

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4969647号
(P4969647)

(45) 発行日 平成24年7月4日(2012.7.4)

(24) 登録日 平成24年4月13日(2012.4.13)

(51) Int. Cl. F I
GO 1 L 1/12 (2006.01) GO 1 L 1/12
GO 1 L 1/00 (2006.01) GO 1 L 1/00 F
GO 1 L 3/10 (2006.01) GO 1 L 3/10 3 O 1 L

請求項の数 16 (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願2009-514236 (P2009-514236)
 (86) (22) 出願日 平成19年5月10日(2007.5.10)
 (65) 公表番号 特表2009-540292 (P2009-540292A)
 (43) 公表日 平成21年11月19日(2009.11.19)
 (86) 国際出願番号 PCT/SE2007/050326
 (87) 国際公開番号 W02007/142591
 (87) 国際公開日 平成19年12月13日(2007.12.13)
 審査請求日 平成21年2月3日(2009.2.3)
 (31) 優先権主張番号 0601249-6
 (32) 優先日 平成18年6月7日(2006.6.7)
 (33) 優先権主張国 スウェーデン(SE)

(73) 特許権者 302037607
 エービービー エービー
 スウェーデン国 エス-721 83 ヴ
 エステロス, コパーベルイスヴェーイエン
 2
 (74) 代理人 100109726
 弁理士 園田 吉隆
 (74) 代理人 100101199
 弁理士 小林 義教
 (72) 発明者 ニルソン, ヤン, アー.
 スウェーデン国 エス-723 36 ヴ
 エステロス, ハガ パルクガータ 14
 セー

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 信号を復調する方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

励磁周波数を有する交流励磁信号 ($u(t)$) によって駆動されるトランスデューサ (1) からの出力信号を変調する方法であって、このトランスデューサは測定対象の量を含む振幅変調出力信号 ($y(t)$) を生成し、前記方法では、

- 出力信号のサンプリング値をトランスデューサから受信し、そして励磁周波数の少なくとも一つの周期の励磁信号のサンプリング値を受信し、
- 励磁周波数における出力信号の振幅及び位相に関する情報を含む第1の複素数量

(\bar{Y})

を、トランスデューサからの出力信号の前記サンプリング値に基づいて計算し、

- 励磁周波数における励磁信号の振幅及び位相に関する情報を含む第2の複素数量

$$(\bar{U}, \bar{I})$$

を、励磁信号の前記サンプリング値に基づいて計算し、

- 前記第 1 の複素数量と前記第 2 の複素数量との除算の商として出力される複素数を生成し、そして

- 復調出力信号 (O_d) を、出力される前記商に基づいて計算する、方法。

【請求項 2】

前記復調出力信号の計算では、出力される前記商の実部を取り出す、請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

前記第 1 の量の計算では、出力信号のサンプリング値に、励磁周波数で振動する正弦波 ($w_1(t)$) を乗算し、結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第 1 の量の実部を生成し、そして出力信号のサンプリング値に、第 1 の正弦波に対して約 $\pi/2$ の位相角だけずらし、かつ励磁周波数で振動する別の正弦波 ($w_2(t)$) を乗算し、結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第 1 の量の虚部を生成する、請求項 1 または 2 に記載の方法。

【請求項 4】

前記第 2 の量の計算では、励磁信号のサンプリング値に、励磁周波数で振動する正弦波 ($w_1(t)$) を乗算し、結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第 2 の量の実部を生成し、そして励磁信号のサンプリング値に、第 1 の正弦波に対して約 $\pi/2$ の位相角だけずらし、かつ励磁周波数で振動する別の正弦波 ($w_2(t)$) を乗算し、結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第 2 の量の虚部を生成する、請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 5】

前記第 1 の量

$$(\bar{Y})$$

の計算では、出力信号のサンプリング値のフーリエ変換を計算し、そしてフーリエ変換に基づいて、励磁周波数に対応する係数を抽出し、そして前記第 2 の量

10

20

30

40

$$(\bar{U}, \bar{I})$$

の計算では、励磁信号のサンプリング値のフーリエ変換を計算し、そしてフーリエ変換に基づいて、励磁周波数に対応する係数を抽出する、請求項 1 または 2 に記載の方法。

10

【請求項 6】

励磁信号の前記サンプリング値は、励磁信号の電流を表わす第 1 の一連のサンプリング値、及び励磁信号の電圧を表わす第 2 の一連のサンプリング値を含み、前記方法では更に、

- 前記第 2 の複素数量

$$(\bar{U})$$

20

を、これらの前記一連のサンプリング値の内的一方のサンプリング値に基づいて計算し、

- 励磁電流の振幅及び位相に関する情報を含む前記第 3 の複素数量

$$(\bar{I})$$

30

を、これらの前記一連のサンプリング値の内他方のサンプリング値に基づいて計算し、

- 前記第 2 の複素数量と前記第 3 の複素数量との除算の複素商

$$\left(\frac{\bar{U}}{\bar{I}}\right)$$

40

を生成し、

- トランスデューサのインピーダンス

$$(\bar{Z})$$

50

を前記複素商に基づいて計算し、そして

- 温度補償を計算インピーダンスに基づいて行なう、

請求項 1 乃至 5 のいずれか 1 項に記載の方法。

【請求項 7】

励磁周波数を有する交流励磁信号によって駆動されるトランスデューサ (1) からの出力信号を変調する装置であって、このトランスデューサは測定対象の量を含む振幅変調出力信号 ($y(t)$) を生成し、前記装置は、

- トランスデューサからの出力信号、及び励磁ユニットからの出力信号を励磁周波数の少なくとも一つの周期に亘ってサンプリングするサンプリングユニット (5 , 6 , 7) と、
- 計算ユニット (8) とを備え、計算ユニット (8) は、

励磁周波数における出力信号の振幅及び位相に関する情報を含む第 1 の複素数量

10

$$(\bar{Y})$$

を、トランスデューサからの出力信号の前記サンプリング値に基づいて計算し、

励磁周波数における励磁信号の振幅及び位相に関する情報を含む第 2 の複素数量

20

$$(\bar{U}, \bar{I})$$

を、励磁信号の前記サンプリング値に基づいて計算し、

前記第 1 の複素数量と前記第 2 の複素数量との除算の商として出力される複素数を生成し、そして

復調出力信号 (O_d) を、出力される前記商に基づいて計算する、装置。

【請求項 8】

前記計算ユニット (8) が、出力される前記商の実部を取り出し、復調出力信号を前記実部に基づいて計算する、請求項 7 記載の装置。

【請求項 9】

前記計算ユニット (8) は、前記第 1 の量

30

40

$$(\bar{Y})$$

を、出力信号のサンプリング値に、励磁周波数で振動する正弦波に基づいて保存される値を乗算し、結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第 1 の量の実部を生成し、そして出力信号のサンプリング値に、第 1 の正弦波に対して約 $\pi/2$ の位相角だけずらし、かつ励磁周波数で振動する別の正弦波に基づいて保存される値を乗算し、結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第 1 の量の虚部を生成することにより計算する、請求項 7 または

50

8に記載の装置。

【請求項10】

前記計算ユニット(8)が、前記第2の量

$$(\bar{U}, \bar{I})$$

10

を、励磁信号のサンプリング値に、励磁周波数で振動する正弦波に基づいて保存される値を乗算し、結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより第2の量の実部を生成し、そして励磁信号のサンプリング値に、第1の正弦波に対して約 $\pi/2$ の位相角だけずらし、かつ励磁周波数で振動する別の正弦波に基づいて保存される値を乗算し、結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第2の量の虚部を生成することにより計算する、請求項7乃至9のいずれか1項に記載の装置。

【請求項11】

前記計算ユニット(8)が、前記第2の量

20

$$(\bar{U}, \bar{I})$$

を、出力信号のサンプリング値のフーリエ変換を計算し、前記フーリエ変換に基づいて励磁周波数に対応する係数を抽出することにより算出し、また前記第2の量を、励磁信号のサンプリング値のフーリエ変換を計算し、前記フーリエ変換に基づいて、励磁周波数に対応する係数を抽出することにより計算する、請求項7または8に記載の装置。

30

【請求項12】

前記サンプリングユニット(5, 6, 7)が、励磁信号の電流を表わす第1の一連のサンプリング値、及び励磁信号の電圧を表わす第2の一連のサンプリング値を生成し、前記計算ユニット(8)が、前記第2の複素数量を、これら前記一連のサンプリング値の内の一方のサンプリング値に基づいて計算し、そして励磁電流の振幅及び位相に関する情報を含む第3の複素数量を、これら前記一連のサンプリング値の内の他方のサンプリング値に基づいて計算し、装置が更に温度補償ユニット(16)を備え、温度補償ユニット(16)が、前記第2の複素数量と前記第3の複素数量との除算の商である複素数

40

$$\left(\frac{\bar{U}}{\bar{I}}\right)$$

を生成し、トランスデューサのインピーダンスを励磁電圧と励磁電流との除算の前記複素商に基づいて計算し、温度補償を計算インピーダンスに基づいて行なう、請求項7乃至11のいずれか1項に記載の装置。

50

【請求項 13】

コンピュータの内部メモリに直接読み込むことができるコンピュータプログラムであって、コンピュータに請求項 1 乃至 6 のいずれか 1 項に記載のステップを実現させるためのコンピュータプログラム。

【請求項 14】

プログラムを格納するコンピュータ読み取り可能な媒体であって、前記プログラムがコンピュータで実行されると、前記プログラムによってコンピュータが請求項 1 乃至 6 のいずれか 1 項に記載のステップを実行する、コンピュータ読み取り可能な媒体。

【請求項 15】

力、応力、またはトルクを測定するトランスデューサからの信号を復調するための、請求項 7 乃至 12 のいずれか 1 項に記載の装置の使用。

10

【請求項 16】

磁気弾性トランスデューサからの信号を復調するための、請求項 7 乃至 12 のいずれか 1 項に記載の装置の使用。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、励磁周波数を有する交流励磁信号によって駆動されるトランスデューサからの出力信号を復調する装置及び方法に関し、このトランスデューサは測定対象の量を含む振幅変調出力信号を生成する。

20

【0002】

本発明は、測定対象の量を含む振幅変調出力信号を生成するトランスデューサ、及び励磁信号を生成してトランスデューサを駆動する励磁ユニットを含むどのような種類の測定装置にも有用である。トランスデューサは、例えば差動変圧器、磁気弾性センサ、または歪みゲージであり、そして測定対象の量は、例えば位置、応力、力、またはトルクである。

【背景技術】

【0003】

被測定量を検出するために、トランスデューサからの出力信号を復調する必要がある。トランスデューサ、例えば磁気弾性トランスデューサの出力信号を復調するための従来の方法では、アナログ位相検出を高感度で行なう。高感度の位相検出は公知の方法であり、この方法では、AC信号の復調または整流を、トランスデューサによって変調される信号を生成する装置により生成される基準波形によって制御される回路によって行なう。

30

【0004】

別の方法が米国特許第 6 2 8 5 7 1 9 号明細書に記載されており、この方法では、整流及びフィルタリングが、トランスデューサの出力信号を励磁電圧の発生に同期する周期でサンプリングすることによりデジタル的に行なわれる。整流及びフィルタリングは、各半周期に亘って収集されるサンプリング値を合計することにより行なわれる。次に、励磁の負の半周期に対応する半周期平均値に「-1」を乗算する。上述の基準波形の役割は、クロックで励磁信号の発生、及び出力のサンプリングを制御することによって果たされる。

40

【0005】

米国特許第 6 2 8 5 7 1 9 号明細書には更に、所定のアナログシステムをエミュレートする方法が記載されており、この方法では、サンプリング済み出力の重み付け平均を、エミュレート対象のアナログ装置の入力フィルタにより生成される重み付け関数を使用して計算することにより、高感度の位相検出を行なう。

【0006】

磁気弾性材料を利用する荷重/力/圧力トランスデューサの幾つかの形態が知られている。

【0007】

或る磁気弾性トランスデューサは、低インピーダンス源から供給され、かつ周期的に変

50

化する一定振幅の電圧波形によって励磁される単一の電気コイルを有するタイプであり、この電気コイルから、力測定出力が単一のコイル電流をモニタリングすることにより得られる。他の磁気弾性トランスデューサは、個別コイルペアを有することができ、この場合、一定の励磁電流が第1コイルに印加され、そしてトランスデューサ応答は、第2コイルに誘起される出力電圧の振幅によって測定される。

【0008】

磁気弾性トランスデューサでは、強磁性物質の磁気弾性特性を使用して、測定領域における機械応力の変化を検出する。機械応力のこの変化は、外部からトランスデューサに作用する荷重（力、圧力、またはトルク）によって生じ、そしてトランスデューサの出力信号はこの荷重の指標である。

10

【0009】

磁気弾性トランスデューサの動作は、磁気弾性トランスデューサが1次巻線及び2次巻線から成る点で、差動変圧器の動作に類似している。1次巻線はAC信号によって励磁され、そして測定される量によって、1次巻線と2次巻線との磁気結合が変化する。従って、荷重が磁気弾性トランスデューサに加わることによって、2次信号、すなわちトランスデューサの出力信号の振幅の変調が起こる。出力の基本周波数は、1次電圧、すなわち励磁電圧の周波数に等しい。

【0010】

荷重を測定するためには、振幅変調出力信号は復調する必要がある。トランスデューサは、出力の高安定性を実現するために、ゼロ荷重によってゼロに近い出力振幅が生成されるように設計される。正荷重と負荷重とを区別するために、そして出力の直線性を高めるために、高感度の位相検出または同期復調を行なう必要がある。

20

【0011】

先行技術において使用される出力信号の復調方法は、解決すべき3つの大きな問題を有する。

【0012】

トランスデューサは励磁信号の振幅を変調するので、励磁の強度を一定に維持する、すなわち励磁信号を一定の振幅に維持することが非常に重要である。励磁の強度が変化する場合、トランスデューサの感度は、同じ量だけ変化することになる。更に、励磁信号の高調波成分は、出力信号の異なる高調波成分が整流出力に異なる影響を及ぼすため重要となる。

30

【0013】

励磁の強度を一定に維持するというこの機能は、磁気弾性的性質を持つ荷重セルにおいて実現することが特に困難となり得る。というのは、これらのセルのインピーダンスが非直線的であり、そしてトランスデューサに加わる機械的荷重とともに変化するからである。

【0014】

第2に、全てのシステムでは、トランスデューサの出力信号が増幅され、そして入力フィルタによってフィルタリングされる。磁気弾性トランスデューサでは、高調波は、強磁性材料の非直線性によって発生し、そしてこれらの高調波は整流出力に大きな影響を与える。従って、入力フィルタの周波数応答を、振幅及び位相の両方に関して広い周波数範囲に亘って高精度に求める必要がある。これによって、励磁ユニットを収容する電子機器に対する要求が高くなるので、大きなコストが必要になる。

40

【0015】

高感度の位相検出を行なう際の第3の問題は、励磁信号からどのようにして整流器を制御する基準波形を生成するかである。

【0016】

ゼロクロス検出を行なうアナログシステムでは、この検出に影響を与える雑音によって低周波雑音は整流出力に発生する。

【0017】

50

デジタルサンプリング、整流、及びフィルタリングを行なう場合、基準波形及び励磁信号は共通クロックから生成される。従って、励磁電流の位相をクロック信号に対して一定に維持するアナログコントローラが必要になる。

【0018】

別の問題が、トランスデューサの出力インピーダンスに関連して発生する。磁気弾性トランスデューサでは、このインピーダンスは誘導性が顕著となる。入力チャネルの入力インピーダンスは、EMC規制を満たすために普通、容量性を示す。従って、励磁信号が高い周波数成分を含む場合、トランスデューサのインダクタンスと入力容量との間で共振が発生し、これによって復調出力が影響を受ける。この問題を回避するために、普通は電子機器ユニットにおける電力損失を小さくするように作用する切り替えDC電圧を使用するのではなく、正弦波励磁信号が使用される。

10

【発明の概要】

【0019】

本発明の目的は、トランスデューサからの出力信号の復調精度を向上させて、上述の問題を解決することにある。

【0020】

本発明の一の態様によれば、この目的は請求項1記載の方法によって達成される。

【0021】

本方法では、出力信号のサンプリング値をトランスデューサから受信し、そして励磁周波数の少なくとも一つの周期の励磁信号のサンプリング値を受信し、励磁周波数における出力信号の振幅及び位相に関する情報を含む第1の複素数量 (`first complex valued quantity`) を、トランスデューサからの出力信号の前記サンプリング値に基づいて計算し、励磁周波数における励磁信号の振幅及び位相に関する情報を含む第2の複素数量を、励磁信号の前記サンプリング値に基づいて計算し、第1の複素数量と第2の複素数量との除算の商として出力される複素数を生成し、そして復調出力信号を、出力される商に基づいて計算する。励磁信号のサンプリング値は、励磁信号の電流または電圧の振幅のいずれかを表わすことができる。

20

【0022】

復調が、出力信号の振幅及び位相に関する情報を含む第1の複素数量と、励磁信号の振幅及び位相に関する情報を含む第2の複素数量との除算の商に基づいて行なわれるので、復調は励磁信号の振幅及び位相の変化による影響を受けなくなる。従って、復調には、励磁信号が一定の振幅及び位相を持つ状態が必要ではなくなる。更に、復調には、励磁信号の高調波成分が振幅または位相に関して一定であるという必要がなくなるので、復調が、ケーブルインピーダンス、または電子機器またはトランスデューサの温度のような外部要素によって影響されることがない。これによって、方形波をDC電圧波形から成形する簡易スイッチのような安価な電子部品を励磁ユニットに使用することができる。これにより、センサのコストが低下する。

30

【0023】

複素数量は、励磁信号の基本成分 (`fundamental tone`) である励磁周波数での振幅及び位相に関する情報を含むので、トランスデューサ信号に含まれる全ての高調波成分による影響が除去される。従って、電子機器の入力フィルタは励磁周波数で正確に定義されるだけで済み、先行技術によるシステムにおけるように、広い周波数範囲で定義されることはない。

40

【0024】

基準信号を励磁周波数に基づいて生成する必要も無くなる。ある意味では、励磁信号自体が基準信号として復調の際に使用される。励磁信号の位相の全ての変化が完全に補償される。

【0025】

本発明の一の実施形態によれば、復調出力信号の計算では、出力される商の実部を取り出す。普通、2つの複素数量の基準位相 (ゼロとして定義される任意の位相) は、これら

50

の複素数の商を取った結果、ほぼ商の実部のみが得られるように選択される。このようにして、低分解能のデジタルシステムの可能な最大の力学的利点が得られ、そしてこの実施形態が好適な実施形態である。基本的に、復調出力信号に関する情報は複素商を構成する全ての要素に含まれるが、力学的利点は最適点から逸脱するに従って小さくなる。

【0026】

本発明の別の実施形態によれば、復調出力信号の計算では、出力される商の実部及び虚部の非線形結合を行なう。この演算は、前の実施形態の非線形拡張であり、そしてトランスデューサの出力が測定対象の量とともに非線形的に変化する場合に必要となる。

【0027】

本発明の一の実施形態によれば、第1の量の計算では、出力信号のサンプリング値に、励磁周波数で振動する正弦波を乗算し、そして結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第1の量の実部を生成し、そして出力信号のサンプリング値に、第1の正弦波に対して約 $\pi/2$ の位相角だけずらし、かつ励磁周波数で振動する別の正弦波を乗算し、そして結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第1の量の虚部を生成する。この実施形態によれば、出力信号の基本成分の実部及び虚部が計算される。

10

【0028】

更に、第2の量の計算では、励磁信号のサンプリング値に、励磁周波数で振動する正弦波を乗算し、そして結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第2の量の実部を生成し、そして励磁信号のサンプリング値に、第1の正弦波に対して約 $\pi/2$ の位相角だけずらし、かつ励磁周波数で振動する別の正弦波を乗算し、そして結果として得られる積を励磁信号の少なくとも一つの周期に亘って合計することにより、第2の量の虚部を生成する。この実施形態によれば、励磁信号の基本成分の実部及び虚部が計算される。

20

【0029】

好適には、正弦波のサンプリング値は予め計算され、そして保存される。正弦波は、励磁信号に対して任意の位相位置を有することができる。好適には、出力信号及び励磁信号に対する正弦波の位相位置は、当該量の実部及び虚部の内の一方がゼロになる、例えば当該量の虚部がゼロになるように選択される。本発明のこの実施形態は、実施するのが容易であり、かつ非常に高いコンピュータ能力を必要とする訳ではない。

30

【0030】

本発明の別の実施形態によれば、第1の量の計算では、出力信号のサンプリング値のフーリエ変換を計算し、そしてフーリエ変換に基づいて、励磁周波数に対応する係数を抽出し、そして前記第2の量の計算では、励磁信号のサンプリング値のフーリエ変換を計算し、そしてフーリエ変換に基づいて、励磁周波数に対応する係数を抽出する。フーリエ変換を適用して複素数量を計算する処理は、励磁周波数で振動する正弦波を使用する上述の方法と数学的に等価である。

【0031】

本発明の一の実施形態によれば、励磁信号のサンプリング値は、励磁信号の電流を表わす第1の一連のサンプリング値、及び励磁信号の電圧を表わす第2の一連のサンプリング値を含み、本方法では更に、第2の複素数量を、これら一連のサンプリング値の内の一方のサンプリング値に基づいて計算し、励磁電流の振幅及び位相に関する情報を含む第3の複素数量を、これらの一連のサンプリング値の内の他方のサンプリング値に基づいて計算し、第2の複素数量と第3の複素数量との除算の複素商を生成し、トランスデューサのインピーダンスを、励磁電圧と励磁電流との除算の複素商に基づいて計算し、そして温度補償を計算インピーダンスに基づいて行なう。

40

【0032】

トランスデューサのインピーダンスは温度とともに変化するので、このインピーダンスは温度補償に使用することができる。インピーダンスは、励磁電圧と励磁電流との除算の商に基づいて計算され、そして計算インピーダンスは温度の指標として使用される。本発

50

明のこの実施形態によれば、温度補償は計算インピーダンスに基づいて行なわれる。ゼロドリフトを補正するだけでなく、温度変化に起因する測定感度の変化も補正することができる。ゼロドリフトは、温度変化に起因する無荷重の状態のトランスデューサまたは静止位置のトランスデューサからの出力信号の変化である。例えば、トランスデューサの出力信号を計算する場合、温度によって変化するゼロ信号を復調出力信号から減算することにより、ゼロドリフトを補正することができ、そして復調出力信号に温度によって変わる倍率を乗算することによって、温度変化に起因する測定感度の変化を補正することができるので、トランスデューサ温度に対する出力信号の依存性を無くすることができる。

【 0 0 3 3 】

添付の一連の方法請求項において規定される本発明による方法は、プロセッサユニットで命令が実行される場合に、本発明による方法のステップに対応する命令を有するコンピュータプログラムによって実行されるのに適している。複数の計算の内の少なくとも幾つかの計算を F P G A を利用して実行すると更に有利である。

【 0 0 3 4 】

本発明の別の態様によれば、本目的は、コンピュータまたはプロセッサの内部メモリに直接読み込むことができるコンピュータプログラム製品によって達成され、コンピュータプログラム製品は、添付の一連の方法請求項に記載の方法ステップを、プログラムがコンピュータで実行されると実行するソフトウェアコード部分を含む。コンピュータプログラムはコンピュータ読み取り可能な媒体に格納される、またはネットワークを経由して配信される。

【 0 0 3 5 】

本発明の別の態様によれば、本目的は、プログラムによってコンピュータが添付の一連の方法請求項に記載の方法ステップを実行するようにプログラムが構成され、かつプログラムがコンピュータで実行される場合に、プログラムを格納するコンピュータ読み取り可能な媒体によって達成される。

【 0 0 3 6 】

本発明の別の態様によれば、本目的は、請求項 8 記載の装置によって達成される。このような装置は、トランスデューサからの出力信号、及び励磁ユニットからの出力信号を励磁周波数の少なくとも一つの周期に亘ってサンプリングするサンプリングユニットと、計算ユニットとを備え、計算ユニットは、励磁周波数における出力信号の振幅及び位相に関する情報を含む第 1 の複素数量を、トランスデューサからの出力信号のサンプリング値に基づいて計算し、励磁周波数における励磁信号の振幅及び位相に関する情報を含む第 2 の複素数量を、励磁信号のサンプリング値に基づいて計算し、第 1 の複素数量と第 2 の複素数量との除算の商として出力される複素数を生成し、復調出力信号を、出力される商に基づいて計算する。アナログシステムでは、励磁信号を一定のレベルに維持する必要がある。提案される復調装置においては、この手法は、線形応答を持つトランスデューサには必要ではなくなる。

【 0 0 3 7 】

装置の更に別の変形態様は、更に別の請求項に開示される特徴によって特徴付けられる。

【 0 0 3 8 】

本発明は、例えば力、応力、またはトルクを測定するトランスデューサからの信号を復調するために有用である。本発明は、磁気弾性トランスデューサからの信号を復調するために特に有用である。磁気弾性トランスデューサの場合、小さい変化に対応する大きな補正量が得られる。励磁電子回路、ケーブル、またはトランスデューサインピーダンスの変化に起因する励磁の変化が補正される。

【 0 0 3 9 】

次に、本発明について、本発明の種々の実施形態に関する記述によって、添付の図を参照しながら更に詳細に説明する。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 4 0 】

【 図 1 】 本発明の一の実施形態によるトランスデューサからの出力信号を復調する装置を示す図である。

【 図 2 】 入力信号の振幅及び位相に関する情報を含む複素数量を計算する一つの例を示す図である。

【 発明を実施するための形態 】

【 0 0 4 1 】

図 1 は、励磁ユニット 2 からの周期励磁電圧 $u(t)$ の形態の励磁信号によって駆動されるトランスデューサ 1 からの出力信号 $y(t)$ を復調する装置を示している。例えば、トランスデューサは、加えられる力の変化を測定する磁気弾性トランスデューサである。時間とともに変化する力 $F(t)$ がトランスデューサ 1 に加わり、このトランスデューサは励磁ユニット 2 からの励磁電圧 $u(t)$ によって励起される。図 1 では、励磁電圧は方形波 $u(t)$ として示される。トランスデューサ 1 は、励磁電圧を力 $F(t)$ の大きさによって変わるように変化させ、トランスデューサ出力信号 $y(t)$ を生成する。励磁電流 $i(t)$ は励磁ユニット 2 によって測定される。クロック 3 によって、励磁ユニット 2 の励磁周波数が決定される。

10

【 0 0 4 2 】

装置は、トランスデューサ 1 からの出力信号 $y(t)$ をサンプリングする第 1 サンプルングユニット 5 と、励磁ユニットの励磁電圧 $u(t)$ をサンプリングする第 2 サンプルングユニット 6 と、励磁電流 $i(t)$ をサンプリングする第 3 サンプルングユニット 7 とを備える。サンプリングユニット 5 ~ 7 は A/D 変換器である。励磁ユニット 2 及びサンプリングユニット 5 ~ 7 は、共通クロック 3 に接続され、共通クロック 3 によって同期する。従って、サンプリング周波数は励磁周波数に対して固定される。信号 $y(t)$, $u(t)$, 及び $i(t)$ は、A/D 変換器 5 ~ 7 によってサンプリングされる。各信号 $y(t)$, $u(t)$, 及び $i(t)$ は普通、励磁電圧の 1 周期の間に N 回だけサンプリングされる。一般的に、かつ特に励磁周波数が測定対象の量の固有周波数よりもずっと高い場合、信号を N 回だけ M 個の周期においてサンプリングすることもでき、N 及び M は、好ましくは共通因数を持たない整数である。

20

【 0 0 4 3 】

全ての信号を異なるサンプリングユニット 5 ~ 7 に接続するのではなく、全ての信号を一つの共通のサンプリングユニットに、マルチプレクサを利用して印加することもできる。

30

【 0 0 4 4 】

装置は更に、トランスデューサの復調出力信号 O_d 及びインピーダンス

$$\bar{Z}_T$$

40

を計算する計算ユニット 8 を備える。計算ユニット 8 は、励磁周波数での出力電圧の振幅及び位相に関する情報を含む第 1 の複素数量 (complex valued quantity)

$$\bar{Y}$$

を計算する手段 1 0 と、励磁周波数での励磁電圧の振幅及び位相に関する情報を含む第 2 の複素数量

10

$$\bar{U}$$

を計算する手段 1 1 と、そして励磁周波数での励磁電流の振幅及び位相に関する情報を含む第 3 の複素数量

20

$$\bar{I}$$

を計算する手段 1 2 とを含む。計算ユニットは更に、第 1 の複素数量と第 2 の複素数量との除算の商として出力される複素数

$$\frac{\bar{Y}}{\bar{U}}$$

30

を計算する手段 1 3 と、そして商の実部を計算する手段 1 5 とを含む。従って、出力信号 O_d は、復調励磁電圧

$$\bar{Y}$$

40

と、復調励磁電圧

$$\bar{U}$$

50

との除算の商を生成し、次に結果として得られる複素数の実部を取り出すことによって得られる。

【 0 0 4 5 】

計算ユニット 8 は更に、第 2 の複素数量と第 3 の複素数量との除算の商として出力される複素数

$$\frac{\bar{U}}{\bar{I}}$$

10

を計算する手段 1 6 を含む。復調励磁電圧

$$\bar{U}$$

20

と復調励磁電流

$$\bar{I}$$

との除算の商を生成し、そしてこの商からトランスデューサの複素インピーダンス

30

$$\bar{Z}$$

の指標を生成する。このインピーダンスが荷重または温度によって変わる場合、当該インピーダンスは出力信号の線形化または温度補償に使用することができる。

【 0 0 4 6 】

計算ユニット 8 は更に、出力信号 O_d の温度補償を、計算インピーダンス

40

$$\bar{Z}$$

に基づいて行なう手段 1 8 を含む。トランスデューサの温度はインピーダンス

$$\bar{Z}$$

に基づいて、例えば複素インピーダンスの実部を取り出すことにより計算される。計算インピーダンスの実部が、どの位相位置が励磁信号に関して選択されるかによって変わる形で、どの情報を含む必要があるかについて選択することが可能になる。例えば、出力信号の温度補償では、温度とともに変化する所定のゼロ信号を出力信号 O_d から減算してゼロドリフトを補正し、そして出力信号 O_d に温度とともに変化する所定の倍率を乗算して、温度変化に起因する測定感度の変化を補正する。温度補償に使用されるゼロ信号及び倍率は、計算温度に基づいて求めることができる。最終的な温度補償済みの復調出力信号は O_c と表記される。

10

【 0 0 4 7 】

図 2 は、複素数量

20

$$\bar{Y}$$

を本発明の一の実施形態に従って計算する手段 1 0 の原理を示している。複素数量

$$\bar{U}$$

30

及び

$$\bar{I}$$

40

を計算する手段 1 1 , 1 2 では、図 2 に示す原理と同じ原理を利用する。手段 1 0 , 1 1 , 1 2 は、複素出力を有する高感度のデジタル位相検出器 (digital phase sensitive detectors : DPSSD) と表記される。DPSSD (デジタル位相検出器) への入力は、サンプリング電圧値またはサンプリング電流値である。これらの高感度の位相検出器 1 0 ~ 1 2 は、入力信号を復調し、そしてデジタル出力を複素数の形態で励磁信号の周期毎 (または、半周期毎) に生成する。

【 0 0 4 8 】

入力信号

$$\bar{Y}$$

のN個のサンプリング値に、メモリ20aに保存される第1重み付け関数 $w_1(t)$ の該当するN個のサンプリング値を乗算し(19a)、そして結果を合計する(21a)。合計は複素数量

10

$$\bar{Y}$$

の実部 Y_{Re} として解釈される。入力信号のサンプリング値に更に、メモリ20bに保存される第2重み付け関数 $w_2(t)$ 、または重み付け関数 $w_1(t)$ のサンプリング値を $N/4$ 量子化ステップ幅だけシフトさせることにより得られる第2重み付け関数 $w_2(t)$ の該当するN個のサンプリング値を乗算し(19b)、そしてこれらの結果も合計する(21b)。この合計は複素数量 Y の虚部 Y_{Im} として解釈される。好適には、第1重み付け関数 $w_1(t)$ は、励磁周波数で正負の値を交互に出力する正弦波信号であり、そして第2重み付け関数 $w_2(t)$ は、励磁周波数で正負の値を交互に出力する余弦波信号である。各重み付け関数のN個のサンプリング値の合計をゼロに等しくなるようにして、重畳DC信号が復調出力に影響を与えないようにする必要がある。DPSSD(デジタル位相検出器)からの出力

20

$$\bar{Y} = Y_{Re} + jY_{Im}$$

30

すなわち複素数量

$$\bar{Y}$$

40

は、計算される実部及び虚部の合計22として計算される。複素数量

$$\bar{Y}$$

は、次式で表わされる関係を持つ振幅 A_Y 及び位相

$$\Phi_Y$$

に関する情報を含む。

$$A_Y = \sqrt{Y_{\text{Re}}^2 + Y_{\text{Im}}^2}$$

10

$$\Phi_Y = \arctan(Y_{\text{Im}}/Y_{\text{Re}})$$

【0049】

同じようにして、複素数量

$$\bar{U}$$

20

及び

$$\bar{I}$$

30

もサンプリング信号 $u(t)$ 及び $i(t)$ の振幅及び位相に関する情報を含む。

【0050】

本発明による復調の原理は、周波数応答のコンセプトと同様である。周波数応答は、可変周波数の正弦波入力に対する線形時間不変系 (linear time-invariant system) の応答を表わす。正弦波入力に対する線形系の出力は、同じ周波数を有し、かつ異なる振幅及び位相を有する正弦波である。

【0051】

以下に、本発明の別の実施形態について更に詳細に説明する。周波数応答は、入力正弦波と出力正弦波との振幅差及び位相差として定義され、普通、複素関数 $H(j\omega)$ を使用して数学的に表現される。この関数は普通、出力信号 $Y(j\omega)$ のフーリエ変換を入力信号 $X(j\omega)$ のフーリエ変換により除算したときの商を計算することにより生成され、は信号の角周波数である。

40

$$H(j\omega) \equiv \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)}$$

50

(1)

【 0 0 5 2 】

磁気弾性トランスデューサは時間不変でも線形でもないが、単一の周波数 ω_0 に関しては、或る時刻 t における入力信号及び出力信号の振幅及び位相を計算し、次の数式の商を生成することは依然として重要である：

$$H(t, \omega_0) \equiv \frac{Y(t, j\omega_0)}{X(t, j\omega_0)} \quad 10$$

(2)

【 0 0 5 3 】

周波数 ω_0 は、励磁周波数

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad 20$$

となるように選択され、そして商の値は励磁周波数の1周期または数周期に亘ってサンプリングされる値に基づいて計算される。次に、トランスデューサの復調出力は、この複素数の実部と虚部の線形結合を取ることにより、または等価な演算として、商に所定の複素数を乗算し、そして結果として得られる次式の実部を取り出すことにより生成される：

$$U(t) = \text{Re}(e^{j\alpha} H(t, j\omega_0)) \quad 30$$

(3)

【 0 0 5 4 】

この場合、入力信号は正弦波である必要はない。上の数式(2)は単に、励磁周波数における入力信号のフーリエ変換の振幅及び位相を計算する必要があることを示している。

【 0 0 5 5 】

同じ論理的思考が、トランスデューサの出力信号に関して当てはまる。信号のフーリエ変換を計算するために、離散フーリエ変換の定義を用いる。サンプリング値

$$x_n \equiv x(n\tau)$$

が得られるように、サンプリング間隔

τ

でN回だけサンプリングされる信号 $x(t)$ について考察する。この一連のサンプリング値を離散フーリエ変換した結果は、以下の数式として定義することができる：

$$X(k) \equiv \frac{1}{\sqrt{N}} \sum X$$

10

(4)

【0056】

次に、トランスデューサ信号を励磁周波数の1周期Tに亘ってサンプリングする最も簡単な事例について考察する。この事例では、以下の数式：

$$N\tau = T = \frac{2\pi}{\omega_0}$$

20

(5)

が成り立つので、数式(4)は以下の数式のように表現することができる：

$$X(k) \equiv \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{jk\omega_0 n\tau}$$

30

(6)

上の数式では、 $X(k)$ は第k高調波成分をフーリエ変換で求めた成分を表わす。従って、励磁周波数における信号のフーリエ変換は、 $k=1$ の場合の上の数式で与えられる。係数

40

$$1/\sqrt{N}$$

は単に、商を数式(2)に従って計算する場合の重要ではない正規化係数であるので、本発明による信号復調を行なう場合は、次の数式で表わすことができる：

50

$$X(t, j\omega_0) \equiv \sum_{n=0}^{N-1} x_n(t) e^{j\omega_0 n\tau}$$

(7)

【0057】

10

ここでは、時間依存性を、一連のサンプリング値 $x_n(t)$ に持たせるが、これは、この一連の N 個のサンプリング値が或る離間時間間隔でリアルタイムに更新されるからである。

$$x_n(t) = x(t - (N - n)\tau)$$

20

(8)

【0058】

最後に、本発明による出力信号が、以下の数式で表わされるように、トランスデューサの励磁信号 $x(t)$ 、及び振幅復調出力信号 $y(t)$ に基づいて得られる：

$$U(t) = \text{Re} \left(e^{j\alpha} \frac{\sum_{n=0}^{N-1} y_n(t) e^{j\omega_0 n\tau}}{\sum_{n=0}^{N-1} x_n(t) e^{j\omega_0 n\tau}} \right)$$

30

(9)

【0059】

実際の用途においては、一連のサンプリング値 $x_n(t)$ 及び $y_n(t)$ は、新規の一連の全てのサンプリング値が得られるたびに更新される。トランスデューサ信号が励磁周波数の1周期に亘ってサンプリングされる上の例では、出力信号 $U(t)$ のみが励磁信号と同じ周期で計算され、そして更新される。

【0060】

40

上述の角度 α の選択は高感度の位相検出の基準信号と励磁信号との位相差の選択に対応する。角度は普通、トランスデューサの復調感度を最大にするように選択される。

【0061】

数式(9)で表わされる計算では、或る論理計算ユニット(Arithmetic Logical Unit: ALU)を使用する必要があるが、この計算はFPGA、ASIC、または簡単なマイクロプロセッサのデジタル回路の中で実行することができる。

【0062】

実際には、各フーリエ変換の計算は実数を使用して行なうことができる、または公知の方法を使用する整数演算(integer arithmetic)により行なうことができる。例えば、励磁信号のフーリエ変換は次の数式で表わされるように、2つの合計を

50

計算することにより計算することができる：

$$X(t, j\omega_0) \equiv X_{\text{Re}}(t, j\omega_0) + jX_{\text{Im}}(t, j\omega_0) \equiv \sum_{n=0}^{N-1} x_n(t) \cos(j\omega_0 n\tau) + j \sum_{n=0}^{N-1} x_n(t) \sin(j\omega_0 n\tau)$$

(1 0)

【 0 0 6 3 】

10

従って、本発明による復調が米国特許第 6 2 8 5 7 1 9 号明細書による復調と異なる点は、励磁信号及び出力信号の両方が測定され、かつ各一連のサンプリング値に関して、2つの合計を、異なる重み付け関数を使用して計算することである。次に、これらの4つの合計の結果を合成して復調出力を数式(9)で表わす方法で生成する。米国特許第 6 2 8 5 7 1 9 号明細書では、合計を一つだけ、一連のサンプル出力信号に基づいて計算し、そしてこの合計を、可能であれば或るデジタルフィルタリングを行なった後に復調出力として直接使用する。

【 0 0 6 4 】

係数

20

$$e^{j\alpha}$$

を数式(9)において乗算する演算は、簡易化を目的として、重み付け関数を用い、公知の恒等式 (mathematical identities) を使用して取り込むことができる。例えば、この演算を示すために、出力信号のフーリエ変換を次の数式のように書き直すことができる：

30

$$Y(t, j\omega_0) \equiv Y_{\text{Re}}(t, j\omega_0) + jY_{\text{Im}}(t, j\omega_0) \equiv \sum_{n=0}^{N-1} y_n(t) \cos(j\omega_0 n\tau + j\alpha) + j \sum_{n=0}^{N-1} y_n(t) \sin(j\omega_0 n\tau + j\alpha)$$

(1 1)

【 0 0 6 5 】

重み付け関数は、サンプリング間隔及び角度 によってのみ変わる。これらのパラメータは普通、所定の磁気弾性トランスデューサに関して一定に維持されるので、重み付け関数は予め計算しておくことができ、そしてメモリに保存することができる。

40

【 0 0 6 6 】

サンプリング値の数が偶数である場合、1つの半周期に対応する重み付け関数の値を保存するだけで済む。サンプリング値の数が奇数である場合、2つの半周期に対応する異なる重み付け関数が必要になる。

【 0 0 6 7 】

線形システムでは、復調は励磁磁化曲線の形状によって変わることはない。磁気弾性トランスデューサの場合、磁化曲線の形状によって影響が確実に現われるが、磁化曲線の形状の小さな変化は効果的に補正される。

【 0 0 6 8 】

50

高周波数成分を含む方形波のような励磁信号によって、2次回路を共振させて励磁電流を流すことができる。復調では、励磁周波数における特性のみを考慮に入れるので、復調が共振の影響を受けることがない。

【0069】

これにより、提案する復調が、公知の技術を使用してDC電圧を切り替えることによりAC励磁電圧が生成されるシステムに特に適合するようになる。

【0070】

通常、電子機器ユニットは、励磁信号の1周期に対応するサンプリング値を収集し、出力を励磁信号の周波数で更新する。更新周波数を2倍にするために、各半周期に対応するサンプリング値を収集し、出力をこの半周期毎に更新することができる。それでも復調出力は、1周期全体のサンプリング値を利用して生成することにより、得られる重畳DC信号による影響を抑制する必要がある。

10

【0071】

励磁信号は、励磁電流または励磁電圧のいずれかとして選択することができる。電流を励磁信号として選択することによる利点は、電流が電子機器ユニットの内部で測定することができるということである。励磁電圧を測定するためには通常、ケーブルにおいて余分の配線ペアを使用して、電圧をトランスデューサで測定することができるようにする必要がある。ケーブルを、コネクタを用いることなく固定し、かつケーブルがトランスデューサに比べて無視できるほどのインピーダンスしか持たない場合、この構成は必要ではなくなる。電流を励磁信号として選択することにより、幾つかのトランスデューサを直列に接続することができるが、これは、これらのトランスデューサを流れる電流が同じであるからである。

20

【0072】

電流を用いる場合の不利点は、電流を測定するために電流シャントまたは変圧器が必要になることである。このような装置は高く付き、そして装置によって余分の誤差が復調トランスデューサ出力に生じる。

【0073】

電流を励磁信号 $U(t)$ として使用する複素復調出力は次の数式に従って、電圧を励磁信号

30

$$(U(t, j\omega))$$

として使用する復調出力に関する表示形式で計算することができる：

$$\bar{U}_i(t) = \frac{Y(t, j\omega_0)}{I(t, j\omega_0)} = \frac{Y(t, j\omega_0)}{U(t, j\omega_0)} \times \frac{U(t, j\omega_0)}{I(t, j\omega_0)} = \bar{U}_u(t) \times Z(t, j\omega_0)$$

40

(12)

上の数式では、

$$Z(t, j\omega_0)$$

50

は、トランスデューサの複素インピーダンスのフーリエ変換である。

$$I(t, j\omega_0)$$

のような他のフーリエ変換の定義は上の数式(7)で与えられる。

【0074】

実際の復調出力は、係数

$$e^{j\alpha}$$

を乗算した後の複素出力の実部を取り出すことにより得られる。

【0075】

トランスデューサのインピーダンスは温度依存性があるので、励磁信号を選択することによって、トランスデューサの感度の無補償温度ドリフトにも影響が及ぶ。トランスデューサのインピーダンスは荷重によっても変化し得る。この場合、トランスデューサ信号の感度及び非直線性は、励磁信号の選択の影響を受ける。

【0076】

磁気弾性トランスデューサは非線形素子であるので、トランスデューサの特性は、励磁信号のレベルによって変化する。この場合、このレベルを一定に維持して、当該レベルが、例えばケーブルインピーダンスまたは種々の動作温度に対して一定に維持されるようにすることが推奨される。

【0077】

励磁信号のレベルが一定に維持される場合、励磁信号として、荷重に対して最小の変化を示す信号を選択することが最良である。このようにして、励磁を一定に維持するために要する時間は、荷重変化に要する時間よりもずっと長く、信号出力への影響はない。励磁信号のレベルは復調時に補正されるので、励磁信号のレベルを一定に維持するために要する時間の長さや荷重変化に要する時間の長さが異なることによる影響は非常に小さい。

【0078】

トランスデューサのインピーダンスは温度とともに変化するので、このインピーダンスを温度補償に使用することができる。温度補償を行なう必要がある場合、荷重とともに最も小さく変化する励磁信号を選択することが最良である。このようにして、温度測定に要する時間の長さや荷重測定に要する時間の長さを、温度測定データをデジタルフィルタリングすることにより分離することができる。これにより、温度補償出力の雑音が小さくなる。

【0079】

トランスデューサ信号を復調するために提案されるシステムの一つの利点は、当該システムが励磁周波数における測定チャネルの特性によってのみ変わることである。これにより、温度及び時間に対して同一であり、かつ安定である電子機器ユニットの製造コストが安価になる。

【0080】

この利点は、同じ測定チャネルを使用して全ての信号を測定することにより更に高めることができる。この場合、測定チャネルの周波数応答は、複素復調出力及び複素インピーダンスを計算する場合に行なわれる除算によって完全に除去することができる。この補正

10

20

30

40

50

処理によって、非常に大きくなり得る A / D 変換器のゲインエラーを補正することもできる。

【 0 0 8 1 】

出力信号の更新周波数を上げる必要がある場合でも、一つのチャンネルを使用してトランスデューサ出力を測定し、そして別の測定チャンネルを使用して出力信号を含む全ての信号を測定することにより、同じ補正処理を行なうことができる。次に、2つの測定チャンネルの周波数応答の差を考慮に入れた補正係数を、2つのチャンネルによって同時に測定されるトランスデューサ出力信号に対するフーリエ変換の商を計算することにより計算することができる。

【 0 0 8 2 】

トランスデューサの励磁周波数が必要な出力信号帯域よりも非常に高い場合、信号を励磁の数周期に亘ってサンプリングして、十分な数のサンプリング値を収集することが好ましい。この場合、周期の数、及びサンプリング値の数は一つの共通の倍数を持つことがなく、収集される全てのサンプリング値が測定対象の信号の異なる部分から得られるようにする必要がある。

【 0 0 8 3 】

出力信号を、励磁周波数での当該信号の周波数応答を計算することにより復調する利点は、正確には数学的なフーリエ変換に関してのみ、かつ全てのシステムが線形である場合に得られる。

【 0 0 8 4 】

信号をサンプリングし、合計を数式 (1 0) に従って計算することにより、数学的なフーリエ変換に近似したフーリエ変換を計算すると、当然、誤差が生じる。まず、離散化誤差がサンプリング及び整数演算に起因して生じる。これらの誤差は、高分解能の A / D 変換器を使用し、相対的に高精度の数を演算に使用し、そして相対的に多い数のサンプリング値を使用することにより最小になる。

【 0 0 8 5 】

第 2 に、連続信号をサンプリングすることによりエイリアシングが生じ、この場合、ナイキスト周波数 (サンプリング周波数の半分) よりも高い周波数を持つ信号は、「折り畳み効果により」ナイキスト周波数よりも低い周波数のスペクトルを汚染する。サンプリング周波数が励磁周波数の 1 6 倍の周波数である場合、第 9 高調波は、第 7 高調波のサンプリングタイミングにおけるフーリエ係数に影響する。第 1 1 高調波は第 5 高調波のサンプリングタイミングにおけるフーリエ係数に影響する。他の次数の高調波についても同様のことが言える。

【 0 0 8 6 】

復調は励磁周波数でフーリエ変換成分を発生させる演算によってのみ変わるので、エイリアシングによる誤差は、この場合の第 1 5 高調波及び第 1 7 高調波の近傍の信号スペクトルから生じる。相対的に高い周波数成分が相対的に小さい振幅を有するので、エイリアシングによる誤差はサンプリング周波数が十分に高い場合には非常に小さい。これは、励磁電圧が、正負に変化する DC 電圧である場合に特に重要である。というのは、この信号は非常に高い周波数成分を有するからである。

【 0 0 8 7 】

フーリエ変換を奇数のサンプリング値を使用して計算する場合、エイリアシング高調波の一次的な影響は、偶数の高調波によって生じることに注目されたい。励磁信号が反対称信号である場合、励磁信号及び出力信号は奇数の高調波のみを含むことになる。従って、影響のほとんどの部分は、第 2 高調波のエイリアシングに起因する、すなわちサンプリング周波数の約 2 倍の周波数の高調波のエイリアシングに起因する。従って、アンチエイリアシングフィルタは極めて簡単に作製することができ、かつ高い遮断周波数を持つことができるので、当該フィルタを励磁周波数で更に安定させることができる。

【 0 0 8 8 】

comprises / comprising という用語を本明細書において使用する場

10

20

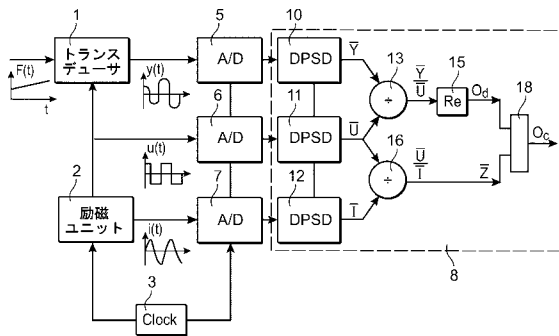
30

40

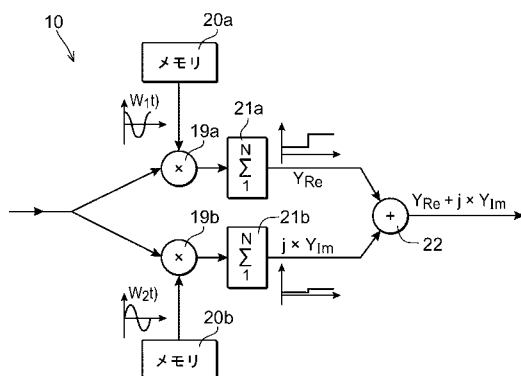
50

合には、当該用語は、記載される機能、整数、工程、または構成要素が含まれることを示唆するために用いられる。しかしながら、当該用語は一つ以上の更に別の機能、整数、工程、または構成要素、或いはこれらの組み合わせが含まれる状態、または追加される状態を排除しない。

【 図 1 】



【 図 2 】



フロントページの続き

(72)発明者 ソベル, ヤール, アール.
スウェーデン国 エス - 7 2 2 1 9 ヴェステロス, テゲルブレッツガタン 1 2

審査官 上田 正樹

(56)参考文献 特開平04 - 370772 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01L 1/12

G01L 1/00

G01L 3/10