

(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2018-36113

(P2018-36113A)

(43) 公開日 平成30年3月8日(2018.3.8)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
GO 1 R 23/16 (2006.01)	GO 1 R 23/16	2 GO 1 5
GO 1 R 31/12 (2006.01)	GO 1 R 31/12	A

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L (全 25 頁)

(21) 出願番号	特願2016-168453 (P2016-168453)	(71) 出願人	599016431 学校法人 芝浦工業大学 東京都江東区豊洲3丁目7番5号
(22) 出願日	平成28年8月30日 (2016.8.30)	(71) 出願人	596094577 ユカインダストリーズ株式会社 東京都大田区千鳥2-34-17
		(74) 代理人	100064908 弁理士 志賀 正武
		(74) 代理人	100108578 弁理士 高橋 詔男
		(74) 代理人	100094400 弁理士 鈴木 三義
		(72) 発明者	松本 聡 東京都江東区豊洲3丁目7番5号 学校法人 芝浦工業大学内

最終頁に続く

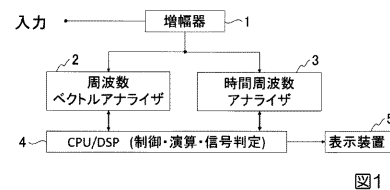
(54) 【発明の名称】 信号処理装置および電力機器の異常診断装置および異常診断方法

(57) 【要約】

【課題】本発明は、電力機器の内部異常あるいは劣化状態を稼働中の電力機器を停止することなく容易に診断できる技術の提供を目的とする。

【解決手段】本発明の信号処理装置は、時間の関数である信号を連続的または断続的に取得する取得手段と、前記取得した信号の複素周波数スペクトルを演算して算出する周波数解析手段と、前記取得した信号を時間と周波数の両面から同時に信号処理を行う時間周波数解析演算手段と、前記取得した時間を関数とする信号に含まれると推定される雑音成分を除去する雑音成分除去手段と、前記雑音成分を除去した後の源信号を表示する表示手段を備えたことを特徴とする。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

時間の関数である信号を連続的または断続的に取得する取得手段と、
前記取得した信号の複素周波数スペクトルを演算して算出する周波数解析手段と、
前記取得した信号を時間と周波数の両面から同時に信号処理を行う時間周波数解析演算手段と、

前記取得した時間を関数とする信号に含まれると推定される雑音成分を除去する雑音成分除去手段と、

前記雑音成分を除去した後の復元信号を表示する表示手段を備えたことを特徴とする信号処理装置。

10

【請求項 2】

前記周波数解析手段において前記複素周波数スペクトルを演算する手段がフーリエ変換または高速フーリエ変換であり、演算により求めた複素周波数スペクトルの中から雑音成分を指定または推定し、指定または推定した雑音成分を記憶あるいは学習しながら、新たに入力される時間の関数である信号に対する演算を行う演算装置を備えたことを特徴とする請求項 1 に記載の信号処理装置。

【請求項 3】

前記時間周波数解析演算手段において信号処理を行う手段が複数レベルのフィルターバンクを伴うウェーブレット変換であり、

前記記憶あるいは学習により保持された雑音成分相当のスペクトルを除去できるフィルターまたはこれに相当する基底関数を用いて、時間を関数とする信号の中から雑音成分を除去する雑音成分除去手段を備えていることを特徴とする請求項 2 に記載の信号処理装置。

20

【請求項 4】

前記複素周波数スペクトルを演算する装置を 1 台または複数個の混合器を用いて構成したことを特徴とする請求項 1 ~ 請求項 3 のいずれか一項に記載の信号処理装置。

【請求項 5】

入力信号に対し遅延トリガを発生させる遅延トリガ回路と、該遅延トリガ回路のトリガパルスで基底関数信号を発生する基底関数発生器を有し、入力信号と前記基底関数発生器の信号を混合器で混合させ、混合器の出力を増幅器で増幅した信号を周波数特性の相異なる複数個のフィルターを介して取り出すことにより時間周波数解析を行い、さらに前記各フィルターの出力を予め制御されたスイッチ回路により選択的に取り出し、前記スイッチ回路から取り出した出力をもとに波形を復元する波形合成回路を有することを特徴とする請求項 1 ~ 請求項 4 に記載の信号処理装置。

30

【請求項 6】

請求項 5 に記載の信号処理装置において、雑音成分を除去した信号から時間の関数である元信号に含まれる異常信号を検出する異常信号検出手段を備えたことを特徴とする信号処理装置。

【請求項 7】

請求項 1 ~ 6 に記載の時間の関数である信号として、電力機器が発生させる振動を検出し、この振動に含まれている雑音成分を除去した振動から電力機器の異常を検出する能力を備えたことを特徴とする電力機器の異常診断装置。

40

【請求項 8】

時間の関数である信号を連続的または断続的に取得し、前記取得した信号の複素周波数スペクトルをフーリエ変換により演算して算出するとともに、前記取得した信号を時間と周波数の両面から同時にウェーブレット変換により信号処理し、前記取得した時間を関数とする信号に含まれると推定される雑音成分を除去し、前記雑音成分を除去した後の信号を得、この信号に応じて電力機器の異常を診断することを特徴とする電力機器の異常診断方法。

【請求項 9】

50

前記フーリエ変換により求めた複素周波数スペクトルの中から雑音成分を指定または推定し、指定または推定した雑音成分を記憶あるいは学習しながら、新たに入力される時間の関数である信号に対する演算を行うことを特徴とする請求項 8 に記載の電力機器の異常診断方法。

【請求項 10】

前記時間周波数解析演算手段において信号処理を行う手段が複数レベルのフィルターバンクを伴うウェーブレット変換であり、前記記憶あるいは学習により保持された雑音成分相当のスペクトルを除去できるフィルターまたはこれに相当する基底関数を用いて、時間を関数とする信号の中から雑音成分を除去することを特徴とする請求項 8 に記載の電力機器の異常診断方法。

【請求項 11】

入力信号に対し遅延トリガを発生させ、該遅延トリガ回路のトリガパルスで基底関数信号を発生させ、入力信号と前記基底関数発生器の信号を混合器で混合させ、混合器の出力信号を周波数特性の相異なる複数個のフィルターを介して取り出すことにより時間周波数解析を行い、さらに前記各フィルターの出力を予め制御されたスイッチ回路により選択的に取り出し、前記スイッチ回路から取り出した出力をもとに波形を復元する請求項 8 ~ 請求項 10 のいずれか一項に記載の電力機器の異常診断方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は電力機器の稼働状態において、内部異常または劣化を診断することができる信号処理装置およびそれを用いた電力機器の異常診断装置および異常診断方法に関する。より詳しくは、電力設備の重要な機器である変圧器の内部異常あるいは劣化状態を稼働中の変圧器を停止することなく容易に診断できる技術に関する。

【背景技術】

【0002】

変電・送配電設備や各種プラントなどには極めて多数の電力用変圧器が使われている。これらの電力機器は、経年劣化や種々の原因により損傷を受けると部分放電や異常音が発生する。これらの不具合は、電力機器に用いられている絶縁材料や構造部材の更なる劣化を引き起こし、電力機器の寿命を左右する。このため、電力機器の異常信号の有無を検出することは、電力機器の信頼性維持あるいは設備監視・診断を行う上で大変重要な技術課題である。

【0003】

設備監視・診断の方法には、部分放電によって発生したパルス電流や高周波電磁界を検出する電気的方法（特許文献 1、2 参照、非特許文献 1、2 参照）、電力機器のタンク振動や音波などを検出する機械的方法、部分放電やアーク放電により引き起こされる分解ガスの分析（DGA）、酸化度、フルフラール分析、絶縁材料の重合度や色度変化、粘性などから劣化状態を推定する物理化学的方法がある。

この他にも最近では変圧器巻線の周波数特性を表す伝達関数の変化を検出する周波数解析（FRA）も試みられている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】特開 2009 - 216605 号公報

【特許文献 2】特開 2012 - 042296 号公報

【非特許文献】

【0005】

【非特許文献 1】電気学会技術報告 1336 号「電気的・音響的手法による変圧器の異常診断手法の最新動向」（2015 年 3 月）

【非特許文献 2】電力用変圧器改修ガイドライン」, 電気協同研究, Vol.65, No.1 (2009

10

20

30

40

50

)

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

電力機器の代表として変圧器を例に取り、本発明が解決しようとする課題を説明する。

変圧器のタンク振動は、コイルを流れる負荷電流による電磁力、鉄心を構成する電磁鋼板の励磁電流による磁気ひずみや鉄心の接合部の磁気吸引力、漏れ磁束によるタンクに対する磁気吸引力あるいはマクスウェルの応力またはローレンツ力が原因で発生するといわれている。

これらの力はいずれも負荷電流または励磁電流により発生するもので、その多くは電流の2乗に比例する力が発生するが、マクスウェルの応力のようにそうでないものも混在する。

変圧器の内部に何らかの異常が生じた場合、例えば、鉄心の締め付け力の低下、コイルの変形などが生じると変圧器のタンク振動にも変化が生じる。また、部分放電の発生によっても音波が発生しタンク壁面に達する。さらに、変圧器を構成する絶縁油や絶縁物に物理化学的变化が生じた場合も徐々に劣化が進行する。

【0007】

これらの異常または劣化の検出法は、大きくは電気的方法、音響的方法、物理化学的方法に分類される。

電気的信号を検出する方法は感度の点で優れているが、実際に取得される測定信号はS/N比が悪いという問題がある。これは部分放電信号が微弱である上に、現象そのものが不規則なばらつきがあり、その取扱いには統計的手法が必要となることが多いこと、さらに変圧器を設置した現地では電源に由来する外来ノイズが重畳する環境下で、部分放電計測が実施されることが多いことが挙げられる。

特に、近年では放送波や通信用電波に加えて、半導体装置を用いた各種電源や製造設備が普及し、これらが雑音の発生源になっている。したがって、これらの装置から発生する雑音信号との識別にも注意が必要である。

また、異常の原因が機械的要因のみで部分放電が発生しない場合には、電気信号から異常を検出できないという本質的な課題が残る。

さらに、物理化学的方法は、分析に時間を要するため時間応答性に難があり、実時間での測定には不向きである。

【0008】

本発明は以上の事情に鑑みなされたもので、電力機器の内部異常あるいは劣化状態を稼働中の電力機器を停止することなく容易に診断できる技術の提供を目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0009】

(1) 本発明の信号処理装置は、時間の関数である信号を連続的または断続的に取得する取得手段と、前記取得した信号の複素周波数スペクトルを演算して算出する周波数解析手段と、前記取得した信号を時間と周波数の両面から同時に信号処理を行う時間周波数解析演算手段と、前記取得した時間を関数とする信号に含まれると推定される雑音成分を除去する雑音成分除去手段と、前記雑音成分を除去した後の復元信号を表示する表示手段を備えたことを特徴とする。

【0010】

(2) 本発明の信号処理装置において、前記周波数解析手段において前記複素周波数スペクトルを演算する手段がフーリエ変換または高速フーリエ変換であり、演算により求めた複素周波数スペクトルの中から雑音成分を指定または推定し、指定または推定した雑音成分を記憶あるいは学習しながら、新たに入力される時間の関数である信号に対する演算を行う演算装置を備えることができる。

(3) 本発明の信号処理装置において、前記時間周波数解析演算手段において信号処理を行う手段が複数レベルのフィルタバンクを伴うウェーブレット変換であり、前記記憶あ

10

20

30

40

50

るいは学習により保持された雑音成分相当のスペクトルを除去できるフィルターまたはこれに相当する基底関数を用いて、時間を関数とする信号の中から雑音成分を除去する雑音成分除去手段を備えていることが好ましい。

【0011】

(4) 本発明の信号処理装置において、前記複素周波数スペクトルを演算する装置を1台または複数個の混合器を用いて構成することが好ましい。

(5) 本発明の信号処理装置において、入力信号に対し遅延トリガを発生させる遅延トリガ回路と、該遅延トリガ回路のトリガパルスで基底関数信号を発生する基底関数発生器を有し、入力信号と前記基底関数発生器の信号を混合器で混合させ、混合器の出力を増幅器で増幅した信号を周波数特性の相異なる複数個のフィルターを介して取り出すことにより時間周波数解析を行い、さらに前記各フィルターの出力を予め制御されたスイッチ回路により選択的に取り出し、前記スイッチ回路から取り出した出力をもとに波形を復元する波形合成回路を有することが好ましい。

10

【0012】

(6) 本発明の信号処理装置において、雑音成分を除去した信号から時間の関数である元信号に含まれる異常信号を検出する異常信号検出手段を備えることが好ましい。

(7) 本発明の電力機器の異常診断装置は、先のいずれかに記載の時間の関数である信号として、電力機器が発生させる振動を検出し、この振動に含まれている雑音成分を除去した振動から電力機器の異常を検出する能力を備えたことを特徴とする。

20

【0013】

(8) 本発明の電力機器の異常診断方法は、時間の関数である信号を連続的または断続的に取得し、前記取得した信号の複素周波数スペクトルをフーリエ変換により演算して算出するとともに、前記取得した信号を時間と周波数の両面から同時にウェーブレット変換により信号処理し、前記取得した時間を関数とする信号に含まれると推定される雑音成分を除去し、前記雑音成分を除去した後の信号を得、この信号に応じて電力機器の異常を診断することを特徴とする。

(9) 本発明の電力機器の異常診断方法において、前記フーリエ変換により求めた複素周波数スペクトルの中から雑音成分を指定または推定し、指定または推定した雑音成分を記憶あるいは学習しながら、新たに入力される時間の関数である信号に対する演算を行うことが好ましい。

30

【0014】

(10) 本発明の電力機器の異常診断方法において、前記時間周波数解析演算手段において信号処理を行う手段が複数レベルのフィルターバンクを伴うウェーブレット変換であり、前記記憶あるいは学習により保持された雑音成分相当のスペクトルを除去できるフィルターまたはこれに相当する基底関数を用いて、時間を関数とする信号の中から雑音成分を除去することが好ましい。

(11) 本発明の電力機器の異常診断方法において、入力信号に対し遅延トリガを発生させ、該遅延トリガ回路のトリガパルスで基底関数信号を発生させ、入力信号と前記基底関数発生器の信号を混合器で混合させ、混合器の出力信号を周波数特性の相異なる複数個のフィルターを介して取り出すことにより時間周波数解析を行い、さらに前記各フィルターの出力を予め制御されたスイッチ回路により選択的に取り出し、前記スイッチ回路から取り出した出力をもとに波形を復元することが好ましい。

40

(12) 本発明の電力機器の異常診断方法において、取り出した出力信号を監視し異常が生じた場合には警報を発する手段を備えていることが好ましい。

【発明の効果】

【0015】

本発明の信号処理装置によれば、電気的手法(部分放電測定や周波数応答解析：FRA; Frequency Response Analysis)ならびに物理化学的手法に加えて、機械的異常の発生あるいは部分放電の発生の有無を自動的に検出し、その要因を総合的に判別できる診断装置を提供できる。

50

特に本発明の信号処理装置は、電力機器の運転状態で常時監視を行うことができる大きな利点を有する。

さらに、本発明の信号処理装置によれば、周波数解析手段と時間周波数解析演算手段と雑音成分除去手段を搭載することにより、電源からの誘導雑音あるいはインバータノイズを除去することができ、S/N比の向上を図りながら実時間での計測が可能になる。また、本発明によれば、検出感度あるいは分解能も電気的手法に匹敵する結果を得ることが可能となり得る。さらに、本発明の信号処理装置によれば、電源周波数の変動に対しても、この影響を受けにくい信号処理装置を提供できる。

【0016】

特に、インバータノイズはフーリエ解析による信号処理では取り除けないが、インバータノイズとタンク振動の周波数は周波数領域が離れている。このことを利用してウェーブレット変換を用いた信号処理を行うことにより、インバータノイズを取り除くことができ稼働中の電力機器からの信号のみを取り出すことができる。

これらのことから、電力機器として変圧器に適用し、変圧器のタンクの振動解析において、周波数解析手段にフーリエ変換を用い、時間周波数解析演算手段にウェーブレット変換を用いてこれらを併用することが有用であると考えられ、本発明ではこれらを実現できる信号処理装置を構成できる。

なお、ウェーブレット変換による解析に用いる基底関数については、種々のものが提案されているが、奇関数であれば直流成分の重畳がないため好都合である。

本発明の信号処理装置は、周波数解析手段を周波数スペクトルアナライザとして、また、時間周波数解析演算手段を時間周波数アナライザとして単独に動かすことができることは勿論である。更に、本発明では機械的信号を対象に説明したが、部分放電センサの信号と併用することも可能である。

【図面の簡単な説明】

【0017】

【図1】本発明に係る信号処理装置の基本構成を示す回路図。

【図2】図1に示す信号処理装置に設けられる周波数ベクトル方式スペクトルアナライザの基本構成を示す回路図。

【図3】同周波数ベクトル方式スペクトルアナライザの位相関係図。

【図4】図1に示す信号処理装置に設けられるウェーブレットアナライザの基本構成を示す回路図。

【図5】時間周波数解析用遅延トリガパルスのタイミングを示す説明図。

【図6】マルチレート・フィルタバンクを用いた波形の分割と合成について示す説明図。

【図7】診断に必要な信号を取得するための装置全体構成図。

【図8】稼働中の変圧器から測定された加速度センサの出力波形（CH1～CH3）と負荷電流の波形（CH4）を示すグラフ。

【図9】高速フーリエ解析（FFT解析）による変圧器タンク振動のフーリエスペクトルの一例を示すグラフ。

【図10】電源周波数に対する第30次までの高調波成分のフーリエスペクトルの一例を示すグラフ。

【図11】商用周波で稼働中の変圧器から得られた第2次高調波スペクトルと位相の測定例を示すもので、（a）は同相成分 a_2 、直交成分 b_2 ならびに絶対値 C_2 を示すグラフ、（b）は位相角 θ_2 の時系列変化を示すグラフ。

【図12】商用周波で稼働中の変圧器から得られた第3次高調波スペクトルの同相成分と直交成分ならびに絶対値の時系列と位相の測定例を示すもので、（a）は同相成分 a_3 、直交成分 b_3 ならびに絶対値 C_3 を示すグラフ、（b）は位相角 θ_3 の時系列変化を示すグラフ。

【図13】商用周波で稼働中の変圧器から得られた第4次高調波スペクトルの同相成分と直交成分ならびに絶対値の時系列変化を示すもので、（a）は同相成分 a_4 、直交成分 b_4 ならびに絶対値 C_4 を示すグラフ、（b）は位相角 θ_4 の時系列変化を示すグラフ。

【図 1 4】基本周波数 1 4 2 H z に対する同相成分 A_1 と直交成分 B_1 と絶対値 C_1 のスペクトルを示すグラフ。

【図 1 5】基本周波数 1 4 2 H z に対する第 2 次高調波スペクトルの同相成分 A_2 と直交成分 B_2 ならびに絶対値スペクトル C_2 を示すグラフ。

【図 1 6】基本周波数 1 4 2 H z の第 3 次高調波スペクトルの同相成分 A_3 と直交成分 B_3 ならびに絶対値スペクトル C_3 と位相角 θ_3 の時系列変化を示すもので、(a) は同相成分 A_3 と直交成分 B_3 ならびに絶対値スペクトル C_3 を示すグラフ、(b) は位相角 θ_3 の時系列変化を示すグラフ。

【図 1 7】商用周波数以外の代表的な基本周波数 3 3 2 H z の第 2 次高調波スペクトルの同相成分と直交成分と絶対値の時系列変化を示すもので、(a) は同相成分 A_2 と直交成分 B_2 ならびに絶対値スペクトル C_2 を示すグラフ、(b) は絶対値の時系列変化を示すグラフ。

【図 1 8】ウェーブレット変換による解析に用いる基底関数として適用したガウシアン関数の一例を示すグラフ。

【図 1 9】稼働中の変圧器に対しウェーブレット解析した場合の結果の一例を示すもので、(a) は $j = 1$ の場合の波形を示すグラフ、(b) は $j = 2$ の場合の波形を示すグラフ、(c) は $j = 3$ の場合の波形を示すグラフ、(d) は $j = 4$ の場合の波形を示すグラフ、(e) は $j = 5$ の場合の波形を示すグラフ、(f) は $j = 6$ の場合の波形を示すグラフ、(g) は $j = 7$ の場合の波形を示すグラフ、(h) は $j = 8$ の場合の波形を示すグラフ。

【図 2 0】レーダチャートによる表示と判定レベルの設定について示す説明図。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 8 】

< 第 1 実施形態 >

以下、本発明に係る信号処理装置について油入変圧器のタンク振動を解析する場合を例にとり、図面に基づき説明する。

図 1 に本発明に係る信号処理装置 A の基本構成を示す。

後述するセンサで検出された振動解析に必要な入力信号が増幅器 1 で増幅されたのち、周波数ベクトルアナライザ（周波数解析手段）2 と時間周波数アナライザ（時間周波数解析演算手段）3 に入力される。周波数ベクトルアナライザ 2 と時間周波数アナライザ 3 は制御機器 4 に接続されている。図 1 において符号 5 は演算装置 4 に接続された表示装置（表示手段）を示している。

この第 1 実施形態において増幅器 1 と周波数ベクトルアナライザ 2 と時間周波数アナライザ 3 と演算装置 4 によって信号処理装置 A が構成されている。なお、増幅器 1 は必須ではなく、信号を出力するセンサ側に増幅器を備えていても良い。

【 0 0 1 9 】

本実施形態の信号処理装置 A においては、周波数解析手段（ベクトル方式スペクトルアナライザ；周波数ベクトルアナライザ）2 においてフーリエ変換が行われ、時間周波数アナライザ（ウェーブレットアナライザ）3 においてウェーブレット変換が行われる。

演算装置 4 はフーリエ変換により得られたフーリエスペクトルの中から、雑音成分を検出し、この情報を記憶保持するとともに、この情報を時間周波数アナライザ 3 に転送する機能を有する。時間周波数アナライザ 3 は、この転送された情報をもとに後述する複数のフィルターを用いて雑音成分を除去する機能を有し、雑音を除去した信号を演算装置 4 へ出力する。また、演算装置 4 は前記雑音成分を除去した信号出力を基に信号を取り出した機器の異常信号の有無を判定する機能（異常信号検出手段）を有し、さらに演算装置 4 はこの異常信号の有無を判定した情報を表示装置 5 に出力する機能を有している。

【 0 0 2 0 】

演算装置 4 には演算・信号発生の機能が組み込まれており、時系列データの相互比較をすることにより異常・劣化を診断するアルゴリズムが組み込まれている。

演算装置 4 は、一例として、CPU（中央演算装置）と記憶部を有するパーソナルコン

コンピュータからなり、上述の機能を実現するためのプログラム（図示略）を記憶部からメモリにロードして実行することができる。記憶部は、磁気ディスク装置やフラッシュメモリ等の不揮発性のメモリやRAMのような揮発性メモリあるいはこれらの組み合わせにより構成されるものを適用できる。演算装置4には周辺機器として図示略のキーボードやマウス等の入力装置が接続されていても良い。

また、演算装置4の記憶部は演算装置4自体に内蔵されるものであっても良いし、データベースサーバ等の他の装置内において、演算装置4が通信等によりこれらの記憶部にアクセスして演算等を実行処理する構成でも良い。

なお、演算装置4はパーソナルコンピュータに限らず、上述の機能を奏する能力をメモリーチップや専用素子などに搭載した専用のハードウェアであっても良い。

10

【0021】

以下、前記信号の一例を振動情報として、振動解析に必要なフーリエ変換とウェーブレット変換について説明する。信号の周期をTとすれば、フーリエ級数は以下の(1)式で表される。

【0022】

【数1】

$$f(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ a_n \cos\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) + b_n \sin\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) \right\} \quad (1)$$

【0023】

(1)式において各係数 a_0 、 a_n 、 b_n 、 c_n は以下の(2)式～(6)式で計算される。(6)式の ϕ_n は位相補償角を示す。

【0024】

【数2】

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt \quad (2)$$

【0025】

【数3】

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) dt \quad (3)$$

【0026】

【数4】

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) dt \quad (4)$$

【0027】

40

【数5】

$$c_n = a_n + jb_n, \quad [c_n] = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (5)$$

【0028】

【数6】

$$\theta_n = \tan^{-1} \frac{b_n}{a_n} \quad (6)$$

【0029】

また、周波数領域から時間領域への変換である逆フーリエ変換が、以下の(7)式で定義される。

【0030】

【数7】

$$f(t) = F^{-1}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} F(f) e^{j2\pi ft} df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (7)$$

【0031】

周期関数に対しては以下の(8)式で示される。

【0032】

【数8】

$$f(t) = \sum_{n=0}^N \{a_n \cos 2\pi nft + b_n \sin 2\pi nft\} \quad (8)$$

【0033】

高速フーリエ変換のアルゴリズムは1965年にCooleyとTukeyにより考案され、今日各方面で広く用いられているが、本実施形態においてもこの演算アルゴリズムを有効に用いる。1982年以降フーリエ解析を補う方法として、時間周波数解析であるウェーブレット解析が発達し、各分野に用いられるようになってきたが、本実施形態においてもこの演算アルゴリズムを有効に用いる。

ウェーブレット解析は1980年代初頭にフランスの石油検査技師Morletによって考えられた "Wavelets of constant shape" を使用した解析に始まる。この方法は特定の時間領域を選択的に取り出して周波数解析や不連続信号の抽出を行える利点を有している。信号 $f(t)$ に対するウェーブレット変換 $W(a, b)$ は(9)式で表される。

【0034】

【数9】

$$W_\psi(a, b) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) f(t) dt \quad (9)$$

【 0 0 3 5 】

(9) 式において は基底関数であり、ここでは以下の (1 0) 式のガウシアン関数を用いて説明する。(1 0) 式において後述する実施形態に示す如く遅延トリガ回路にて周期 T を - b だけずらすので、遅延分として b の時間をずらしてかけてゆくことを意味する。

【 0 0 3 6 】

【 数 1 0 】

$$\psi_{a,b}(t) = -\frac{t-b}{\sqrt{2\pi}a^3} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t-b}{a}\right)^2} \quad (10)$$

【 0 0 3 7 】

各式において変数 a はスケールパラメータであり、この値を小さくとると短時間の観測となり、周波数については自動的に広がって高周波を観測できる。また、変数 b は時間軸上での波形の平行移動を行うシフトパラメータである。

(t - b) / a で規格化して表したガウス関数とその一次微分関数を図 1 8 に示す。概略 ± 3 で 1 波形とみなすと図 1 8 に示す波形の周期は 6 a となる。

以下の説明において、電源の商用周波数に基づく係数は a_n、b_n、c_n のように小文字の英字で示し、商用周波数以外の周期に基づく係数は A_n、B_n、C_n のように大文字の英字で表す。

20

【 0 0 3 8 】

先に説明した信号処理装置 A の第 1 実施形態において、周波数解析手段 (ベクトル方式スペクトルアナライザ) 2 は一例として図 2 に示す構成を採用できる。このベクトル方式スペクトルアナライザ 2 で得られたスペクトルから、雑音成分を指定または判定するアルゴリズムが演算装置 4 に備えられている。

図 2 に示すベクトル方式スペクトルアナライザ 2 は信号の入力部から分岐された 2 つの線路を有し、一方の線路に第 1 の混合器 1 0 とフィルター 1 1 が組み込まれ、他方の線路に第 2 の混合器 1 2 とフィルター 1 3 が組み込まれている。第 1 の混合器 1 0 に局部発振器 1 4 の一方の出力部が接続され、第 2 の混合器 1 2 に遅延回路 1 6 を介して局部発振器 1 4 の他方の出力部が接続され、局部発振器 1 4 の入力部に周波数掃引用発振器 1 5 が接続され、この周波数掃引用発振器 1 5 に演算装置 4 から制御信号が供給される。

30

【 0 0 3 9 】

図 2 において第 1 の混合器 1 0 は信号に含まれる余弦 (または正弦) と同相な成分 (以下、これを同相成分 I とよぶ。) を検出する。また、第 2 の混合器 1 2 は同相成分以外の成分 Q (以下、これを非同相成分 Q とよぶ。) を検出するように回路が構成されている。具体的には、周波数掃引用発振器 1 5 で指定された周波数を発信する局部発振器 1 4 から発信された余弦波 $\cos(2\pi f_{LO}t)$ を第 1 の混合器 1 0 に加え、また、角周波数 $f_{LO}t$ に位相補償角 θ を加えた正弦波 $\sin(2\pi f_{LO}t + \theta)$ を遅延回路 1 6 を介して第 2 の混合器 2 に加え、それぞれ信号との掛け算を行う。

40

図 2 において同相成分の検出結果を I (f_{IF}) と表記し、非同相成分の検出結果を Q (f_{IF}) と表記している。

もし、位相補償角 $\theta = 0$ であれば、一般的なベクトル方式スペクトルアナライザと同等構成となるが、本実施形態では演算装置 4 で指定された位相補償角 θ を遅延回路 1 6 に加え、位相補償角 θ を加味した正弦波を第 2 の混合器 1 2 に加えている点が、図 2 に示す実施形態の 1 つの特徴である。

【 0 0 4 0 】

この動作原理を図 3 に示す。

スペクトルの大きさが本来は、以下の (1 1) 式で示される値であったものとする。

【 0 0 4 1 】

50

【数 1 1】

$$S = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (11)$$

【0042】

ここで、図3に示すように仮に非同期成分Qが(Q - ΔQ)に減衰した場合を考える。この場合、スペクトルの大きさは、位相補償角θを導入することにより、以下の(12)式のように、周波数スペクトルの大きさを変えずに非直交成分の変化として表すことができる。

【0043】

【数 1 2】

$$S = \sqrt{\{I + (Q - \Delta Q) \sin \theta\}^2 + \{(Q - \Delta Q) \cos \theta\}^2} \quad (12)$$

【0044】

また、Qとsinとの間には以下の(13)式または(14)式の関係が成り立つ。

【0045】

【数 1 3】

$$\frac{\Delta Q}{I} = \frac{Q}{I} - \sin \theta + \sqrt{\left(\frac{Q}{I}\right)^2 + \sin^2 \theta} \quad (13)$$

【0046】

【数 1 4】

$$\sin \theta = \frac{2Q - \Delta Q}{2(Q - \Delta Q)} \frac{\Delta Q}{I} \quad (14)$$

【0047】

この信号処理は、ある特定の周波数スペクトルに注目し、スペクトルの大きさを規格化して表す場合、スペクトル変化を可視化する場合の有効な手段となる。

また、ベクトル方式スペクトルアナライザ2において、得られたスペクトルから、演算装置4に雑音成分を指定または判定する記憶装置あるいはソフトウェアを備えることにより、雑音成分の除去が可能となる。

【0048】

第1実施形態の信号処理装置Aにおいて、時間周波数アナライザ3は、一例として図4に示すウェーブレットアナライザで構成されている。

この実施形態の時間周波数アナライザ3において、入力部からの線路に増幅器20と第3の混合器21と増幅器22が組み込まれ、増幅器20と第3の混合器21との間の線路に遅延トリガ回路23の入力部が接続され、第3の混合器21に基底関数発生器24の出力部が接続されている。遅延トリガ回路23の入力部と基底関数発生器24の入力部には演算装置4が接続されていて、遅延トリガ回路23と基底関数発生器24には演算装置4から制御信号が供給される。

基底関数発生器24には演算装置4により予め関数やスケールパラメータaを初めとする各パラメータが設定されている。シフトパラメータbは遅延トリガ回路23から基底関数発生器24に与えられる。一例として、図5に示すように電源周期TをN分割した時間幅の整数倍(i倍)の遅延トリガパルス電源周波数の基準点から順次発生させる。

この関係を以下の(15)式に示す。

10

20

40

50

【 0 0 4 9 】

【 数 1 5 】

$$b = \frac{T}{N}i \quad (i = 0, 1, 2, \dots, N) \quad (15)$$

【 0 0 5 0 】

ここで発生された遅延トリガパルスは基底関数発生器 2 4 に入力され、ウェーブレット変換に必要な基底関数が発生され、第 3 の混合器 2 1 に与えられる。

遅延トリガ回路 2 3 はウェーブレット演算における畳み込み積分機能を有し、基底関数発生器 2 4 はウェーブレット変換に必要な基底関数を発生させるもので、スケールパラメータ a の設定が可能になっている。

10

【 0 0 5 1 】

第 3 の混合器 2 1 の出力は増幅器 2 2 で増幅された後、スケールパラメータ a と連動した周波数特性の相異なる複数のフィルター 2 5 に入力される。また、それぞれのフィルター 2 5 は演算装置 4 により制御されたスイッチ回路 2 6 に接続され、それぞれのフィルター 2 5 に接続されたこれらスイッチ回路 2 6 からの合成出力を出力する波形合成回路 2 7 に接続されている。

波形合成回路 2 7 は、一例として、図 6 に示すマルチレート・フィルタバンクを用いて、ウェーブレットアルゴリズムによりノイズを除去した元波形を再現できるようになっている。なお、波形合成回路 2 7 で用いる基底関数は、奇関数であることが望ましい。

20

ここで、基底関数となるマザー・ウェーブレットについて簡単に述べる。これは多重解像度解析(multiresolution approximation, MRA)とよばれる関数空間の階層構造を利用して作られる。数列を $\{p_k\}$ とするとき、関数 $\phi(x)$ が次の (16) 式の関係を満たすとき、これをトゥー・スケール関係という。

【 0 0 5 2 】

【 数 1 6 】

$$\phi(x) = \sum_k p_k \phi(2x - k) \quad (16)$$

【 0 0 5 3 】

また、この関係を満たす関数をスケーリング関数という。スケーリング関数と新たな数列 $\{q_k\}$ を用いて、次の (17) 式の関数を定義する。

【 0 0 5 4 】

【 数 1 7 】

$$\psi(x) = \sum_k q_k \phi(2x - k) \quad (17)$$

【 0 0 5 5 】

これをマザー・ウェーブレットとよび、基底関数の条件を満たしている。

また、(9) 式のウェーブレット変換において、時間と周波数の座標 $(b, 1/a)$ を 2 つの整数 j, k により以下の (18) 式に離散化できる。

【 0 0 5 6 】

【 数 1 8 】

$$(b, 1/a) = (2^{-j}k, 2^j) \quad (18)$$

【 0 0 5 7 】

ここで、信号 $x(t)$ に対するウェーブレット変換 $W_x(a, b)$ を $d_k^{(j)}$ と表すことにすれば以下の (19) 式で表すことができる。

【 0 0 5 8 】

【 数 1 9 】

$$d_k^{(j)} = 2^j \int_{-\infty}^{\infty} \overline{\psi(2^j t - k)} x(t) dt \quad (19)$$

【 0 0 5 9 】

10

この場合、逆変換は以下の (20) 式で与えられる。

【 0 0 6 0 】

【 数 2 0 】

$$x(t) \approx \sum_j \sum_k d_k^{(j)} \psi(2^j t - k) \quad (20)$$

【 0 0 6 1 】

さらに、(20) 式の右辺にある 2 重和の一方を以下の (21) 式と定義すれば、以下の (22) 式が得られる。

20

【 0 0 6 2 】

【 数 2 1 】

$$g_j(t) = \sum_k d_k^{(j)} \psi(2^j t - k) \quad (21)$$

【 0 0 6 3 】

【 数 2 2 】

30

$$x(t) \approx \sum_j g_j(t) \quad (22)$$

【 0 0 6 4 】

ここで、以下の (23) 式で示される関数を導入する。

【 0 0 6 5 】

【 数 2 3 】

$$x_j(t) = g_{j-1}(t) + g_{j-2}(t) + \dots \quad (23)$$

【 0 0 6 6 】

この (23) 式で、 j はレベルとよばれている。この (23) 式は、次の (24) 式のように $x_j(t)$ について、再帰的な形に書き直すことができる。

【 0 0 6 7 】

【数 2 4】

$$x_j(t) = g_{j-1}(t) + x_{j-1}(t) \quad (24)$$

【0068】

ここで例えば、以下の(25)式の関係がある。

【0069】

【数 2 5】

$$x_0 = g_{-1} + x_{-1} \quad (25)$$

【0070】

(25)式において、 x_{-1} はさらに以下の(26)式に分解できる。

【0071】

【数 2 6】

$$x_{-1} = g_{-2} + x_{-2} \quad (26)$$

【0072】

このように、関数 $x_j(t)$ を使ってレベルを1ずつ下げることができ、解像度はその度に半分になることがわかる。

また、関数 $x_j(t)$ は、スケーリング関数 $\phi(t)$ を用いて以下の(27)式のように線形結合で表すことができる。

【0073】

【数 2 7】

$$x_j(t) = \sum_k c_k^{(j)} \phi(x^j t - k) \quad (27)$$

【0074】

(27)式において、右辺のスケーリング関数そのものはレベルによらず同一である。また、マザー・ウェーブレットもスケーリング関数から合成される。

ここで、図6に示すマルチレート・フィルタバンクを用いた波形の分割と合成について述べる。

例えば、図6(a)に示す分割側の個々の $H_0(Z)$ 、 $H_1(Z)$ は上記の $x_j(t)$ と以下の(28)式との関係に対応する。

【0075】

【数 2 8】

$$g_{j-1}(t) \quad (28)$$

【0076】

また、図6に示す(2)は、周波数を高周波成分と低周波成分に2分割することを意味する。これは帯域2分割サブバンド分解といわれているものである。また、Detailは、さらに下位レベルに分解を進めていくことを、またApproximationは

ほぼ近似値として妥当なものとして分解を停止することを意味する。

【 0 0 7 7 】

また、図 6 (b) に示される合成側の場合 $F_0(Z)$ 、 $F_1(Z)$ は波形合成に用いられる関数であり、(2) は周波数を合成していくことを意味する。

なお図 6 (a) に示される分割側は、図 4 のフィルター 2 5 - 1 ~ 2 5 - n に相当し、図 6 (b) の合成側は、図 4 の波形合成回路 2 7 に対応している。

【 0 0 7 8 】

演算装置 4 には、制御・演算・信号発生それぞれの機能が組み込まれており、時系列データの相互比較をすることにより異常・劣化を診断するソフトウェアが組み込まれている。また、位相補償角 ならびに雑音除去後の波形表示の経時変化をモニターできるように、モニター用のソフトウェアまたは機能素子が組み込まれるとともに、上述の経時変化を表示装置 5 に表示することができる機能を有している。

10

この実施形態において演算装置 4 と混合器 2 1 と遅延トリガ回路 2 3 と基底関数発生器 2 4 と複数のフィルター 2 5 とスイッチ回路 2 6 と波形合成器 2 7 により雑音成分除去手段 2 8 が構成されている。

【 0 0 7 9 】

一般にノイズは信号に含まれる不要な高周波成分であるが、逆に信号に何らかの突発的な異常成分が含まれている場合には、この高周波成分を検出することにより異常を検出可能となる。

例えば、基底関数として Daubechies $N = 8$ を用いることによりこれを実現できる。また、変位、速度、加速度を演算により求め、これらの中から異常値を見出すことも可能である。この場合にはスプライン関数を用いると都合がよい。

20

表示方法には、図 1 0 を基に後述するフーリエスペクトル表示、図 1 1 ~ 図 1 7 を基に後述する複素周波数ベクトルと位相の時系列変化図による表示、以下の (2 9) 式による合成波形、図 2 0 に示す 1 周期を単位としたレーダチャートによる波形の表示と判定レベルの設定などがある。ただし、(2 9) 式において A_n ならびに B_n は雑音成分については 0 として扱う。

また、図 2 0 に示す 1 周期を単位としたレーダチャートを常時監視することにより、パターンあるいは信号の大きさなどの急激な変化などから異常の有無の判定が可能である。

【 0 0 8 0 】

30

【 数 2 9 】

$$f(t) = \sum_{n=0}^N \{A_n \cos 2\pi nft + B_n \sin 2\pi nft\} \quad (29)$$

【 0 0 8 1 】

以下、上述の信号処理装置 A を用い、電力用変圧器の振動を解析信号として取り扱う場合を一例として本発明をより詳細に説明する。

40

図 7 は、電力用変圧器の診断に必要な信号を取得するための診断装置構成図である。

電力用変圧器 3 1 のタンク壁面に 1 個または複数個の振動センサ (信号取得手段) 3 2 が取り付けられ、振動センサ 3 2 の出力部が本実施形態による信号処理装置 A の入力部に接続されている。これらの振動センサ 3 2 が検出したタンク壁面の振動や加速度が信号処理装置 A に入力信号として入力される。なお、この例では時間の関数である信号を連続的または断続的に取得する取得手段として振動センサ 3 2 を用いたが、振動センサ 3 2 に代えて加速度センサを用いることもできる。

【 0 0 8 2 】

またタンク壁面の振動は、電力用変圧器の電源と連動した動きをするので、必要に応じて電圧波形 3 3 や電流波形 3 4 を信号処理装置 A の入力信号として取り込むように構成す

50

ることが好ましい。この状態においては、定常的なタンクの振動のほかに、タンク内部の異常や劣化に伴い発生する異常信号が含まれる。さらに、測定線や測定器の電源から誘導される雑音が入り込んでいる。

変圧器のタンクの内部には鉄心と巻線からなる1次コイルや2次コイルが収容されていて、1次コイルや2次コイルに通電している状態でタンクが基本的に電源周波数に基づいて振動する。

【0083】

測定対象とした変圧器の概要を以下の表1に示す。負荷は最大出力750kW、350kWのポンプ用インバータ駆動モーターであり、1台または複数台のポンプを常時運転している。この例で用いた変圧器は、1975年に稼働開始されて以降、実際に連続運転されている変圧器であり、稼働41年目の変圧器である。この変圧器の概形は高さ約2m、幅800mm、奥行き400mmの直方体形状の鋼板製のタンクを有する変圧器であり、内部に鉄心のヨークと一次巻線と二次巻線からなるコイルを有し、タンク周壁の高さを3等分する位置2箇所にて矩形枠型の補強ステーが設けられたタイプの変圧器である。

10

【0084】

【表1】

測定対象変圧器概要

項目	定格
容量	10MVA
相数と結線方式	3相(Δ-Δ)
一次電圧/二次電圧	11kV/3.45kV
周波数	60Hz
冷却方式	ONAN
絶縁油量	5300リットル
製造年	1975

【0085】

波形測定に用いたデジタルオシロスコープのメモリ長は1Mサンプルであり、サンプリング時間を10μsとした場合、1回の測定において10秒間すなわち60Hz×10秒=600サイクル分の波形データを取得できる。

30

図8は、変圧器タンクの側面3ヶ所のタンク振動を振動センサ(Keyence社製振動センサGH-313A)で実際に測定した例を示している(CH1~CH3:図8に数字の1~3で表記)。また、最下段の波形(CH4:図8に数字の4で表記)は、変流器の信号をクランプCTで測定した信号である。図8において縦軸は振動センサの信号強度、横軸は商用周波1サイクル相当の時間を示す。

先の変圧器において商用周波の電流にインバータノイズが重畳していることがわかり、変圧器のタンク振動は商用周波と比較するとはるかに複雑な振動波形になっていることがわかり、さらに測定箇所により波形の大きさや位相が異なっていることがわかる。

これは測定に用いた変圧器が三相機器であり、変圧器のコイルに流れる瞬時電流が相毎に異なり、誘起される電磁力はこれらの力の合成となること、また振動センサは信号レベルが小さく、外来ノイズ、特にインバータノイズの影響を受けやすいことが主な原因と推定される。

40

【0086】

測定に用いた変圧器のタンク振動の周波数成分を確認するため、直方体タンクの長手方向壁面に取り付けた振動センサのフーリエスペクトルを(5)式により解析した例を図9に示す。図9において縦軸はフーリエスペクトル強度、横軸は商用周波数に対する高調波の次数を示す。

図9より電源周波数に由来する信号成分、すなわち60Hzの整数倍の高調波以外に、3kHz前後にピークを有する裾野の広い周波数スペクトルが存在している。この周波数スペクトルはPWMインバータのスイッチング周波数に由来するものと考えられることを

50

本発明者は別途の解析により確認している。

したがって、振動センサの周波数特性をも考慮し、以下の解析ではこれ以下の周波数に限定して議論する。

【0087】

また、図9のフーリエスペクトルにおいて商用周波の高調次成分ならびにインバータ以外の原因と推定される周波数、例えば、142 Hz、217 Hz、334 Hz、490 Hz、693 Hz、713 Hzのスペクトルが存在していた。

図10は、変圧器の直方体タンクの短手壁面に取り付けた振動センサから得られた600サイクル分の測定データを用いて、商用周波数の第30次高調波(1800 Hz)まで、フーリエスペクトルを求めたものである。図10において縦軸はフーリエスペクトル、横軸は商用周波60 Hzに対する高調波の次数を示す。

このフーリエスペクトルには若干の直流成分(a_0)が重畳しているが、本例では周波数240 Hzのスペクトル(図10の数字4で示す位置の信号)を最大として、偶数次の信号が支配的であることがわかる。

また、偶数次の高調波に対してもスペクトルの減衰が少ない。これは変圧器のタンク振動が電流の二乗に比例した電磁力により引き起こされていることを意味している。

一方において、図10に示すフーリエスペクトルにおいて、次数が増すにつれて少しずつではあるが奇数次成分(図10の奇数で示す位置のスペクトル)の増加が認められる。これは図9にも示したようにインバータノイズが影響してくることが原因と考えられる。

このような場合、これらの周波数スペクトルをノイズとして取り扱う。

【0088】

続いてフーリエスペクトルの位相の時系列変化について説明する。

図11は第2次高調波120 Hzに対して10秒間、計600サイクルの波形に含まれる周波数スペクトルの \cos と同相成分、すなわち、(3)式の値と、 \sin と同相成分(すなわち \cos と直交する成分)、すなわち、(4)式、の値(以下、直交成分とよぶ)を分離し、(5)式で与えられるスペクトルの大きさと共に時系列として表したグラフである。これらの値はそれぞれ2乗して平方根をとると絶対値となる関係にある。図11において縦軸はフーリエスペクトル、横軸は600サイクル分(10秒間)の時間を示す。

図11(a)より、スペクトルの絶対値はほぼ一定であるが、同相成分(\cos と同相成分)と直交成分(\sin と同相成分)の割合が時系列で変化していることがわかった。また、図11(b)に示すように(6)式で計算される位相補償角 θ_2 が徐々に変化していることがわかる。これは電源周波数のゆらぎが原因であり、計算では商用周波60 Hz固定で計算していることが原因である。

【0089】

図12は第3次高調波180 Hzに対する同相成分と直交成分を分離し、時系列として現したものである。図12において縦軸はフーリエスペクトル、横軸は600サイクル分(10秒間)の時間を示す。

図12より、スペクトルの絶対値は奇数次の成分と比較すると小さいためばらつきが大きいが、それぞれの波形に対してはほぼ一定であること、また位相が徐々に変化していることがわかった。

図13はスペクトルが最も大きかった第4次高調波240 Hzに対する同相成分と直交成分ならびに位相変化を時系列としてあらわしたものである。図13において縦軸はフーリエスペクトル、横軸は600サイクル分(10秒間)の時間を示す。

図13より、スペクトルの絶対値はほぼ一定であるが、位相が徐々に変化していることがわかった。

【0090】

このように電源周波の高調波成分のフーリエスペクトルの絶対値はほぼ一定であり、位相が時間経過とともに徐々に変化することは、今回初めて知見した事実であり、このことは電源周波数の奇数次ならびに偶数次の高調波に共通の性質であることを確認できた。

また、本明細書では示していないが、本発明者が研究したところ、電源周波の高調波成

分のフーリエスペクトルの絶対値がほぼ一定であり、位相が時間経過とともに徐々に変化するという現象は、電源周波に対するすべての高調波で起こっているということを確認することができた。

前記同相成分と直交成分はいずれも複素数となっていて、これらを2乗してルートをとって絶対値を得ると実数の一定値となる。通常、フーリエ変換は図11～図13の1点のみを解析しているが時系列で見ると同じスペクトルを見ても、変動分を含んでいることが今回の試験で分かった。

【0091】

この原因は電源周波数が60Hz程度ではなく、微小な周波数変動があるため、位相が徐々に変化していくためと考えられる。本例では600サイクル(10秒間)で約1サイクル分の周波数変動が確認されたことになる。

このように、フーリエ変換を用いたフーリエ解析では、フーリエスペクトルの絶対値を得ることができるのみならず、位相変化を通して微小な周波数変動をも検知できることが明らかになった。一方、基本周波数を固定としたフーリエ変換アルゴリズムに基づくフーリエ解析では、このような微小な電源周波数の影響を受けてしまうともいえる。

【0092】

このような場合、図2に示したベクトル方式スペクトルアナライザ2では、電源周波数を基準として演算が行われるため、周波数変動の影響を受けることなく周波数スペクトルの演算が行える利点がある。また、周波数スペクトルを分析することにより、電源の誘導を含む外来ノイズを特定することができる。

タンクの振動において、電源周波数由来のものスペクトルの大きさは変わらないが、何か他の原因、コイルや鉄心が何か、電源以外の何かが原因で加振されたとすると、それによりタンクが振動を受けるが、そのタンク振動はスペクトルが時間の中で減衰する。

そのような減衰する振動と電源由来のものを電気信号の中でアルゴリズムを扱う中で区別し、分離するならばタンク本来の振動を取り出すことが可能となる。

【0093】

一方、図9に示されたフーリエスペクトルにおいて、商用周波数の高調次成分以外の周波数、例えば142Hz、217Hz、332Hz、490Hz、693Hz、713Hzにもスペクトルが存在していることを別途別の測定箇所で行ったハンマリング試験で確認できた。ここで行ったハンマリング試験とは、測定に用いた変圧器のタンクの側壁の複数箇所をハンマで叩いて得られた振動を前記振動センサで計測し、得られた振動波形にピーク成分が生じているか否か計測した試験である。

【0094】

前記の周波数を基本周波数としてフーリエスペクトルの時系列変化を計算した結果を以下に示す。

図14は基本周波数142Hzに対する周波数スペクトルを示し、図15は基本周波数142Hzの2倍周波数に対する周波数スペクトルを示す。図14において縦軸はフーリエスペクトル、横軸は600サイクル分(10秒間)の時間を示す。

どちらの周波数スペクトルともスペクトルの大きさが一定でないことが明白である。

図16は基本周波数142Hz、第3次高調波スペクトルの同相成分、直交成分ならびに絶対値、位相補償角の時系列変化を計算したものである。図16において縦軸はフーリエスペクトル、横軸は600サイクル分(10秒間)の時間を示す。

この場合にもスペクトルの大きさが一定ではないことがわかる。

図17は基本周波数332Hz、第2次高調波スペクトルの同相成分、直交成分ならびに絶対値ならびに位相補償角の時系列変化を計算したものである。図17において縦軸はフーリエスペクトル、横軸は600サイクル分(10秒間)の時間を示す。

【0095】

この場合にもスペクトルの大きさが一定ではないことがわかる。

これら図14～図17に示す例から、試験に用いた変圧器において、電源周波数の高調波以外の周波数においては、何らかの加振源による振動の発生と減衰が繰り返されている

と考えられることが判明した。

これら解析例の比較から明らかなように、電源周波数の整数倍の高調波成分による周波数スペクトルは、時間経過に対して変動が少ないが、電源周波数の高調波成分ではない周波数による周波数スペクトルは、時間経過に対して発生と減衰による時間変動が認められることが判明した。

【0096】

すなわち、本発明による信号処理装置 A を用いることにより、電源由来の振動と何らかの他の原因による機械的振動を判別しながら診断可能であることがわかった。

言い換えれば、電源由来の周波数（周期）と同期している振動であるか否かを、判定基準として採用することにより、ある特定の振動周波数が当該機器の振動と関係するの、あるいは電源周波数に依存しない振動であるかを区別し、電源周波数に依存しない振動が時間経過により減衰による時間変動が認められれば、異常が起きていると診断でき、電力機器を診断する根拠にできることが可能であると判った。

10

【0097】

次に、ウェーブレット変換を用いた時間周波数解析について説明する。

ウェーブレット変換では変圧器の振動を解析する場合、時間と周波数の両方を把握することができる。上述のフーリエ級数を用いた解析では周波数しか把握できない。

ウェーブレット変換では色々な周波数のフィルターを用いることができ、周波数毎に余計な成分をフィルターで除去できるので、余計な成分を除去して残った信号を基にする波形を再構築することでノイズを除去したタンク振動のみを取り出すことができる。このタンク振動に異常な振動が含まれていれば、変圧器が異常であるか否か診断ができる。

20

この実施形態のウェーブレット変換を用いた時間周波数解析においては、基底関数として(10)式のガウシアン関数を用いた。ガウシアン関数の形を図18に例示する。

ここで、スケールパラメータ a をオシロスコープのサンプリング時間 T_s を目安として、次のように設定した。

【0098】

【数30】

$$a = T_s 2^j \quad (j = 1, 2, \dots, 8) \quad (30)$$

【0099】

前述した如くガウシアン関数の周期を $6a$ と見なしたとき、スケールパラメータ a に対応する観測対象となる周波数領域の目安を以下の表2に示す。

【0100】

【表2】

スケールパラメータ a と観測周波数レンジとの関係

j	a [μs]	観測周波数レンジ	備考
1	20	8.3 kHz	外来ノイズ
2	40	4.2 kHz	外来ノイズ
3	80	2.1 kHz	外来ノイズ
4	160	1 kHz	—
5	320	520 Hz	—
6	640	260 Hz	—
7	1280	130 Hz	—
8	2560	65 Hz	—

【0101】

図19は、図8に示した振動波形に対するウェーブレット解析の結果である。図19に

50

において縦軸はそれぞれのレベルにおける信号強度の規格値、横軸は1サイクル相当の時間を示す。

図19の $j = 1 \sim 8$ の数値は、表2のレベル j に対応するスケールパラメータ a の値である。

スペクトルの大きさを最大値と最小値より規格化して表しているが、図19(a)、(b)、(c)には強いスペクトルをもつ高周波成分が表れている。

これは外来雑音であるインバータノイズが誘導雑音として測定回路に混入していることが原因と推定される。

図19(d)あるいは図19(e)になると高周波成分が消えており、これは加速度センサが捉えたタンク振動に由来する信号と推定される。このようにウェーブレット解析では信号とノイズの周波数の違いを利用してフィルターを構成することができ、これによりインバータノイズを除去できることが示された。よって、ノイズが含まれると判断された図19(a)~(c)の信号を除去して波形合成回路27により図19(d)~(h)に示す信号を再合成するならば、ノイズを除去した変圧器の振動のみからなる信号を得ることができる。

10

【0102】

即ち、ウェーブレット変換を行うと、フィルターバンクに対してスイッチ回路を用いてノイズ成分を除去することができることがわかった。

【0103】

以上述べてきたように、電源周波数に依存しない周波数の存在は、機械系固有の振動の一部とみなすことができ、本発明による信号処理装置Aを用いてこの周波数スペクトルならびに雑音を除去した振動波形を解析することにより、変圧器の異常の有無を判定することが可能となる。即ち、変圧器などの振動を伴う機器の異常の診断ができる。

20

先の実施形態では図4に示す複数のフィルター25を用いてウェーブレット解析を利用し、スケールパラメータの値に応じて得られた波形のうち、高周波成分のノイズが含まれている波形を取り除くことで変圧器が本来発生させている振動に伴う波形を得ることができる。

このノイズを除いた波形を測定し、劣化などの問題を有していない変圧器で予め測定しておいた波形と比較し、異なる点があれば、測定した変圧器の1次コイルや2次コイルあるいは巻き芯を含むいずれかの部分に劣化や問題を生じているおそれのある変圧器であると判断できる。このため、演算装置4には劣化などの問題を有していない変圧器で予め測定しておいた波形を入力しておき、先のノイズを除いた測定波形と比較し、相違があれば異常信号として検出する機能を具備させておく。

30

この機能により演算装置4は変圧器の異常信号を検出できる手段として機能する。

【0104】

なお、逆フーリエ変換により、定常的なタンク振動のように周期性を有する信号波形の再現が可能であるが、電源周波数が変動する環境下では、基本周波数を固定する解析の場合、誤差の要因となる。

本発明では、このような影響を図6に示したマルチレート・フィルターバンクを用いたウェーブレット変換を併用することによりなくすることが可能な特徴を有する。

40

【符号の説明】

【0105】

A 信号処理装置、1 増幅器、2 周波数ベクトルアナライザ(周波数解析手段)、3 時間周波数アナライザ(時間周波数解析演算手段)、4 演算装置、5 表示装置(表示手段)、10 第1の混合器、11 フィルター、12 第2の混合器、13 フィルター、14 局部発振器、15 周波数掃引用発振器、16 遅延回路、20 増幅器、21 第3の混合器、22 増幅器、23 遅延トリガ回路、24 基底関数発生器、25 フィルター、26 スイッチ回路、27 波形合成回路、28 雑音成分除去手段、31 変圧器、32 振動センサ(信号取得手段)、33 電圧波形、34 電流波形。

50

【図1】

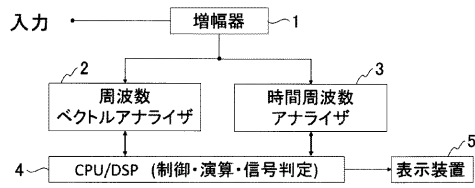


図1

【図3】

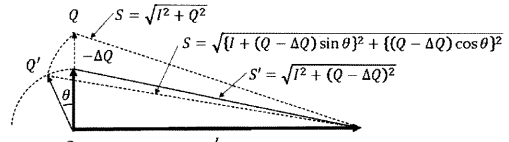


図3

【図2】

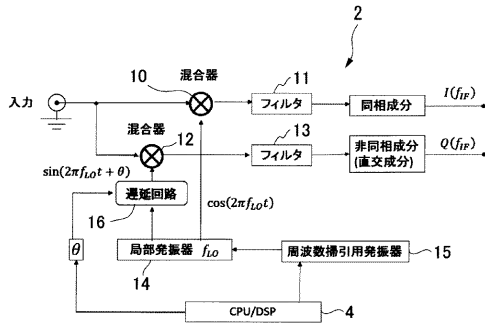


図2

【図4】

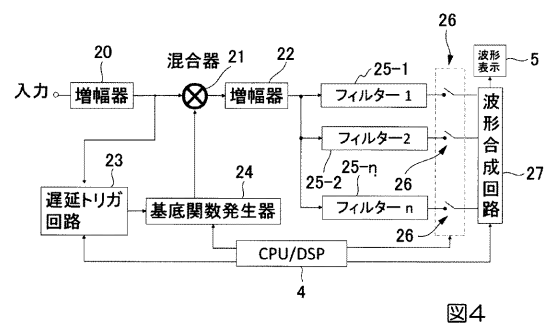


図4

【図5】

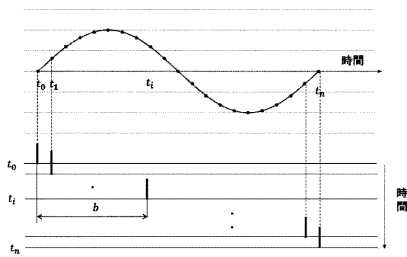


図5

【図7】

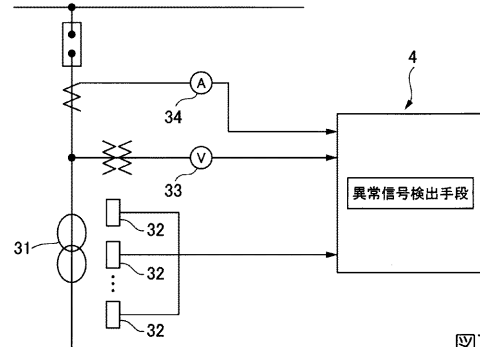


図7

【図6】

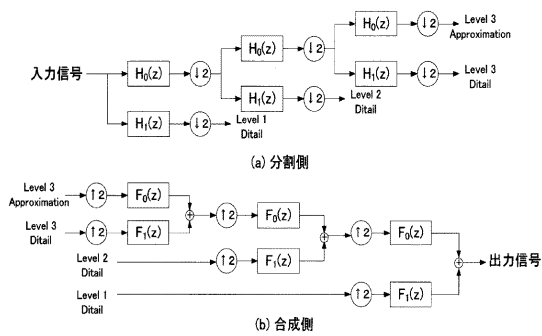


図6

【図8】

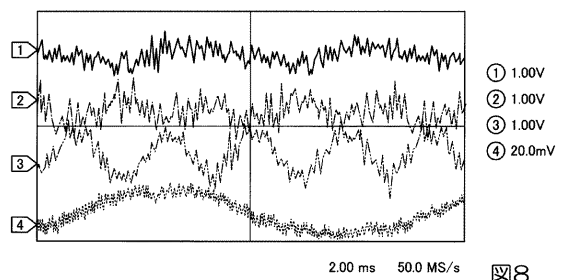


図8

【 図 9 】

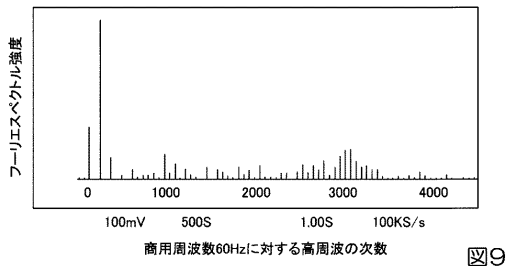
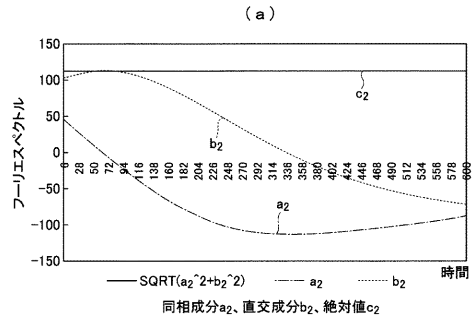


図9

【 図 1 1 】



(b)

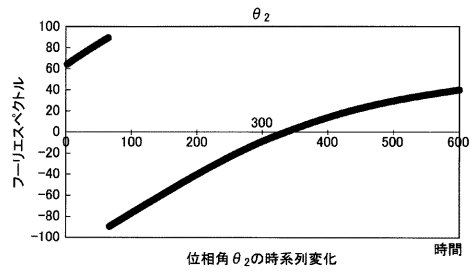


図11

【 図 1 0 】

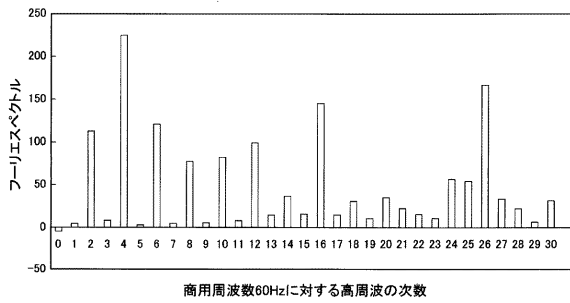
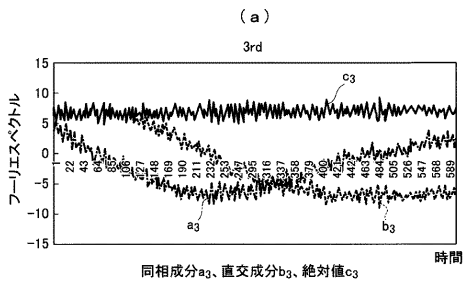


図10

【 図 1 2 】



(b)

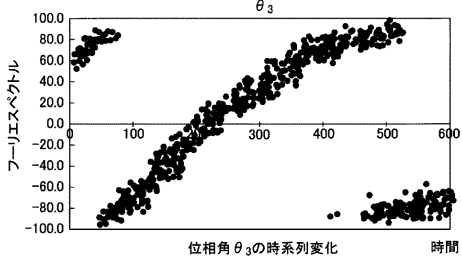
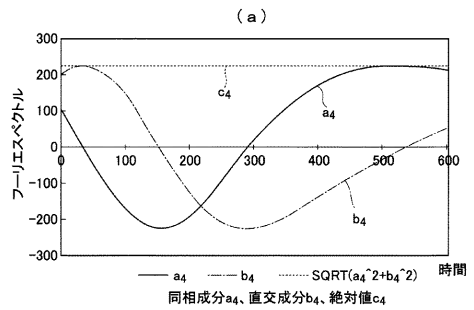


図12

【 図 1 3 】



(b)

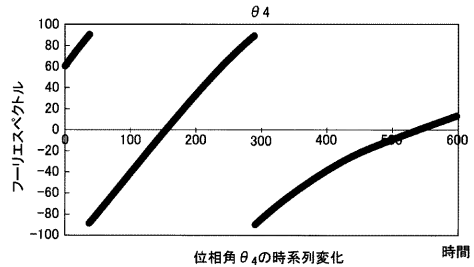


図13

【 図 1 4 】

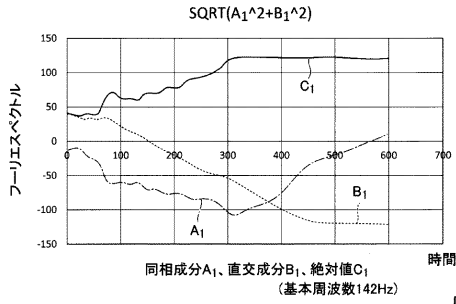


図14

【 図 1 6 】

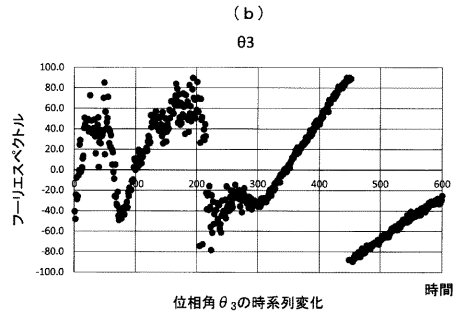
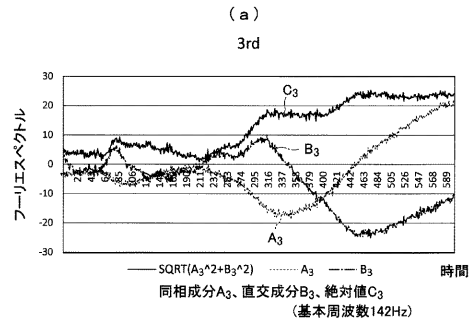


図16

【 図 1 5 】

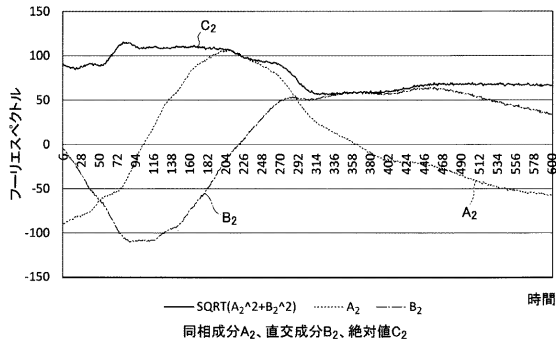


図15

【 図 1 7 】

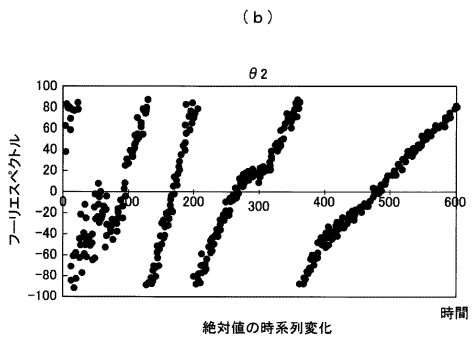
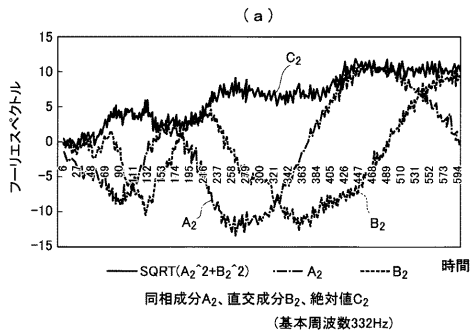


図17

【 図 1 8 】

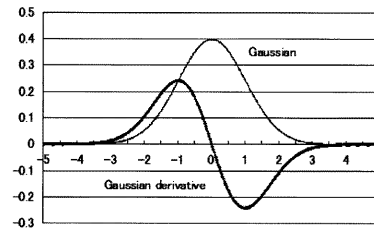


図18

【 図 19 】

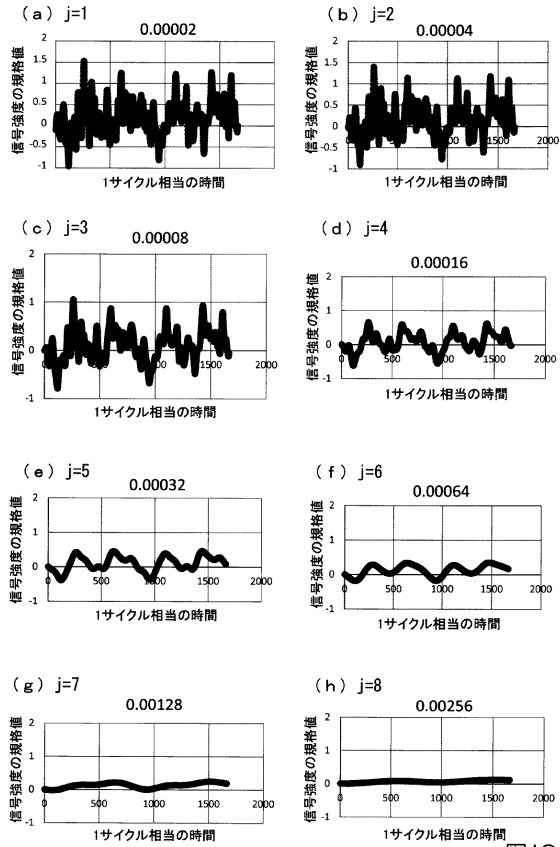


図19

【 図 20 】

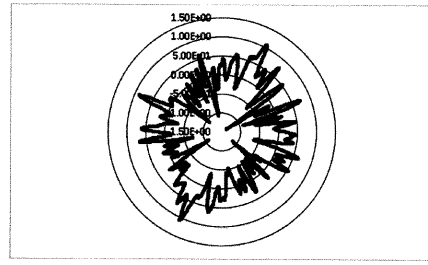


図20

フロントページの続き

(72)発明者 小西 義則

東京都大田区千鳥2丁目3番17号 ユカインダストリーズ株式会社内

(72)発明者 加藤 雅道

東京都大田区千鳥2丁目3番17号 ユカインダストリーズ株式会社内

Fターム(参考) 2G015 AA07 BA04 BA06 BA10 CA01