

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-101753

(P2010-101753A)

(43) 公開日 平成22年5月6日(2010.5.6)

(51) Int.Cl.
G 0 1 R 19/00 (2006.01)F I
G O 1 R 19/00テーマコード (参考)
2 G O 3 5

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2008-273423 (P2008-273423)
(22) 出願日 平成20年10月23日 (2008.10.23)(71) 出願人 000003942
日新電機株式会社
京都府京都市右京区梅津高畝町4-7番地
(74) 代理人 100099759
弁理士 青木 篤
(74) 代理人 100092624
弁理士 鶴田 準一
(74) 代理人 100119987
弁理士 伊坪 公一
(74) 代理人 100139583
弁理士 高橋 真二
(74) 代理人 100114177
弁理士 小林 龍

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 信号処理装置、信号処理方法、及び電流計測装置

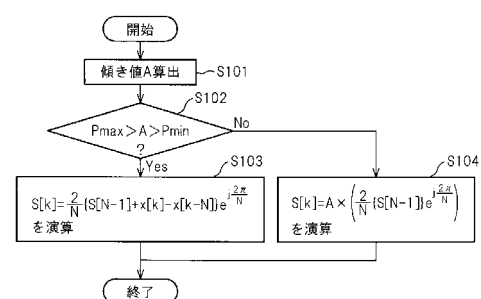
(57) 【要約】

【課題】 入力値の急変に即時に応答した出力値を演算する。

【解決手段】 入力信号の第1の入力値と第1の入力値より少なくとも1ポイント前の入力値である第2の入力値との差である第1の傾き値を、第1の入力値より1周期前の入力値である第3の入力値と第3の入力値より少なくとも1ポイント前の入力値である第4の入力値との差である第2の傾き値で除算した値である信号傾き値の比を算出する傾き値算出部31と、信号傾き値の比が所定の閾値を超えたか否かを監視する入力監視部32と、信号傾き値の比が所定の閾値を超えた場合、1周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値に信号傾き値の比を乗算して、第1の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求める、離散フーリエ変換部33と、を有する信号処理装置30を構成する。

【選択図】 図3

図3



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

回帰型離散フーリエ変換を用いて、入力信号から特定の周波数成分を取得する信号処理装置であって、

入力信号の第 1 の入力値と該第 1 の入力値より少なくとも 1 ポイント前の入力値である第 2 の入力値との差である第 1 の傾き値を、該第 1 の入力値より 1 周期前の入力値である第 3 の入力値と該第 3 の入力値より少なくとも 1 ポイント前の入力値である第 4 の入力値との差である第 2 の傾き値で除算した値である信号傾き値の比を算出する傾き値算出部と、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えたか否かを監視する入力監視部と、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えない場合、前記第 1 の入力値、前記第 3 の入力値、及び 1 周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値から前記第 1 の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求め、又は、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えた場合、1 周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値に前記信号傾き値の比を乗算して、前記第 1 の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求める、離散フーリエ変換部と、

を有することを特徴とする信号処理装置。

【請求項 2】

入力信号を電圧信号として出力するコイルと、

前記コイルの電圧信号を増幅したアナログ信号を出力するアナログ回路と、

前記アナログ信号をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器と、

前記デジタル信号を、回帰型離散フーリエ変換を用いたフィルタ処理により特定周波数の信号を取得し、且つ該取得信号をデジタル積分して電流値を演算する電流値演算部を有する信号処理装置と、を備える電流計測装置であって、

前記信号処理装置は、

入力信号の第 1 の入力値と該第 1 の入力値より少なくとも 1 ポイント前の入力値である第 2 の入力値との差である第 1 の傾き値を、該第 1 の入力値より 1 周期前の入力値である第 3 の入力値と該第 3 の入力値より少なくとも 1 ポイント前の入力値である第 4 の入力値との差である第 2 の傾き値で除算した値である信号傾き値の比を算出する傾き値算出部と、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えたか否かを監視する入力監視部と、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えない場合、前記第 1 の入力値、前記第 3 の入力値、及び 1 周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値から前記第 1 の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求め、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えた場合、前記 1 周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値に前記信号傾き値の比を乗算して、前記第 1 の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求める、離散フーリエ変換部と、

を有することを特徴とする電流計測装置。

【請求項 3】

回帰型離散フーリエ変換を用いて入力信号の処理を行う信号処理方法であって、

入力信号の第 1 の入力値と該第 1 の入力値より少なくとも 1 ポイント前の入力値である第 2 の入力値との差である第 1 の傾き値を、該第 1 の入力値より 1 周期前の入力値である第 3 の入力値と該第 3 の入力値より少なくとも 1 ポイント前の入力値である第 4 の入力値との差である第 2 の傾き値で除算した値である信号傾き値の比を算出し、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えたか否かを監視し、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えない場合、前記第 1 の入力値、前記第 3 の入力値、及び 1 周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値から前記第 1 の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求め、又は、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えた場合、1 周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値に前記信号傾き値の比を乗算して、前記第 1 の入力値取得時点の特定周波数成

10

20

30

40

50

分の離散フーリエ変換値を求める、ことを特徴とする信号処理方法。

【請求項 4】

回帰型離散フーリエ変換を用いて入力信号に対して信号処理を行う信号処理プログラムであって、コンピュータを、

入力信号の第 1 の入力値と該第 1 の入力値より少なくとも 1 ポイント前の入力値である第 2 の入力値との差である第 1 の傾き値を、該第 1 の入力値より 1 周期前の入力値である第 3 の入力値と該第 3 の入力値より少なくとも 1 ポイント前の入力値である第 4 の入力値との差である第 2 の傾き値で除算した値である信号傾き値の比を算出する傾き値算出部と、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えたか否かを監視する入力監視部と、

10

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えない場合、前記第 1 の入力値、前記第 3 の入力値、及び 1 周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値から前記第 1 の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求め、又は、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えた場合、1 周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値に前記信号傾き値の比を乗算して、前記第 1 の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求める、離散フーリエ変換部と、

として機能させることを特徴とする信号処理プログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

20

本発明は、DFT 演算装置、DFT 演算方法、及び電流計測装置に関する。

【背景技術】

【0002】

デジタル信号処理を行うために、音声信号又は電圧信号等の連続的なデジタル信号に対してフーリエ変換を行う場合、フーリエ係数の演算量が多くなり、デジタル信号処理の負荷が増える。そのため、連続信号の信号処理では、回帰型離散フーリエ変換と称される処理が行われる。以下、離散フーリエ変換を、「DFT (Discrete Fourier Transform)」と言う。

【0003】

DFT による信号処理では、k 時点の例えば第 1 次のフーリエ変換 $S[k]$ は、以下の式により得られる。

30

$$S[k] = x_0 + x_1 a + x_2 a^2 + \dots + x_{N-1} a^{N-1} \dots \quad (\text{式 1})$$

ここで、 $a = \exp(-j 2\pi / N) \dots$ (式 1 a)

なお、第 n 次の離散フーリエ変換の場合、 $a = \exp(-j 2\pi n / N)$ となる。式 1 a では、第 1 次の離散フーリエ変換のため、 $n = 1$ としている。

式 1 より、1 周期を均等分割した N 個の離散的な計測値 $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$ を取得することでこの周期の逆数の周波領域成分を示す第 1 次の離散フーリエ変換 $S[k]$ が求められる。

【0004】

同様に、k + 1 時点における離散フーリエ変換 $S[k + 1]$ は、以下の式 2 により得られる。

40

$$S[k + 1] = x_1 + x_2 a + x_3 a^2 + \dots + x_N a^{N-1} \dots \quad (\text{式 2})$$

このように、計測時点毎に離散フーリエ変換を求めることも可能であるが、計算量が膨大になる。そのため、回帰型 DFT という演算手法では、下記式 3 に示す漸化式を用いて、現時点 k から 1 ポイント前の離散フーリエ変換 $S[k - 1]$ により現計測時点の離散フーリエ変換 $S[k]$ を求める。

【0005】

【数 1】

$$S[k] = \frac{2}{N} \{S[k-1] + x[k] - x[k-N]\} e^{j\frac{2\pi}{N}} \dots \quad (\text{式 3})$$

【0006】

したがって、1ポイント前の離散フーリエ変換 $S[k-1]$ を算出した後、その算出した $S[k-1]$ を用いて次ポイントの $S[k]$ を算出することで1次の周波数領域値の取得が連続的に可能になる。この回帰型 DFT における演算量は、式 1 及び 2 に従って計算する場合に比べて大幅に減少する。

10

【0007】

しかしながら、回帰型 DFT は、式 3 に示したように、離散フーリエ変換 $S[k-1]$ を算出した後は、その後の離散フーリエ変換 $S[k]$ が既算出値である離散フーリエ変換 $S[k-1]$ の影響を受けることになる。

【0008】

分散電源の運転検出装置において、高調波電圧及び高調波電流の高速かつ高精度を目的とする回帰型 DFT 演算手法が提案されている（下記特許文献 1）。この手法では、高調波電圧及び高調波電流に対する回帰型 DFT の演算誤差が生じた場合、回帰 DFT 演算で誤差の蓄積を回避するために、減衰係数を用いて回帰 DFT 演算式における基数である自然対数 e の値を小さくする。この減衰係数の影響により、回帰 DFT 演算を繰り返すことにより、DFT 演算の度に演算誤差を小さくすることが出来る。

20

【0009】

上記減衰係数は蓄積誤差を除去する効果を有するが、入力値が大きく変動した場合、減衰係数では次算出値で入力変動の影響を回避することができず、減衰は1周期後の DFT 演算を繰り返すことにより徐々に減少する。そのため、入力値が急変した後、1周期後の演算結果は誤差の影響を受けて、回帰 DFT 演算の出力値が入力値の影響を受けてゆらいでしまう。

30

【0010】

【特許文献 1】特開 2001-45666 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

本 DFT 演算方法は、入力信号の急変に即時に応答した特定の周波数領域値を選択的に取得することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0012】

上記課題を解決するために、信号処理装置、信号処理方法、信号処理プログラム、及び電流計測装置が提供される。

40

本発明に係る信号処理装置、信号処理方法、信号処理プログラム、及び電流計測装置は、下記の（1）～（4）に記載のとおりである。

【0013】

（1）回帰型離散フーリエ変換を用いて、入力信号から特定の周波数成分を取得する信号処理装置であって、

入力信号の第 1 の入力値と該第 1 の入力値より少なくとも 1 ポイント前の入力値である第 2 の入力値との差である第 1 の傾き値を、該第 1 の入力値より 1 周期前の入力値である第 3 の入力値と該第 3 の入力値より少なくとも 1 ポイント前の入力値である第 4 の入力値との差である第 2 の傾き値で除算した値である信号傾き値の比を算出する傾き値算出部と

50

、
前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えたか否かを監視する入力監視部と、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えない場合、前記第1の入力値、前記第3の入力値、及び1周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値から前記第1の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求め、又は、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えた場合、1周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値に前記信号傾き値の比を乗算して、前記第1の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求める、離散フーリエ変換部と、

を有することを特徴とする信号処理装置。

(2) 入力信号を電圧信号として出力するコイルと、

10

前記コイルの電圧信号を増幅したアナログ信号を出力するアナログ回路と、

前記アナログ信号をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器と、

前記デジタル信号を、回帰型離散フーリエ変換を用いたフィルタ処理により特定周波数の信号を取得し、且つ該取得信号をデジタル積分して電流値を演算する電流値演算部を有する信号処理装置と、を備える電流計測装置であって、

前記信号処理装置は、

入力信号の第1の入力値と該第1の入力値より少なくとも1ポイント前の入力値である第2の入力値との差である第1の傾き値を、該第1の入力値より1周期前の入力値である第3の入力値と該第3の入力値より少なくとも1ポイント前の入力値である第4の入力値との差である第2の傾き値で除算した値である信号傾き値の比を算出する傾き値算出部と

20

、
前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えたか否かを監視する入力監視部と、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えない場合、前記第1の入力値、前記第3の入力値、及び1周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値から前記第1の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求め、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えた場合、前記1周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値に前記信号傾き値の比を乗算して、前記第1の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求める、離散フーリエ変換部と、

を有することを特徴とする電流計測装置。

(3) 回帰型離散フーリエ変換を用いて入力信号の処理を行う信号処理方法であって、

30

入力信号の第1の入力値と該第1の入力値より少なくとも1ポイント前の入力値である第2の入力値との差である第1の傾き値を、該第1の入力値より1周期前の入力値である第3の入力値と該第3の入力値より少なくとも1ポイント前の入力値である第4の入力値との差である第2の傾き値で除算した値である信号傾き値の比を算出し、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えたか否かを監視し、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えない場合、前記第1の入力値、前記第3の入力値、及び1周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値から前記第1の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求め、又は、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えた場合、1周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値に前記信号傾き値の比を乗算して、前記第1の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求める、ことを特徴とする信号処理方法。

40

(4) 回帰型離散フーリエ変換を用いて入力信号に対して信号処理を行う信号処理プログラムであって、コンピュータを、

入力信号の第1の入力値と該第1の入力値より少なくとも1ポイント前の入力値である第2の入力値との差である第1の傾き値を、該第1の入力値より1周期前の入力値である第3の入力値と該第3の入力値より少なくとも1ポイント前の入力値である第4の入力値との差である第2の傾き値で除算した値である信号傾き値の比を算出する傾き値算出部と

、
前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えたか否かを監視する入力監視部と、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えない場合、前記第1の入力値、前記第3の入

50

力値、及び1周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値から前記第1の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求め、又は、

前記信号傾き値の比が所定の閾値を超えた場合、1周期前の特定周波数成分の離散フーリエ変換値に前記信号傾き値の比を乗算して、前記第1の入力値取得時点の特定周波数成分の離散フーリエ変換値を求める、離散フーリエ変換部と、

として機能させることを特徴とする信号処理プログラム。

【発明の効果】

【0014】

信号処理装置、信号処理方法、信号処理プログラム、及び電流計測装置は、入力信号の急変に即時に応答した特定の周波数領域値を選択的に取得することが出来る。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

以下、図面を参照して、本発明の実施の形態を説明する。

図1を用いて、信号処理装置を実現することが可能なコンピュータのハードウェア構成の一例を説明する。

コンピュータ10は、CPU (Central Processing Unit) 11 (DSP (Digital Signal Processor)であっても良い)、RAM (Random Access Memory) 12、ROM (Read Only Memory) 13、NIC (Network Interface Card) 14を有する。

【0016】

図1に示すハードウェア構成例では、コンピュータ10は、導体1の電流を検出する装置として利用される。図示のように、導体1の周囲に取り付けられた計器用変流器2から出力された電圧信号を、コンピュータ10は、AD変換器22及びアナログ回路21を介して取得する。

20

【0017】

アナログ回路21は、導体1の周囲に取り付けられた計器用変流器2から出力された電圧信号を、AD変換器22の入力信号に適した入力値に増幅もしくは調整して、AD変換器22に対して出力する。AD変換器22は、アナログ回路21からの出力信号をデジタル信号に変換して、CPU11に伝送する。

【0018】

導体1に時間的に変化する1次電流 I_1 が流れると、計器用変流器2には、この1次電流 I_1 により発生した磁束 ϕ が変流器の導体と鎖交することにより、磁束の時間変化 ($d\phi/dt$)、すなわち1次電流の時間変化 (dI_1/dt) に応じた電圧 V_2 が発生する。

30

【0019】

CPU11は、AD変換器22からサンプリングして取得したデジタル信号は電圧 V_2 を含むものであるが、このデジタル信号には、外部磁場または電場から発生するノイズが含まれ、S/N比が低い。そのため、CPU11は、デジタル信号から後述する回帰型DFTを行うことで第1次成分である商用電圧 (50Hz又は60Hz) のみを選択的に取得する。このように、第1次成分である商用電圧のみを回帰型DFTで選択的に取得することで、CPU11は、商用電圧以外の高調波ノイズ成分を排除してフィルタ処理を行うことが出来る。

40

CPU11は、NIC14を介して、回帰型DFTにより取得した電圧を上位システム20 (例えば、デジタル変電所システム) に送信することが出来る。

【0020】

さらに、CPU11は、回帰型DFTにより選択的に取得した電圧値をデジタル積分することで1次電流 I_1 を求めることが出来る。CPU11が取得した電圧 V_2 と1次電流 I_1 の間には、下記式4で示す関係が成り立つ。

$$V_2 = M \times dI_1/dt \cdots (\text{式4})$$

ここで、Mは、変流器の相互インダクタンスである。このようにして、計器用変流器の出力端の電圧 V_2 を測定し、 V_2 を積分することで、1次電流 I_1 が求められる。

CPU11は、NIC14を介して1次側電流値を上位システム20 (例えば、デジタ

50

ル変電所システム)に送信することが出来る。

【0021】

図2を用いて、信号処理装置の機能構成の一例を説明する。

コンピュータ10に実装される信号処理装置30は、傾き値算出部31、入力監視部32、DFT処理部33、電流値演算部36の機能構成部を有する。信号処理装置30は、コンピュータ10のCPU11で実装され得る。これら機能構成部のCPU11による実装は、CPU11が信号処理装置30の各機能構成を規定するプログラムを実行することによってなされる。これらの機能構成は、例えば、C言語のメソッドとしてプログラムで規定されても良い。その場合、C言語のプログラムを実行することによって、プログラムとしてコードされたメソッドに基づいてスレッドが生成する。CPU11がスレッドを実行することで、スレッドへの入出力情報(後述の $x[k]$ 、 $S[k]$ 等)は、RAM12に格納される。

10

【0022】

傾き値算出部31は、AD変換器22から受信したデジタル信号をサンプリングして入力値を取得し、取得した入力値から信号傾き値の比Aを算出する。例えば、傾き値算出部31は、1周期T[秒]を、N点のポイントでサンプリングされたデータを取得する。

信号傾き値の比Aは、入力信号の第1の入力値 $x[k]$ と第1の入力値より1ポイント前の入力値である第2の入力値 $x[k-1]$ との差である第1の傾き値($x[k]-x[k-1]$)を、第1の入力値より1周期前の入力値である第3の入力値 $x[k-N]$ と第3の入力値より1ポイント前の入力値である第4の入力値 $x[k-N-1]$ との差である第2の傾き値($x[k-N]-x[k-N-1]$)で除算した値である。傾き値算出部31は、具体的には、下記式5により、傾き値の比Aを算出する。

20

【0023】

【数2】

$$A = \frac{x[k] - x[k-1]}{x[k-N] - x[k-N-1]} \dots \text{(式5)}$$

30

【0024】

なお、上記の式5では第1の傾き値は、ポイント差を1として、第1の入力値と1ポイント前の入力値を用いて求めたが、ポイント差は1に限定されず、これより大きい数であっても良い。その場合、第2の傾き値も、第1の傾き値と同じポイント差とする必要がある。ただし、最大値や変曲点での傾き値を正確に測定するためには、ポイント差は小さいほうが好ましく、また、急激な入力値の変化を瞬時に測定するためにも、ポイント差は小さいほうが好ましい。

【0025】

入力監視部32は、傾き値の比Aが所定の閾値を超えたか否かを監視する。具体的には、最大閾値 P_{max} 、最小閾値 P_{min} で規定される範囲を超えたとき、入力監視部32は、入力値に急変化が生じたと判断して、異常情報(例えば、0)をDFT処理部33に伝える。最大閾値 P_{max} 、最小閾値 P_{min} で規定される範囲を超え無いとき、入力監視部32は、正常情報(例えば、1)をDFT処理部33に伝える。なお、最大閾値 P_{max} は、例えば、1.01であり、最小閾値 P_{min} は、例えば、0.09である。

40

【0026】

DFT処理部33は、回帰型DFT演算を行い、入力値 $x[k]$ と、正常又は異常情報を入力監視部32から受信して、離散フーリエ変換 $S[k]$ を出力値として算出する。

具体的には、正常情報を受信した場合は、上記式2で示した離散フーリエ変換の式を実行して離散フーリエ変換の値 $S[k]$ を求める。異常情報を受信した場合は、下記式6によ

50

り、離散フーリエ変換 $S[k]$ を出力値として算出する。

【0027】

【数3】

$$S[k] = A \times \frac{2}{N} \{S[k-1]\} e^{j \frac{2\pi}{N}} \cdots \quad (\text{式6})$$

10

【0028】

式6では、1ポイント前の離散フーリエ変換 $S[k-1]$ に傾き値の比 A を乗算して、現在の周波数フーリエ変換 $S[k]$ を求めるようにしたものである。

また、式6では、式2に示す現在取得した入力値 $x[k]$ から1周期前の入力値 $x[k-N]$ を減算した値 $x[k] - x[k-N]$ を除いた。これは、式2においては、入力信号が定常的な場合、 $x[k] - x[k-N]$ は「0」に近い値となるが、入力の急変時には $x[k] - x[k-N]$ は「0」から大きく離れた値となるため、入力の急変と離れて揺らいだ出力値になってしまう（図4参照）。

【0029】

そのため、式6では、 $x[k] - x[k-N]$ の項を取り除き、急変の成分を前回の離散フーリエ変換 $S[k-1]$ に乗算することで入力値の急変を出力値に即時的に反応させるようにしたものである。

20

【0030】

このように、式6では、入力の急変を示す傾き値の比 A を $S[k-1]$ に乗算することで、入力の急変に対して即時応答性を示す $S[k]$ を算出できるようにした。

このように傾き値の比 A の異常値を算出し、その傾き値の比 A 自体で1周期前の特定周波数の周波数フーリエ変換を補正することで、現時点の特定周波数の周波数フーリエ変換値を求めることができる。そのため、信号処理装置は、入力値の急変に即時に応答した出力値を演算することが出来る。

【0031】

30

なお、DFT処理部33は、特定の周波数である1次の周波数成分の値を離散フーリエ変換により算出することが出来るため、他の周波数成分であるノイズを除去するフィルタ処理を行うことが出来る。また、DFT処理部33は、周波数成分である離散フーリエ変換値 $S[k]$ を、上位システムに伝送することが出来る。

【0032】

電流値演算部36は、電圧値を示す離散フーリエ変換値 $S[k]$ をデジタル積分して、導体1の電流値を演算することが出来る。電流値演算部36は、この電流値を、上位システムに伝送することが出来る。

なお、信号処理装置30は、図1に示す電流計測装置への適用例のために電流値演算部36を有するが、測定対象となる連続信号が電気信号以外の信号の場合、信号処理装置30は電流値演算部36を有さなくても良い。

40

【0033】

図3を用いて、信号処理装置を実装するコンピュータ10による信号処理のフローの一例を説明する。

最初に、AD変換器22からデジタル信号を受信した傾き値算出部31が、傾き値の比 A を算出する（S101）。次に、入力監視部32は、AD変換器22が算出した傾き値の比 A が、所定の閾値範囲内か否かを判別する。言い換えれば、入力監視部32は、 $P_{max} > A > P_{min}$ の条件を満たしているか否かを判別する（S102）。上記条件を満たしている場合（S102 Yes）は、入力監視部32は、DFT処理部33に正常情報を送信する。上記条件を満たしていない場合（S102 No）は、入力監視部32は

50

、DFT処理部33に異常情報を送信する。

【0034】

DFT処理部33が正常情報を受信した場合は、式2に従って1ポイント前の離散フーリエ変換、1周期前の入力値及び現在取得した入力値から現在の離散フーリエ変換 $S[k]$ を演算して求める(S103)。DFT処理部33が異常情報を受信した場合は、式6に従って、1周期前の離散フーリエ値 $S[k-N]$ に傾き値の比 A を乗算した離散フーリエ変換 $S[k]$ を求める(S104)。

【0035】

これらの処理(S101～104)は、上位コンピュータから受信する信号処理停止が無い場合(S105 No)繰り返され、信号処理停止が有る場合(S105 Yes)

10

、終了する。

【0036】

図4及び5を用いて、信号処理装置30を実装するコンピュータ10による信号処理の処理結果の一例を説明する。

図4及び5は、以下の実験条件により計測された処理結果である。

測定対象：50Hzの交流電流

サンプリング周期：0.02[秒]

ポイント数：256

図4及び5に示すように、商用電圧の変化のみを示した入力に対して、信号処理装置が回帰型DFTを行うことで、商用電圧の振幅である電圧を選択的に取得することが出来る。図示される回帰型DFTの波形は、回帰型DFTにより取得した商用電圧の周波数成分の振幅の計時的変化である。

20

【0037】

図4は、従来のDFT演算結果を示す図である。図示のように、0.06秒後の入力信号の急激な変化に対し、出力値の応答は2周期以上遅れて応答していることがわかる。

図5は、信号処理装置を用いたDFT演算結果を示す図である。図示のように、0.06秒後の入力信号の急激な変化に対し、周期遅れが無く、即時に応答した測定対象である交流電流の電圧値を出力することが出来る。

傾き値の比 A は1周期前の入力値と比較されるため、0.06秒～0.08秒までの間は1周期前の入力値0.04秒～0.06秒との比較により傾き値の比 A が閾値より大きい

30

ため、DFT処理部33は式6に示す演算を実行する。一方、0.08秒～0.1秒の周期は、1周期前の入力値0.06秒～0.08秒との比較では、傾き値の比 A は閾値より小さいため、DFT処理部33は式2に示す演算を実行する。

このように、信号処理装置は、1周期前の傾き値と現在の傾き値とを比較することで、入力信号の急激な変化に対し、周期遅れが無く、入力信号の急変に即時に応答した特定の周波数領域値を選択的に取得することが出来る。

【0038】

上記説明したように、信号処理装置は、入力信号の変位を監視して回帰型DFT演算式を条件分けして採用することで、入力信号の突然の変異に対してもリアルタイム性に優れた計測結果を提供することを可能にしている。また、リアルタイム性の向上など監視精度の向上が図れることは、中央で遠隔監視をリアルタイムで行う必要のあるデジタル変電所システムにとって極めて有益である。

40

また、上記説明では測定対象の信号を商用電圧の連続信号としたが、他の連続信号でも入力信号の急変に即時に応答した特定の周波数領域値を選択的に取得することが出来るのは明らかである。

【図面の簡単な説明】

【0039】

【図1】信号処理装置を実現することが可能なコンピュータのハードウェア構成の一例を示す図である。

【図2】信号処理装置の機能構成の一例を示す図である。

50

【図 3】 信号処理装置を実装するコンピュータ 10 による信号処理のフローの一例を示す図である。

【図 4】 従来の DFT 演算結果を示す図である。

【図 5】 信号処理装置を用いた DFT 演算結果を示す図である。

【符号の説明】

【0040】

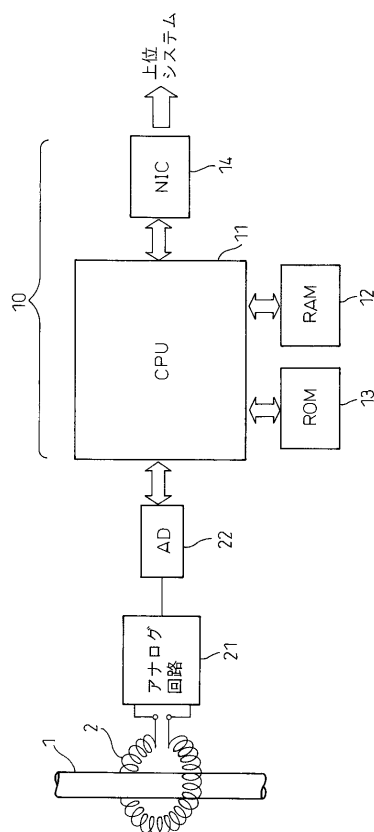
- 1 導体
- 2 コイル
- 10 コンピュータ
- 11 CPU
- 12 RAM
- 13 ROM
- 14 NIC
- 21 アナログ回路
- 22 AD変換器
- 30 信号処理装置
- 31 傾き値算出部
- 32 入力監視部
- 33 DFT処理部
- 36 電流値演算部

10

20

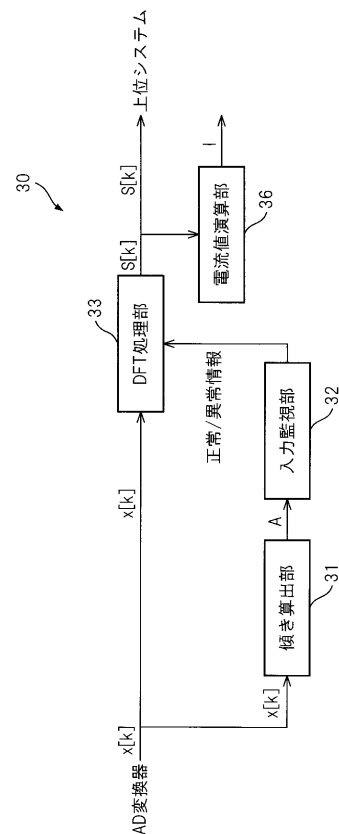
【図 1】

図1



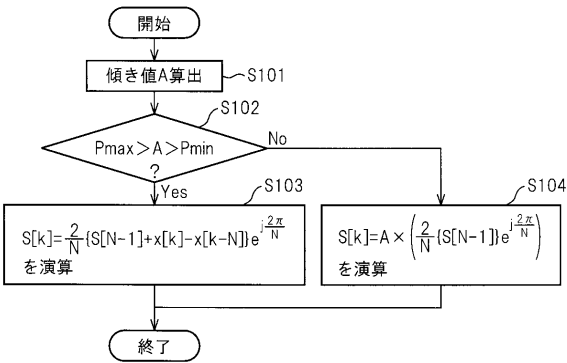
【図 2】

図2



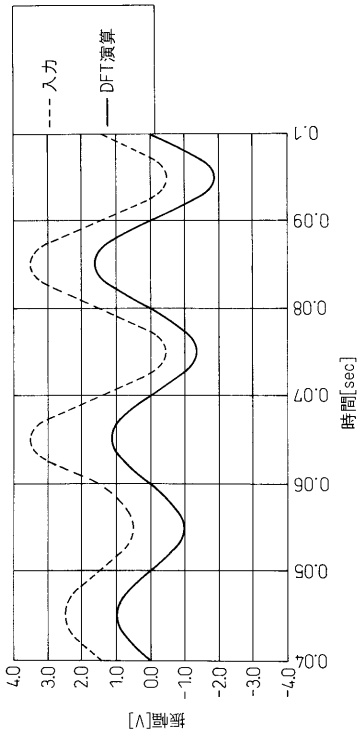
【図 3】

図3



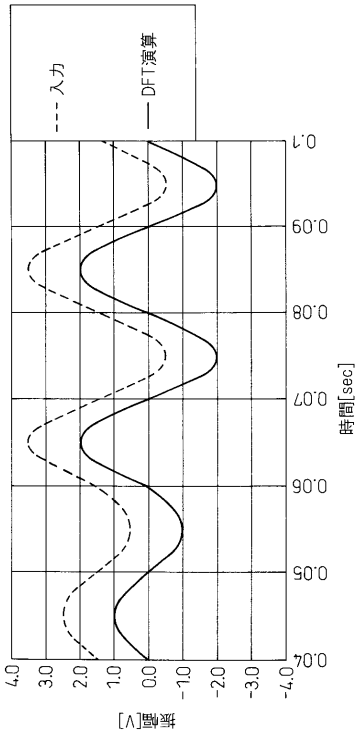
【図 4】

図4



【図 5】

図5



フロントページの続き

- (72)発明者 保戸田 悦生
京都府京都市右京区梅津高畝町4 7 番地 日新電機株式会社内
- (72)発明者 岡田 直喜
京都府京都市右京区梅津高畝町4 7 番地 日新電機株式会社内
- (72)発明者 大木 秀人
京都府京都市右京区梅津高畝町4 7 番地 日新電機株式会社内
- Fターム(参考) 2G035 AB07 AD19 AD26 AD28 AD55 AD65