电力信号中获取余弦函数倍频序列的系统，其特征在于，

所述余弦函数调制序列确定模块根据表达式  $X_{\cos}(n) = \frac{X_{+end}(n) + X_{-end}(-n)}{2\cos(PH_{end-avg})}$  获得余弦函数调制序列  $X_{\cos}(n)$ ，其中， $X_{+end}(n)$  为第二正向序列， $X_{-end}(-n)$  为第二反褶序列， $PH_{end-avg}$  为第二平均初相位。

8. 根据权利要求6所述的从电力信号中获取余弦函数倍频序列的系统，其特征在于，

所述正弦函数调制序列确定模块根据表达式  $X_{\sin}(n) = \frac{X_{+end}(n) - X_{-end}(-n)}{2\sin(PH_{end-avg})}$  获得正弦函数调制序列  $X_{\sin}(n)$ ，其中， $X_{+end}(n)$  为第二正向序列， $X_{-end}(-n)$  为第二反褶序列， $PH_{end-avg}$  为第二平均初相位。

9. 根据权利要求6所述的从电力信号中获取余弦函数倍频序列的系统，其特征在于，所述第一正反相位确定模块根据对第一正向序列进行正交混频和积分计算的结果，获得第一正相位，根据对第一反褶序列进行正交混频和积分计算的结果，获得第一反相位；所述第二正反相位确定模块根据对第二正向序列进行正交混频和数字滤波的结果，获得第二正相位，根据对第二反褶序列进行正交混频和数字滤波的结果，获得第二反相位。

10. 根据权利要求6至9任意一项所述的从电力信号中获取余弦函数倍频序列的系统，其特征在于，所述梳状滤波序列确定模块通过梳状滤波器对所述预处理序列进行梳状滤波处理。

## 从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统

### 技术领域

[0001] 本发明涉及电力系统技术领域,特别是涉及一种从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统。

### 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参数的测量。傅里叶变换是实现正弦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精度计算的要求。

[0003] 在电力系统正弦参数测量方面,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(Discrete Fourier Transform,离散傅里叶变换)变换的测量法等。由于电网运行额定工频在50Hz(赫兹)附近,属于频率较低的正弦频率,而且在实际的电力信号中存在干扰,例如谐波干扰、电力负荷小范围内随机波动产生的类似白噪声干扰等,在干扰环境下,这些算法普遍存在的测量准确度不高的问题。

### 发明内容

[0004] 基于此,有必要针对上述问题,提供一种从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统,能够提高电力信号频率测量的准确度。

[0005] 为解决上述技术问题,本发明采用如下技术方案:

[0006] 一种从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法,包括步骤:

[0007] 根据电力信号频率范围的下限、预设采样频率和预设整数信号周期数,获得初步序列长度;

[0008] 根据所述初步序列长度对电力信号进行采样,获得所述电力信号的初步序列;

[0009] 对所述初步序列进行频率初测,得到所述电力信号的初步频率,根据所述初步频率得到参考频率;

[0010] 根据所述预设采样频率和所述参考频率,获得所述电力信号的单位周期序列长度;

[0011] 将所述预设整数信号周期数和所述单位周期序列长度相乘,获得预处理序列长度;

[0012] 根据所述预处理序列长度,从所述电力信号的初步序列中获取预处理序列;

[0013] 对所述预处理序列进行梳状滤波处理,获得梳状滤波序列,其中梳状滤波序列长度为所述预处理序列在进行梳状滤波处理后的剩余长度;

[0014] 确定所述梳状滤波序列长度与所述单位周期序列长度的比值整数,根据所述比值整数和所述单位周期序列长度获得预设序列长度;

[0015] 根据所述预设序列长度和预设起始点,从所述梳状滤波序列中获得第一正向序

列,根据所述第一正向序列获得第一反褶序列;

[0016] 根据所述第一正向序列获得第一正相位,根据所述第一反褶序列获得第一反相位;

[0017] 根据所述第一正相位和所述第一反相位获得第一平均初相位;

[0018] 根据所述第一平均初相位和预设相位值,获得相位比较值,根据所述相位比较值、所述预设起始点和所述单位周期序列长度,获得新起始点;

[0019] 根据所述预设序列长度和所述新起始点,从所述梳状滤波序列中获得第二正向序列,根据第二正向序列获得第二反褶序列;

[0020] 根据所述第二正向序列获得第二正相位,根据所述第二反褶序列获得第二反相位;

[0021] 根据所述第二正相位和所述第二反相位获得第二平均初相位;

[0022] 将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相加,得到和序列,根据所述和序列和所述第二平均初相位的余弦函数值,获得余弦函数调制序列;

[0023] 将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相减,得到差序列,根据所述差序列和所述第二平均初相位的正弦函数值,获得正弦函数调制序列;

[0024] 将所述余弦函数调制序列的平方与所述正弦函数调制序列的平方相减,获得余弦函数倍频序列。

[0025] 一种从电力信号中获取余弦函数倍频序列的系统,包括:

[0026] 初步序列长度确定模块,用于根据电力信号频率范围的下限、预设采样频率和预设整数信号周期数,获得初步序列长度;

[0027] 初步序列获取模块,用于根据所述初步序列长度对电力信号进行采样,获得所述电力信号的初步序列;

[0028] 参考频率确定模块,用于对所述初步序列进行频率初测,得到所述电力信号的初步频率,根据所述初步频率得到参考频率;

[0029] 单位周期序列长度确定模块,用于根据所述预设采样频率和所述参考频率,获得所述电力信号的单位周期序列长度;

[0030] 预处理序列长度确定模块,用于将所述预设整数信号周期数和所述单位周期序列长度相乘,获得预处理序列长度;

[0031] 预处理序列获取模块,用于根据所述预处理序列长度,从所述电力信号的初步序列中获取预处理序列;

[0032] 梳状滤波序列确定模块,用于对所述预处理序列进行梳状滤波处理,获得梳状滤波序列,其中梳状滤波序列长度为所述预处理序列在进行梳状滤波处理后的剩余长度;

[0033] 预设序列长度确定模块,用于确定所述梳状滤波序列长度与所述单位周期序列长度的比值整数,根据所述比值整数和所述单位周期序列长度获得预设序列长度;

[0034] 第一序列获取模块,用于根据所述预设序列长度和预设起始点,从所述梳状滤波序列中获得第一正向序列,根据所述第一正向序列获得第一反褶序列;

[0035] 第一正反相位确定模块,用于根据所述第一正向序列获得第一正相位,根据所述第一反褶序列获得第一反相位;

[0036] 第一平均初相位确定模块,用于根据所述第一正相位和所述第一反相位获得第一

平均初相位；

[0037] 新起始点确定模块,用于根据所述第一平均初相位和预设相位值,获得相位比较值,根据所述相位比较值、所述预设起始点和所述单位周期序列长度,获得新起始点；

[0038] 第二序列获取模块,用于根据所述预设序列长度和所述新起始点,从所述梳状滤波序列中获得第二正向序列,根据第二正向序列获得第二反褶序列；

[0039] 第二正反相位确定模块,用于根据所述第二正向序列获得第二正相位,根据所述第二反褶序列获得第二反相位；

[0040] 第二平均初相位确定模块,用于根据所述第二正相位和所述第二反相位获得第二平均初相位；

[0041] 余弦函数调制序列确定模块,用于将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相加,得到和序列,根据所述和序列和所述第二平均初相位的余弦函数值,获得余弦函数调制序列；

[0042] 正弦函数调制序列确定模块,用于将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相减,得到差序列,根据所述差序列和所述第二平均初相位的正弦函数值,获得正弦函数调制序列；

[0043] 余弦函数倍频序列确定模块,用于将所述余弦函数调制序列的平方与所述正弦函数调制序列的平方相减,获得余弦函数倍频序列。

[0044] 本发明从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法和系统,通过一系列操作,对输入电力信号序列的频率进行倍频处理,获得余弦函数倍频序列。将本发明获得的余弦函数倍频序列用于电力信号频率的测量,可显著提高电力信号频率测量的准确度。

#### 附图说明

[0045] 图 1 为本发明从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法实施例的流程示意图；

[0046] 图 2 为本发明梳状滤波处理在频域幅频特性的示意图；

[0047] 图 3 为本发明梳状滤波序列、第一正向序列和第一反褶序列的示意图；

[0048] 图 4 为本发明从电力信号中获取余弦函数倍频序列的系统实施例的结构示意图。

#### 具体实施方式

[0049] 为更进一步阐述本发明所采取的技术手段及取得的效果,下面结合附图及较佳实施例,对本发明的技术方案,进行清楚和完整的描述。

[0050] 如图 1 所示,一种从电力信号中获取余弦函数倍频序列的方法,包括步骤：

[0051] S101、根据电力信号频率范围的下限、预设采样频率和预设整数信号周期数,获得初步序列长度；

[0052] S102、根据所述初步序列长度对电力信号进行采样,获得所述电力信号的初步序列；

[0053] S103、对所述初步序列进行频率初测,得到所述电力信号的初步频率,根据所述初步频率得到参考频率；

[0054] S104、根据所述预设采样频率和所述参考频率,获得所述电力信号的单位周期序列长度；

[0055] S105、将所述预设整数信号周期数和所述单位周期序列长度相乘,获得预处理序列长度;

[0056] S106、根据所述预处理序列长度,从所述电力信号的初步序列中获取预处理序列;

[0057] S107、对所述预处理序列进行梳状滤波处理,获得梳状滤波序列,其中梳状滤波序列长度为所述预处理序列在进行梳状滤波处理后的剩余长度;

[0058] S108、确定所述梳状滤波序列长度与所述单位周期序列长度的比值整数,根据所述比值整数和所述单位周期序列长度获得预设序列长度;

[0059] S109、根据所述预设序列长度和预设起始点,从所述梳状滤波序列中获得第一正向序列,根据所述第一正向序列获得第一反褶序列;

[0060] S110、根据所述第一正向序列获得第一正相位,根据所述第一反褶序列获得第一反相位;

[0061] S111、根据所述第一正相位和所述第一反相位获得第一平均初相位;

[0062] S112、根据所述第一平均初相位和预设相位值,获得相位比较值,根据所述相位比较值、所述预设起始点和所述单位周期序列长度,获得新起始点;

[0063] S113、根据所述预设序列长度和所述新起始点,从所述梳状滤波序列中获得第二正向序列,根据第二正向序列获得第二反褶序列;

[0064] S114、根据所述第二正向序列获得第二正相位,根据所述第二反褶序列获得第二反相位;

[0065] S115、根据所述第二正相位和所述第二反相位获得第二平均初相位;

[0066] S116、将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相加,得到和序列,根据所述和序列和所述第二平均初相位的余弦函数值,获得余弦函数调制序列;

[0067] S117、将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相减,得到差序列,根据所述差序列和所述第二平均初相位的正弦函数值,获得正弦函数调制序列;

[0068] S118、将所述余弦函数调制序列的平方与所述正弦函数调制序列的平方相减,获得余弦函数倍频序列。

[0069] 实际电力信号是一种以基波成分为主的正弦信号,如无特殊说明,电力信号均指基波信号,电力信号频率均指基波频率。对于步骤S101,电力系统频率范围一般在45Hz(赫兹)-55Hz,所以电力信号频率范围的下限 $f_{\min}$ 可以取为45Hz。预设整数信号周期数 $C_{2\pi}$ 可以根据实际需要设置,例如,将 $C_{2\pi}$ 取为17。初步序列长度可以根据式(1)计算:

$$[0070] \quad N_{\text{start}} = (\text{int}) \frac{C_{2\pi} f}{f_{\min}} \quad (1)$$

[0071] 其中, $N_{\text{start}}$ 为初步序列长度; $(\text{int})$ 表示取整; $C_{2\pi}$ 为预设整数信号周期数; $f_{\min}$ 为电力信号频率范围的下限,单位Hz; $f$ 为预设采样频率,单位Hz。

[0072] 对于步骤S102,可以用单基波频率的余弦函数信号表达电力信号,那么初步序列为式(2):

[0073]

$$X_{\text{start}}(n) = A \cos(\omega_1 T n + \varphi)$$



$$[0074] \quad T = \frac{1}{f} \quad (2)$$

[0075]  $n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_{\text{start}} - 1$

[0076] 其中,  $X_{\text{start}}(n)$  为初步序列;  $A$  为信号幅值, 单位  $v$ ;  $\omega_i$  为信号频率,  $T$  为采样间隔时间,  $f$  为预设采样频率, 单位  $\text{Hz}$ ,  $n$  为序列离散数,  $\Phi$  为初步序列的初相位,  $N_{\text{start}}$  为初步序列长度。

[0077] 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初步序列进行频率初测, 获取初步频率  $\omega_o$ 。在一个实施例中, 所述参考频率  $\omega_s = \omega_o$ 。

[0078] 对于步骤 S104, 在一个实施例中, 所述电力信号的单位周期序列长度计算, 为式 (3) :

$$[0079] \quad N_{2\pi} = (\text{int}) \frac{2\pi f}{\omega_s} \quad (3)$$

[0080] 其中,  $N_{2\pi}$  为单位周期序列长度;  $(\text{int})$  为取整数;  $f$  为预设采样频率, 单位  $\text{Hz}$ ;  $\omega_s$  为参考频率。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。

[0081] 对于步骤 S105, 所述预处理序列长度为式 (4) :

$$[0082] \quad N_{\text{set}} = C_{2\pi} N_{2\pi} \quad (4)$$

[0083] 其中,  $N_{\text{set}}$  为预处理序列长度;  $C_{2\pi}$  为预设整数信号周期数;  $N_{2\pi}$  为单位周期序列长度。

[0084] 对于步骤 S106, 在一个实施例中, 获取预处理序列, 为式 (5) :

$$[0085] \quad X_{\text{set}}(n) = X_{\text{start}}(n) = A \cos(\omega_i T n + \Phi)$$

[0086]  $n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_{\text{set}} - 1$  (5)

[0087] 其中,  $X_{\text{set}}(n)$  为预处理序列,  $X_{\text{start}}(n)$  为初步序列,  $N_{\text{set}}$  为预处理序列长度。

[0088] 电力信号中存在分次谐波、偶次谐波、奇次谐波等, 在混频过程中, 所产生的混频干扰频率严重影响正弦参数的计算准确度, 进行梳状滤波处理可从源头对混频干扰频率产生的因数进行有效抑制。

[0089] 对于步骤 S107, 将 2 个起始点不同的输入序列相减, 可获得梳状的频域幅频滤波特性, 简称为梳状滤波处理。将 2 个输入序列的间隔定义为梳状滤波参数, 单级梳状滤波处理表达为式 (6) :

$$[0090] \quad X_L(n) = \frac{1}{2} X_{\text{set}}(n) - \frac{1}{2} X_{\text{set}}(N_L + n)$$

[0091]  $n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_{\text{set}} - N_L - 1$  (6)

[0092]  $N_L = (\text{int})(0.5 N_{2\pi})$

[0093] 其中,  $X_L(n)$  为单级梳状滤波输出序列;  $X_{\text{set}}(n)$  为预处理序列;  $X_{\text{set}}(N_L + n)$  为从  $N_L$  起始的预处理序列;  $N_L$  为 2 个序列间隔或单级梳状滤波参数;  $N_{\text{set}}$  为预处理序列长度;  $N_{2\pi}$  为单位周期序列长度。梳状滤波参数  $N_L$  取值为单位周期序列长度  $N_{2\pi}$  的 0.5 倍, 能够对偶次谐

波进行抑制和对分次谐波进行衰减。

[0094] 在一个实施例中,可以通过梳状滤波器对所述预处理序列进行梳状滤波处理。由于参考频率存在误差、梳状滤波参数存在整数化误差,为了提高梳状滤波效果,可以通过8级梳状滤波器进行梳状滤波处理,表达为式(7):

[0095]

$$X_{8L}(n) = \text{Filter}[8, N_L, X_{\text{set}}(n)] = A K(\omega_i) \cos(\omega_i T n + \phi_L)$$

[0096] 
$$K_L(\omega_i) = \left[ \sin\left(\frac{\omega_i T N_L}{2}\right) \right]^8$$

[0097]  $X_{8L}(n) : n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_{\text{set}} - 8N_L - 1$

[0098]  $X_{\text{set}}(n) : n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_{\text{set}} - 1$

[0099]  $N_L = (\text{int})(0.5N_{2\pi})$

[0100] (7)

[0101] 其中,  $X_{8L}(n)$  为8级梳状滤波器或梳状滤波序列;  $\text{Filter}[8, N_L, X_{\text{set}}(n)]$  中8代表梳状滤波级数为8,  $N_L$  为单级梳状滤波参数,  $X_{\text{set}}(n)$  为预处理序列;  $K_L(\omega_i)$  为梳状滤波处理在信号频率  $\omega_i$  的无量纲幅值增益,  $T$  为采样间隔时间;  $\phi_L$  为梳状滤波序列初相位;  $N_{\text{set}}$  为预处理序列长度。

[0102] 梳状滤波处理需要使用单位周期序列长度  $N_{2\pi}$  的4倍序列长度。梳状滤波处理在频域幅频特性如图2所示。

[0103] 对于步骤S108,在一个实施例中,确定所述梳状滤波序列长度与所述单位周期序列长度的比值整数,为式(8):

[0104] 
$$k = (\text{int}) \frac{N_{\text{set}} - 8N_L}{N_{2\pi}} \quad (8)$$

[0105] 其中,  $k$  为所述比值整数,  $N_{\text{set}}$  为预处理序列长度,  $N_L$  为单级梳状滤波参数,  $N_{2\pi}$  为单位周期序列长度。

[0106] 在一个实施例中,预设序列长度计算为式(9):

[0107] 
$$N = (k-1)N_{2\pi} \quad (9)$$

[0108] 其中,  $N$  为预设序列长度,  $k$  为所述比值整数,  $N_{2\pi}$  为单位周期序列长度。

[0109] 对于步骤S109,在一个实施例中,预设起始点可以为所述单位周期序列长度的0.5倍,所述第一正向序列,为式(10):

[0110]

$$X_{+\text{start}}(n) = X_{8L}(P_{\text{start}} + n) = A K_L(\omega_i) \cos(\omega_i T n + \phi_1)$$

[0111] 
$$P_{\text{start}} = (\text{int})(0.5N_{2\pi}) \quad (10)$$

[0112]  $n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1$

[0113] 其中,  $X_{8L}(n)$  为8级梳状滤波序列,  $X_{+\text{start}}(n)$  为第一正向序列,  $P_{\text{start}}$  为预设起始点,  $N_{2\pi}$  为单位周期序列长度,  $(\text{int})$  为取整数,  $A$  为信号幅值, 单位  $v$ ,  $\omega_i$  为信号频率,  $K_L(\omega_i)$  为梳状滤波处理在信号频率  $\omega_i$  的无量纲幅值增益,  $T$  为采样间隔时间,  $n$  为序列离散数,  $\phi_1$  为第一正向序列初相位,  $N$  为预设序列长度。

[0114] 在一个实施例中,所述第一反褶序列为式 (11) :

$$[0115] \quad X_{\text{start}}(-n) = X_{\text{start}}(N-n) = A K(\omega_i) \cos(-\omega_i Tn + \beta 1)$$

$$[0116] \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \quad (11)$$

[0117] 其中,  $X_{\text{start}}(-n)$  为第一反褶序列,  $X_{\text{start}}(n)$  为第一正向序列,  $A$  为信号幅值, 单位  $v$ ,  $\omega_i$  为信号频率,  $T$  为采样间隔时间,  $n$  为序列离散数,  $\beta 1$  为第一反褶序列初相位,  $N$  为预设序列长度。梳状滤波序列、第一正向序列和第一反褶序列图形表达如图 3 所示。

[0118] 对于步骤 S110, 在一个实施例中, 根据对第一正向序列进行正交混频和积分计算的结果, 获得第一正相位; 根据对第一反褶序列进行正交混频和积分计算的结果, 获得第一反相位。即第一正相位和第一反相位的计算是基于正交混频和积分计算的结果。

[0119] 在不考虑正交混频的混频干扰频率时, 正交混频表达为式 (12), 积分计算表达为式 (13) :

[0120]

$$R_{+\text{start}}(n) = X_{+\text{start}}(n) \cos(\omega_s Tn) = \frac{A}{2} K_L(\omega_i) \cos(\Omega Tn + \phi 1)$$

[0121]

$$I_{+\text{start}}(n) = X_{+\text{start}}(n) \sin(\omega_s Tn) = -\frac{A}{2} K_L(\omega_i) \sin(\Omega Tn + \phi 1)$$

[0122]

$$R_{-\text{start}}(-n) = X_{-\text{start}}(-n) \cos(-\omega_s Tn) = \frac{A}{2} K_L(\omega_i) \cos(-\Omega Tn + \beta 1)$$

[0123]

$$I_{-\text{start}}(-n) = X_{-\text{start}}(-n) \sin(-\omega_s Tn) = -\frac{A}{2} K_L(\omega_i) \sin(-\Omega Tn + \beta 1)$$

$$[0124] \quad \Omega = \omega_i - \omega_s$$

$$[0125] \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

$$[0126] \quad (12)$$

[0127] 其中,  $R_{+\text{start}}(n)$  为第一正实频混频序列,  $I_{+\text{start}}(n)$  为第一正虚频混频序列,  $R_{-\text{start}}(-n)$  为第一反实频混频序列,  $I_{-\text{start}}(-n)$  为第一反虚频混频序列,  $\cos(\omega_s Tn)$  或  $\cos(-\omega_s Tn)$  为参考频率的离散余弦函数,  $\sin(\omega_s Tn)$  或  $\sin(-\omega_s Tn)$  为参考频率的离散正弦函数,  $\Omega$  为信号频率  $\omega_i$  与参考频率  $\omega_s$  的频差,  $T$  为采样间隔时间,  $n$  为序列离散数,  $K_L(\omega_i)$  为梳状滤波处理在信号频率  $\omega_i$  的无量纲幅值增益,  $\phi 1$  为第一正向序列初相位,  $\beta 1$  为第一正向序列初相位,  $N$  为预设序列长度。

[0128]

$$R_{+\text{start}} = \frac{2}{N} \sum_0^{N-1} R_{+\text{start}}(n) = AK_L(\omega_i) \frac{2\sin(\frac{\Omega TN}{2})}{\Omega TN} \cos(\frac{\Omega TN}{2} + \phi 1)$$

[0129]

$$I_{+start} = \frac{2}{N} \sum_0^{N-1} I_{+start}(n) = -AK_L(\omega_i) \frac{2\sin(\frac{\Omega TN}{2})}{\Omega TN} \sin(\frac{\Omega TN}{2} + \phi_1)$$

[0130]

$$R_{-start} = \frac{2}{N} \sum_0^{N-1} R_{-start}(-n) = AK_L(\omega_i) \frac{2\sin(\frac{\Omega TN}{2})}{\Omega TN} \cos(-\frac{\Omega TN}{2} + \beta_1)$$

[0131]

$$I_{-start} = \frac{2}{N} \sum_0^{N-1} I_{-start}(-n) = -AK_L(\omega_i) \frac{2\sin(\frac{\Omega TN}{2})}{\Omega TN} \sin(-\frac{\Omega TN}{2} + \beta_1)$$

[0132]  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$

[0133] (13)

[0134] 其中,  $R_{+start}$  为第一正实频积分值, 单位无量纲,  $I_{+start}$  为第一正虚频积分值, 单位无量纲,  $R_{-start}$  为第一反实频积分值, 单位无量纲,  $I_{-start}$  为第一反虚频混频积分值, 单位无量纲,  $\Omega$  为信号频率  $\omega_i$  与参考频率  $\omega_s$  的频差,  $T$  为采样间隔时间,  $n$  为序列离散数,  $N$  为预设序列长度,  $\phi_1$  为第一正向序列初相位,  $\beta_1$  为第一反褶序列初相位,  $N$  为预设序列长度。

[0135] 在一个实施例中, 第一正相位和第一反相位的计算, 表达为式 (14) :

[0136]

$$PH_{+start} = -\arctan\left(\frac{I_{+start}}{R_{+start}}\right) = \frac{\Omega TN}{2} + \phi_1$$

$$PH_{-start} = -\arctan\left(\frac{I_{-start}}{R_{-start}}\right) = -\frac{\Omega TN}{2} + \beta_1$$

[0137] (14)

[0138] 其中,  $PH_{+start}$  为第一正相位,  $PH_{-start}$  为第一反相位,  $R_{+start}$  为第一正实频积分值, 单位无量纲,  $I_{+start}$  为第一正虚频积分值, 单位无量纲,  $R_{-start}$  为第一反实频积分值, 单位无量纲,  $I_{-start}$  为第一反虚频混频积分值, 单位无量纲,  $\Omega$  为信号频率  $\omega_i$  与参考频率  $\omega_s$  的频差,  $T$  为采样间隔时间,  $N$  为预设序列长度,  $\phi_1$  为第一正向序列初相位,  $\beta_1$  为第一反褶序列初相位。

[0139] 对于步骤 S111, 在一个实施例中, 第一平均初相位计算方法, 表达为式 (15) :

[0140]

$$PH_{start-avg} = \frac{PH_{+start} + PH_{-start}}{2} = \frac{\phi_1 + \beta_1}{2}$$

(15)

[0141] 其中,  $PH_{start-avg}$  为第一平均初相位,  $PH_{+start}$  为第一正相位,  $PH_{-start}$  为第一反相位,  $\phi_1$  为第一正向序列初相位,  $\beta_1$  为第一反褶序列初相位。

[0142] 对于步骤 S112, 在一个实施例中, 所述预设相位值可以为  $\pm \pi/4$ ; 根据所述第一平均初相位和预设相位值, 获得相位比较值的步骤可以包括:

[0143] 若所述第一平均初相位大于等于 0 小于等于  $\pi/2$ , 根据  $\pi/4$  减去所述第一平均初相位获得相位比较值;

[0144] 若所述第一平均初相位大于等于  $-\pi/2$  小于等于 0, 根据  $-\pi/4$  减去所述第一平均初相位获得相位比较值。

[0145] 具体为式 (16):

$$[0146] \quad \Delta PH_{\text{com}} = \begin{cases} \frac{\pi}{4} - PH_{\text{start-avg}} & 0 \leq PH_{\text{start-avg}} \leq \frac{\pi}{2} \\ -\frac{\pi}{4} - PH_{\text{start-avg}} & -\frac{\pi}{2} \leq PH_{\text{start-avg}} \leq 0 \\ 0 & PH_{\text{start-avg}} = \pm \frac{\pi}{4} \end{cases} \quad (16)$$

[0147] 其中,  $\Delta PH_{\text{com}}$  为相位比较值, 单位 rad,  $PH_{\text{start-avg}}$  为第一平均初相位。

[0148] 在一个实施例中, 所述新起始点计算, 为式 (17):

$$[0149] \quad P_{\text{new}} = P_{\text{start}} + (\text{int}) \left( \frac{\Delta PH_{\text{com}}}{2\pi} N_{2\pi} \right) \quad (17)$$

[0150] 其中,  $P_{\text{new}}$  为新起始点, 单位无量纲,  $P_{\text{start}}$  为预设起始点,  $\Delta PH_{\text{com}}$  为相位比较值, 单位 rad,  $N_{2\pi}$  为单位周期序列长度, (int) 为取整数。

[0151] 对于步骤 S113, 第二正向序列和第二反褶序列为式 (18):

[0152]

$$X_{+\text{end}}(n) = X_{8L}(P_{\text{new}} + n) = AK_L(\omega_i) \cos(\omega_i Tn + \varphi_2)$$

$$[0153] \quad X_{\text{end}}(-n) = X_{\text{end}}(N-n) = AK_L(\omega_i) \cos(-\omega_i Tn + \beta_2) \quad (18)$$

$$[0154] \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1$$

[0155] 其中,  $X_{8L}(n)$  为 8 级梳状滤波序列,  $X_{\text{end}}(n)$  为第二正向序列,  $X_{\text{end}}(-n)$  为第二反褶序列,  $P_{\text{new}}$  为新起始点, 单位无量纲,  $K_L(\omega_i)$  为梳状滤波处理在信号频率  $\omega_i$  的无量纲幅值增益,  $\varphi_2$  为第二正向序列初相位,  $\beta_2$  为第二反褶序列初相位,  $\omega_i$  为信号频率,  $T$  为采样间隔时间,  $n$  为序列离散数,  $N$  为预设序列长度。

[0156] 对于步骤 S114, 在一个实施例中, 根据对第二正向序列进行正交混频和数字滤波的结果, 获得第二正相位; 根据对第二反褶序列进行正交混频和数字滤波的结果, 获得第二反相位。即第二正相位和第二反相位的计算方法, 是基于正交混频和数字滤波计算的结果。所述数字滤波由 2 种滤波参数的 6 级矩形窗算术平均滤波器所构成。

[0157] 在不考虑正交混频的混频干扰频率时, 正交混频表达为式 (19), 2 种滤波参数的 6 级矩形窗算术平均滤波器滤波计算表达为式 (20):

[0158]

$$R_{+\text{end}}(n) = X_{+\text{end}}(n) \cos(\omega_s Tn) = \frac{A}{2} K_L(\omega_i) \cos(\Omega Tn + \varphi_2)$$

[0159]

$$I_{+\text{end}}(n) = X_{+\text{end}}(n) \sin(\omega_s Tn) = -\frac{A}{2} K_L(\omega_i) \sin(\Omega Tn + \varphi_2)$$

[0160]

$$R_{-\text{end}}(-n) = X_{-\text{end}}(-n) \cos(-\omega_s Tn) = \frac{A}{2} K_L(\omega_i) \cos(-\Omega Tn + \beta_2)$$

[0161]

$$I_{-\text{end}}(-n) = X_{-\text{end}}(-n) \sin(-\omega_s Tn) = -\frac{A}{2} K_L(\omega_i) \sin(-\Omega Tn + \beta_2)$$

[0162]  $\Omega = \omega_i - \omega_s$ [0163]  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 

[0164]

(19)

[0165] 其中,  $R_{+\text{end}}(n)$  为第二正实频混频序列,  $I_{+\text{end}}(n)$  为第二正虚频混频序列,  $R_{-\text{end}}(-n)$  为第二反实频混频序列,  $I_{-\text{end}}(-n)$  为第二反虚频混频序列,  $\cos(\omega_s Tn)$  或  $\cos(-\omega_s Tn)$  为参考频率的离散余弦函数,  $\sin(\omega_s Tn)$  或  $\sin(-\omega_s Tn)$  为参考频率的离散正弦函数,  $K_L(\omega_i)$  为梳状滤波处理在信号频率  $\omega_i$  的无量纲幅值增益,  $\Omega$  为信号频率  $\omega_i$  与参考频率  $\omega_s$  的频差,  $\omega_i$  为信号频率,  $T$  为采样间隔时间,  $n$  为序列离散数,  $\varphi_1$  为第一正向序列初相位,  $\beta_1$  为第一反褶序列初相位,  $N$  为预设序列长度。

[0166]

$$\begin{aligned} R_{+\text{end}} &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{1}{N_{D1}} \sum_n \frac{1}{N_{D1}} \sum_n \frac{1}{N_{D1}} \sum_n R_{+\text{end}}(n) \\ &= \frac{A}{2} K_L(\omega_i) K(\Omega) \cos\left(\frac{\Omega T N_d}{2} + \varphi_2\right) \end{aligned}$$

[0167]

$$\begin{aligned} I_{+\text{end}} &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{1}{N_{D1}} \sum_n \frac{1}{N_{D1}} \sum_n \frac{1}{N_{D1}} \sum_n I_{+\text{end}}(n) \\ &= -\frac{A}{2} K_L(\omega_i) K(\Omega) \sin\left(\frac{\Omega T N_d}{2} + \varphi_2\right) \end{aligned}$$

[0168]

$$\begin{aligned} R_{-\text{end}} &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{1}{N_{D2}} \sum_n \frac{1}{N_{D1}} \sum_n \frac{1}{N_{D1}} \sum_n \frac{1}{N_{D1}} \sum_n R_{-\text{end}}(-n) \\ &= \frac{A}{2} K_L(\omega_i) K(\Omega) \cos\left(-\frac{\Omega T N_d}{2} + \beta_2\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 [0169] \quad I_{-end} &= \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{1}{N_{D2}} \sum_n^{N_{D2}-1} \frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} \frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} \frac{1}{N_{D1}} \sum_n^{N_{D1}-1} I_{-end}(-n) \\
 &= -\frac{A}{2} K_L(\omega_i) K(\Omega) \sin\left(-\frac{\Omega TN_d}{2} + \beta 2\right)
 \end{aligned}$$

$$[0170] \quad K(\Omega) = \left[ \frac{2 \sin\left(\frac{\Omega TN_{D1}}{2}\right)}{\Omega TN_{D1}} \right]^3 \left[ \frac{2 \sin\left(\frac{\Omega TN_{D2}}{2}\right)}{\Omega TN_{D2}} \right]^3$$

$$[0171] \quad N_D = 3N_{D1} + 3N_{D2} \quad (20)$$

$$[0172] \quad N_D \leq N$$

$$[0173] \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots, N_D - 1$$

[0174] 其中,  $R_{+end}$  为第二正实频数字滤波终值, 单位无量纲;  $I_{+end}$  为第二正虚频数字滤波终值, 单位无量纲;  $R_{-end}$  为第二反数字滤波终值, 单位无量纲;  $I_{-end}$  为第二反虚频数字滤波终值, 单位无量纲;  $K_L(\omega_i)$  为梳状滤波处理在信号频率  $\omega_i$  的无量纲幅值增益,  $\Omega$  为信号频率  $\omega_i$  与参考频率  $\omega_s$  的频差;  $K(\Omega)$  为数字滤波在频差  $\Omega$  的幅值增益, 单位无量纲;  $T$  为采样间隔时间;  $\phi 2$  为第二正向序列初相位;  $\beta 2$  为第二反褶序列初相位;  $N_{D1}$  为滤波参数 1, 即对  $N_{D1}$  个连续离散值相加, 然后取其算术平均值作为本次滤波值输出;  $N_{D2}$  为滤波参数 2, 即对  $N_{D2}$  个连续离散值相加, 然后取其算术平均值作为本次滤波值输出;  $N_D$  为数字滤波使用序列长度, 数量上为 6 级矩形窗算术平均滤波器滤波参数的总和, 小于等于预设序列长度  $N$ 。

[0175] 在一个实施例中, 滤波参数  $N_{D1}$  取值为所述参考频率的单位周期序列长度的 1.5 倍, 目的对 1/3 分次谐波产生的混频干扰频率进行深度抑制; 滤波参数  $N_{D2}$  取值为所述参考频率的单位周期序列长度的 2 倍, 目的对直流、1/2 分次、次谐波等产生的混频干扰频率进行深度抑制。2 种滤波参数的 6 级矩形窗算术平均滤波器滤波计算需要使用信号周期序列长度的 10.5 倍。

[0176] 滤波参数  $N_{D1}$  和滤波参数  $N_{D2}$  计算为式 (21):

$$[0177] \quad N_{D1} = (\text{int})(1.5N_{2\pi})$$

$$[0178] \quad N_{D2} = 2N_{2\pi} \quad (21)$$

[0179] 其中,  $N_{D1}$  为数字滤波参数 1, 单位无量纲, (int) 为取整数,  $N_{D2}$  为数字滤波参数 2, 单位无量纲,  $N_{2\pi}$  为单位周期序列长度。

[0180] 在一个实施例中, 第二正相位和第二反相位的计算方法, 表达为式 (22):

[0181]

$$\begin{aligned}
 PH_{+end} &= -\arctan\left(\frac{I_{+end}}{R_{+end}}\right) = -\frac{\Omega TN_D}{2} + \phi 2 \\
 & \quad (22)
 \end{aligned}$$

$$[0182] \quad PH_{-end} = -\arctan\left(\frac{I_{-end}}{R_{-end}}\right) = -\frac{\Omega TN_D}{2} + \beta 2$$

[0183] 其中,  $PH_{+end}$  为第二正相位,  $PH_{-end}$  为第二反相位,  $R_{+end}$  为第二正实频积分值, 单位无

量纲,  $I_{+end}$  为第二正虚频积分值, 单位无量纲,  $R_{-end}$  为第二反实频积分值, 单位无量纲,  $I_{-end}$  为第二反虚频混频积分值, 单位无量纲,  $\Omega$  为信号频率  $\omega_i$  与参考频率  $\omega_s$  的频差,  $T$  为采样间隔时间,  $N_b$  为数字滤波使用序列长度,  $\varphi_2$  为第二正向序列初相位,  $\beta_2$  为第二反褶序列初相位。

[0184] 对于步骤 S115, 第二平均初相位计算方法, 表达为式 (23):

[0185]

$$PH_{end-avg} = \frac{PH_{+end} + PH_{-end}}{2} = \frac{\varphi_2 + \beta_2}{2} \quad (23)$$

[0186] 其中,  $PH_{end-avg}$  为第二平均初相位,  $PH_{+end}$  为第二正相位,  $PH_{-end}$  为第二反相位,  $\varphi_2$  为第二正向序列初相位,  $\beta_2$  为第二正向序列初相位。

[0187] 对于步骤 S116, 余弦函数调制序列表达为式 (24):

[0188]

$$\begin{aligned} X_{\cos}(n) &= \frac{X_{+end}(n) + X_{-end}(-n)}{2\cos(PH_{end-avg})} \\ &= \frac{AK_L(\omega_i)\cos(\omega_i Tn + \varphi_2) + AK_L(\omega_i)\cos(-\omega_i Tn + \beta_2)}{2\cos(PH_{end-avg})} \\ &= AK_L(\omega_i)\cos(\omega_i Tn + \frac{\varphi_2 - \beta_2}{2}) \\ n &= 0, 1, 2, 3, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (24)$$

[0189] 其中,  $X_{\cos}(n)$  为余弦函数调制序列;  $X_{+end}(n)$  为第二正向序列;  $X_{-end}(-n)$  为第二反褶序列;  $PH_{end-avg}$  为第二平均初相位;  $AK_L(\omega_i)$  为余弦函数调制序列幅值, 单位  $v$ ;  $0.5(\varphi_2 - \beta_2)$  为余弦函数调制序列初相位,  $K_L(\omega_i)$  为梳状滤波处理在信号频率  $\omega_i$  的无量纲幅值增益,  $\omega_i$  为信号频率,  $T$  为采样间隔时间,  $n$  为序列离散数,  $N$  为预设序列长度,  $\varphi_2$  为第二正向序列初相位,  $\beta_2$  为第二反褶序列初相位。

[0190] 对于步骤 S117, 正弦函数调制序列表达为式 (25):

[0191]



$$\begin{aligned}
X_{\sin}(n) &= \frac{X_{+\text{end}}(n) - X_{-\text{end}}(-n)}{2\sin(\text{PH}_{\text{end-avg}})} \\
&= \frac{AK_L(\omega_i) \cos(\omega_i Tn + \varphi_2) - AK_L(\omega_i) \cos(-\omega_i Tn + \beta_2)}{2\sin(\text{PH}_{\text{end-avg}})} \\
&= AK_L(\omega_i) \sin\left(\omega_i Tn + \frac{\varphi_2 - \beta_2}{2}\right) \\
n &= 0, 1, 2, 3, \dots, N-1
\end{aligned}$$

(25)

[0192] 其中,  $X_{\sin}(n)$  为正弦函数调制序列,  $X_{+\text{end}}(n)$  为第二正向序列,  $X_{-\text{end}}(-n)$  为第二反褶序列,  $\text{PH}_{\text{end-avg}}$  为第二平均初相位,  $AK_L(\omega_i)$  为正弦函数调制序列幅值, 单位  $v$ ,  $0.5(\varphi_2 - \beta_2)$  为余弦函数调制序列初相位,  $K_L(\omega_i)$  为梳状滤波处理在信号频率  $\omega_i$  的无量纲幅值增益,  $\omega_i$  信号频率,  $T$  为采样间隔时间,  $n$  为序列离散数,  $N$  为预设序列长度,  $\varphi_2$  为第二正向序列初相位,  $\beta_2$  为第二反褶序列初相位。

[0193] 对于步骤 S118, 余弦函数倍频序列表达式为式 (26) :

[0194]

$$\begin{aligned}
X_{2\cos}^2(n) &= X_{\cos}(n) X_{\cos}(n) - X_{\sin}(n) X_{\sin}(n) \\
&= [AK_L(\omega_i)]^2 \cos(2\omega_i Tn + \varphi_2 - \beta_2) \\
n &= 0, 1, 2, 3, \dots, N-1
\end{aligned}$$

(26)

[0195] 其中,  $X_{2\cos}^2(n)$  为余弦函数倍频序列。

[0196] 基于同一发明构思, 本发明还提供一种从电力信号中获取余弦函数倍频序列的系统, 下面结合附图对本发明系统的具体实施方式做详细描述。

[0197] 如图 4 所示, 一种从电力信号中获取余弦函数倍频序列的系统, 包括:

[0198] 初步序列长度确定模块 101, 用于根据电力信号频率范围的下限、预设采样频率和预设整数信号周期数, 获得初步序列长度;

[0199] 初步序列获取模块 102, 用于根据所述初步序列长度对电力信号进行采样, 获得所述电力信号的初步序列;

[0200] 参考频率确定模块 103, 用于对所述初步序列进行频率初测, 得到所述电力信号的初步频率, 根据所述初步频率得到参考频率;

[0201] 单位周期序列长度确定模块 104, 用于根据所述预设采样频率和所述参考频率, 获得所述电力信号的单位周期序列长度;

[0202] 预处理序列长度确定模块 105, 用于将所述预设整数信号周期数和所述单位周期序列长度相乘, 获得预处理序列长度;

[0203] 预处理序列获取模块 106, 用于根据所述预处理序列长度, 从所述电力信号的初步

序列中获取预处理序列；

[0204] 梳状滤波序列确定模块 107, 用于对所述预处理序列进行梳状滤波处理, 获得梳状滤波序列, 其中梳状滤波序列长度为所述预处理序列在进行梳状滤波处理后的剩余长度；

[0205] 预设序列长度确定模块 108, 用于确定所述梳状滤波序列长度与所述单位周期序列长度的比值整数, 根据所述比值整数和所述单位周期序列长度获得预设序列长度；

[0206] 第一序列获取模块 109, 用于根据所述预设序列长度和预设起始点, 从所述梳状滤波序列中获得第一正向序列, 根据所述第一正向序列获得第一反褶序列；

[0207] 第一正反相位确定模块 110, 用于根据所述第一正向序列获得第一正相位, 根据所述第一反褶序列获得第一反相位；

[0208] 第一平均初相位确定模块 111, 用于根据所述第一正相位和所述第一反相位获得第一平均初相位；

[0209] 新起始点确定模块 112, 用于根据所述第一平均初相位和预设相位值, 获得相位比较值, 根据所述相位比较值、所述预设起始点和所述单位周期序列长度, 获得新起始点；

[0210] 第二序列获取模块 113, 用于根据所述预设序列长度和所述新起始点, 从所述梳状滤波序列中获得第二正向序列, 根据第二正向序列获得第二反褶序列；

[0211] 第二正反相位确定模块 114, 用于根据所述第二正向序列获得第二正相位, 根据所述第二反褶序列获得第二反相位；

[0212] 第二平均初相位确定模块 115, 用于根据所述第二正相位和所述第二反相位获得第二平均初相位；

[0213] 余弦函数调制序列确定模块 116, 用于将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相加, 得到和序列, 根据所述和序列和所述第二平均初相位的余弦函数值, 获得余弦函数调制序列；

[0214] 正弦函数调制序列确定模块 117, 用于将所述第二正向序列与所述第二反褶序列相减, 得到差序列, 根据所述差序列和所述第二平均初相位的正弦函数值, 获得正弦函数调制序列；

[0215] 余弦函数倍频序列确定模块 118, 用于将所述余弦函数调制序列的平方与所述正弦函数调制序列的平方相减, 获得余弦函数倍频序列。

[0216] 在一个实施例中, 所述余弦函数调制序列确定模块 116 根据表达式

$$X_{\cos}(n) = \frac{X_{+end}(n) + X_{-end}(-n)}{2\cos(\text{PH}_{end-avg})}$$

获得余弦函数调制序列  $X_{\cos}(n)$ , 其中,  $X_{+end}(n)$  为第二正向序列,  $X_{-end}(-n)$  为第二反褶序列,  $\text{PH}_{end-avg}$  为第二平均初相位。

列,  $X_{-end}(-n)$  为第二反褶序列,  $\text{PH}_{end-avg}$  为第二平均初相位。

[0217] 在一个实施例中, 所述正弦函数调制序列确定模块 117 可以根据表达式

$$X_{\sin}(n) = \frac{X_{+end}(n) - X_{-end}(-n)}{2\sin(\text{PH}_{end-avg})}$$

获得正弦函数调制序列  $X_{\sin}(n)$ , 其中,  $X_{+end}(n)$  为第二正向序列,  $X_{-end}(-n)$  为第二反褶序列,  $\text{PH}_{end-avg}$  为第二平均初相位。

列,  $X_{-end}(-n)$  为第二反褶序列,  $\text{PH}_{end-avg}$  为第二平均初相位。

[0218] 在一个实施例中, 所述第一正反相位确定模块 110 根据对第一正向序列进行正交混频和积分计算的结果, 获得第一正相位, 根据对第一反褶序列进行正交混频和积分计算的结果, 获得第一反相位。

[0219] 在一个实施例中,所述第二正反相位确定模块 114 根据对第二正向序列进行正交混频和数字滤波的结果,获得第二正相位,根据对第二反褶序列进行正交混频和数字滤波的结果,获得第二反相位。

[0220] 在一个实施例中,所述梳状滤波序列确定模块 107 可以通过梳状滤波器对所述预处理序列进行梳状滤波处理。

[0221] 本发明系统其它技术特征与本发明方法相同,在此不予赘述。

[0222] 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。

[0223] 以上所述实施例仅表达了本发明的几种实施方式,其描述较为具体和详细,但并不能因此而理解为对发明专利范围的限制。应当指出的是,对于本领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明构思的前提下,还可以做出若干变形和改进,这些都属于本发明的保护范围。因此,本发明专利的保护范围应以所附权利要求为准。



图 1

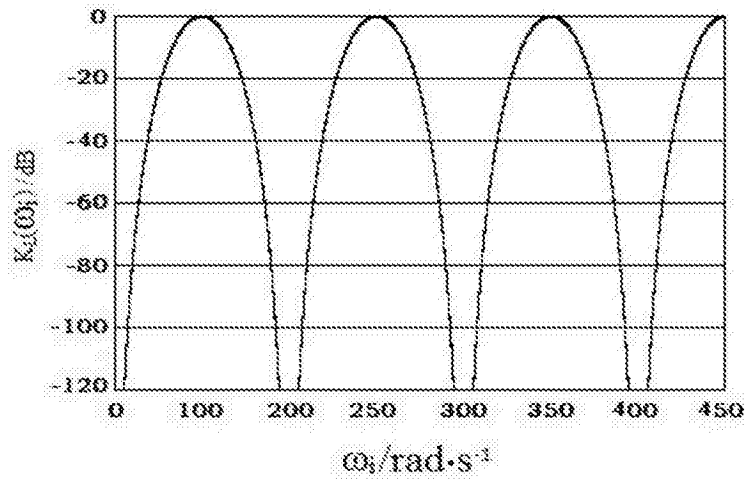


图 2

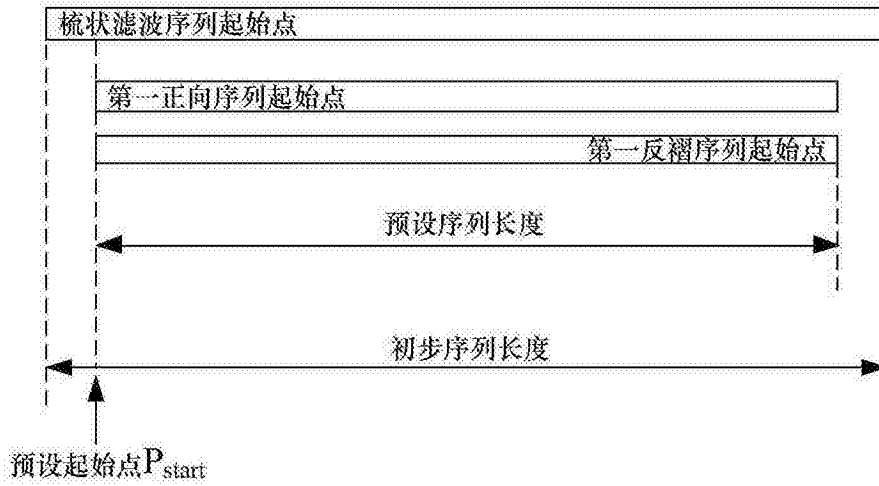


图 3

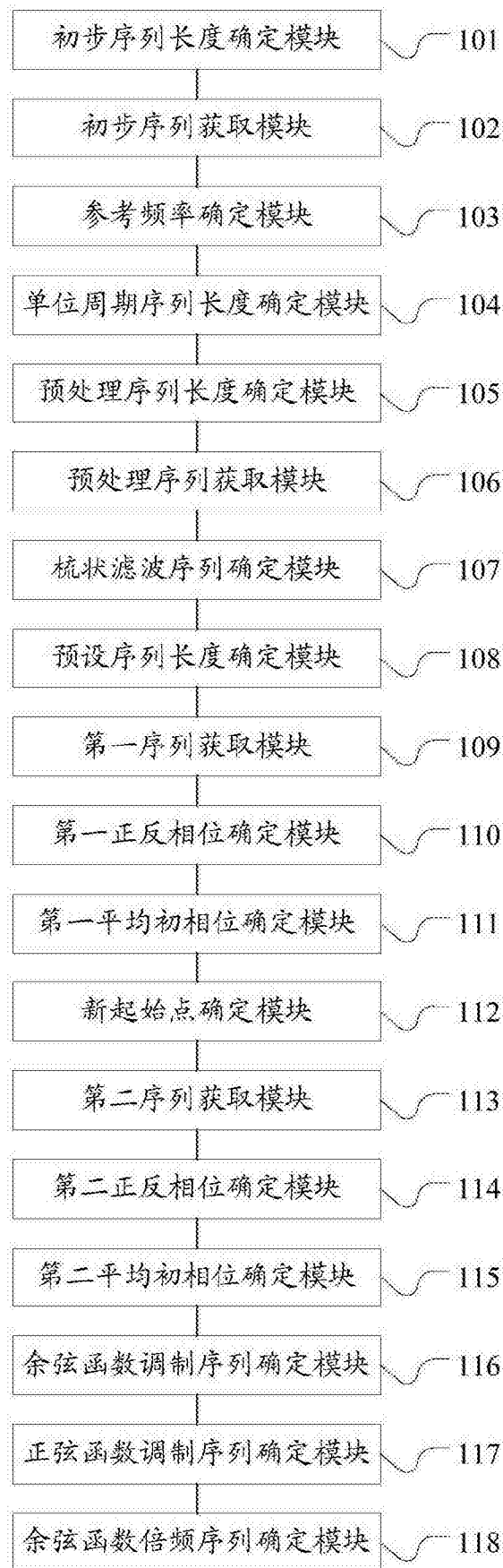


图 4