

(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2005-214777

(P2005-214777A)

(43) 公開日 平成17年8月11日(2005.8.11)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

G O 1 R 23/16

G 1 O L 11/00

F I

G O 1 R 23/16

G O 1 R 23/16

G 1 O L 7/02

テーマコード (参考)

B

D

A

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2004-21379 (P2004-21379)

(22) 出願日 平成16年1月29日 (2004.1.29)

(71) 出願人 000004204

日本精工株式会社

東京都品川区大崎1丁目6番3号

(74) 代理人 100105647

弁理士 小栗 昌平

(74) 代理人 100105474

弁理士 本多 弘徳

(74) 代理人 100108589

弁理士 市川 利光

(74) 代理人 100115107

弁理士 高松 猛

(74) 代理人 100090343

弁理士 濱田 百合子

(72) 発明者 松岡 勝年

神奈川県藤沢市鵜沼神明一丁目5番50号

日本精工株式会社内

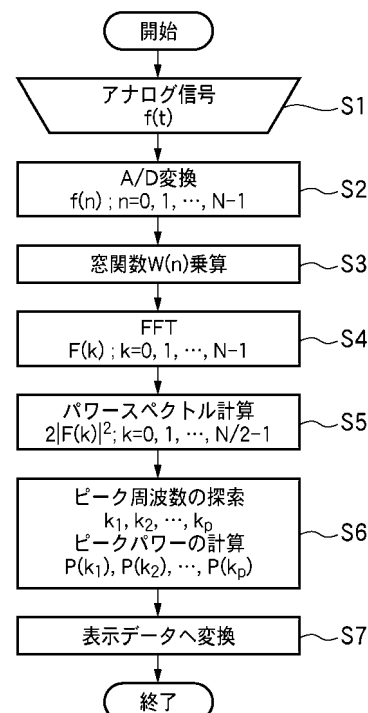
(54) 【発明の名称】 周波数スペクトル分析装置

(57) 【要約】

【課題】 分析を行なう全周波数域にわたって正確なスペクトル分析を行なってその結果を出力することができる周波数スペクトル分析装置を提供する。

【解決手段】 アナログ入力信号  $f(t)$  を読み込み (S1)、これにA/D変換を行なってサンプル数N個のデジタルデータ  $f(n)$  を得る (S2)。得られたN個のデジタルデータ  $f(n)$  に窓関数  $W(n)$  を乗算してデータ  $W(n) \cdot f(n)$  を得る (S3)。FFTによりデータ  $W(n) \cdot f(n)$  についてDFTを実行し複素数データ  $F(k)$  を得る (S4)。正負の周波数成分の合成値としてパワースペクトル  $2|F(k)|^2$  を算出する (S5)。ピーク周波数  $k_i$  を探索すると同時にピークパワー  $P(k_i)$  を計算し、探索されたピーク周波数  $k_i$  における値  $2|F(k)|^2$  と置き換える (S6)。dB値で評価したパワースペクトルを計算して、その結果を画像として表示させる (S7)。

【選択図】 図2



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

入力信号に対応するデジタルデータに窓関数を乗じ、離散的フーリエ変換を行なうことにより前記入力信号の周波数スペクトルを計算し、その結果を出力する周波数スペクトル分析装置であって、

周波数スペクトル分析を行なう全周波数にわたってスペクトルの振幅値または前記振幅値の自乗値のピークを探索するピーク探索手段と、

前記ピーク探索手段による探索の結果得られた全てのピークの各々について、そのピークの離散的周波数およびその近傍の所定数の離散的周波数における前記自乗値の和または前記自乗値の和の平方根を算出する算出手段と、

10

各ピークの値を前記算出手段により算出された算出値に置換する置換手段と、

前記置換手段によって前記全てのピークの値を置換した結果を出力する出力手段と、

を備えたことを特徴とする周波数スペクトル分析装置。

**【請求項 2】**

前記ピークの離散的周波数およびその近傍の所定数の離散的周波数は、前記振幅値または前記自乗値が大きい離散的周波数から順次所定数選択されることを特徴とする請求項 1 に記載の周波数スペクトル分析装置。

**【請求項 3】**

前記ピークの離散的周波数およびその近傍の所定数の離散的周波数は、単一正弦波に対する前記自乗値の和が真の値の 95% 以上となるように、または、単一正弦波に対する前記自乗値の和の平方根が真の値の 97.5% 以上となるように選択されることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の周波数スペクトル分析装置。

20

**【請求項 4】**

前記置換手段により置換されたピークの離散的周波数以外の前記所定数の離散的周波数における前記振幅値または前記自乗値は、それら自体の値よりも小さい修正値に置換される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周波数スペクトル分析装置。

**【請求項 5】**

前記修正値は、前記所定数の離散的周波数の近傍の離散的周波数における前記振幅値または前記自乗値であることを特徴とする請求項 4 に記載の周波数スペクトル分析装置。

30

**【請求項 6】**

前記修正値は、前記置換手段により置換されたピークの離散的周波数の前後の所定数の離散的周波数における前記振幅値または前記自乗値のうちの最小値であることを特徴とする請求項 4 に記載の周波数スペクトル分析装置。

**【請求項 7】**

前記置換手段により置換されたピークの離散的周波数以外の各離散的周波数における前記振幅値または前記自乗値は、前記各離散的周波数とその近傍の前記振幅値または前記自乗値のうちの最小値に置換される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周波数スペクトル分析装置。

**【発明の詳細な説明】**

40

**【技術分野】****【0001】**

本発明は、入力信号に対応するデジタルデータの離散的フーリエ変換を行ない、入力信号の周波数スペクトルを高精度に評価するための周波数スペクトル分析装置に関する。

**【背景技術】****【0002】**

入力信号に対応する一連のデジタルデータ（入力信号がアナログ信号の場合は、入力信号を A/D 変換することにより得られる。）に窓関数を乗じてから高速フーリエ変換（以下、FFT と略記する。）アルゴリズムを利用して離散的フーリエ変換（以下、DFT と略記する。）を施し、変換後の複素数データの絶対値に基づいて離散的な周波数点での周

50

波数スペクトルの振幅値を算出して表示するようにした周波数スペクトル分析装置が従来から知られている。

#### 【 0 0 0 3 】

この装置によれば、使用者が所望の周波数点を指定すると、その周波数点における周波数スペクトルの振幅値である  $RMS$  (自乗平均平方根) 値、あるいは  $RMS$  値の所定値を基準とするデシベル値が周波数とともに表示される。

#### 【 0 0 0 4 】

しかしながら、上記従来装置により、例えば回転体の定常的な振動を周波数分析し、特定周波数のスペクトルを測定評価しようとする場合には、 $DFT$  に本質的な現象であるリーケージと呼ばれるスペクトル分散現象により、スペクトルの振幅値が変化し、測定値の信頼度が低下するという問題があった。 10

#### 【 0 0 0 5 】

$AD$  変換時のサンプリング周波数 ( $F_s$ ) と  $FFT$  を実行するサンプル数 ( $N$ ) とできる離散的フーリエ変換の周波数分解能 ( $F_s / N$ ) の整数倍 (以下「離散的周波数」という。) と分析される信号の評価すべき特定成分の周波数は通常一致することはまれであるが、一致するときとしないときとでスペクトルのピークの値が異なって評価され、またピークの値とともにピークの周波数幅も異なって表示される。何らかの原因で回転体の回転数がわずかに変化するとそれに比例して振動の特定周波数も変化するが、このときそのスペクトルのピークの値と周波数幅が変化する。また、回転数が微小ながら常時変動している場合、一定回転数の場合と比較して特定周波数のスペクトルの最大値が小さめに表示されると同時に周波数幅が広がる。 20

#### 【 0 0 0 6 】

具体的には、例えば窓関数として矩形窓を採用した場合、入力信号の周波数  $F$  が前記離散的な周波数点  $k$  に一致するとき、例えば図 6 (a) に示すように周波数点  $k = k_0$  に対応する周波数を  $F_0$  とすると、 $F = F_0$  のときは 1 本のスペクトルとなるが、入力信号の周波数  $F$  が周波数点に一致しないとき、例えば周波数点間の中央 ( $F_0 + F / 2$ ) まで変化すると、同図 (b) に示すように複数のスペクトルに分散し、注目する周波数点  $k_0$  のスペクトルの振幅値は本来の値の 64% ( $-3.9 \text{ dB}$ ) の値となる。

#### 【 0 0 0 7 】

また、窓関数としてハニング窓を採用した場合は、図 7 (a) に示すように、信号周波数  $F$  が周波数点  $k_0$  に対応する周波数  $F_0$  に一致するときは 3 本のスペクトルとなるが、 $F = F_0 + F / 2$  となると、同図 (b) に示すようにより多くのスペクトルに分散し、周波数点  $k_0$  のスペクトルの振幅値は本来の値の 85% ( $-1.4 \text{ dB}$ ) の値となる。 30

#### 【 0 0 0 8 】

また、回転体の回転数 (入力信号周波数) が分析時間中に変動すると、周波数スペクトルは更に分散する。

#### 【 0 0 0 9 】

従って、従来の分析装置では、指定された周波数点のスペクトルの振幅値を表示するのみであるため、リーケージ及び上記変動によるスペクトルの拡がりによって減少した、即ち誤差の大きい値が表示されるという問題があった。 40

#### 【 0 0 1 0 】

この問題を解消するべく、使用者が所望の周波数を指定すると、対応する離散的周波数とその近傍の離散的周波数におけるスペクトルの  $RMS$  値の自乗 (以下、「パワー値」という。) の和の平方根が計算され表示されるようにした周波数スペクトル分析装置が提案された (例えば、特許文献 1 参照)。

【特許文献 1】特許第 3 1 4 7 5 6 6 号公報 (特開平 6 - 2 3 0 0 4 7 号公報)

#### 【 発明の開示 】

#### 【 発明が解決しようとする課題 】

#### 【 0 0 1 1 】

しかしながら、特許文献 1 記載の周波数スペクトル分析装置では、使用者が所望の周波 50

数を指定しなければその周波数のスペクトルの正確な値が出力されないし、指定した周波数のスペクトルだけしか出力されない。

【 0 0 1 2 】

本発明は、前述した事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、入力信号の周波数と分析装置の周波数点とが一致するか否かに拘らず、分析を行なう全周波数域にわたって正確なスペクトル分析を行なってその結果を出力することができる周波数スペクトル分析装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 3 】

前述した目的を達成するため、本発明に係る周波数スペクトル分析装置は、下記 ( 1 ) ~ ( 6 ) を特徴としている。 10

【 0 0 1 4 】

( 1 ) 入力信号に対応するデジタルデータに窓関数を乗じ、D F Tを行なうことにより前記入力信号の周波数スペクトルを計算し、その結果を出力する周波数スペクトル分析装置であって、周波数スペクトル分析を行なう全周波数にわたってスペクトルのパワー値のピークを探索するピーク探索手段と、前記ピーク探索手段による探索の結果得られた全てのピークの各々について、そのピークの離散的周波数およびその近傍の所定数の離散的周波数における前記パワー値の和または前記パワー値の和の平方根を算出する算出手段と、各ピークの値を前記算出手段により算出された算出値に置換する置換手段と、前記置換手段によって前記全てのピークの値を置換した結果を出力する出力手段と、を備えたこと。 20

【 0 0 1 5 】

( 2 ) 前記ピークの離散的周波数およびその近傍の所定数の離散的周波数が、前記パワー値またはR M S値が大きい離散的周波数から順次所定数選択されること。

【 0 0 1 6 】

( 3 ) 前記ピークの離散的周波数およびその近傍の所定数の離散的周波数が、単一正弦波に対する前記パワー値の和が真の値の95%以上となるように、または、単一正弦波に対する前記パワー値の和の平方根の値が真のR M S値の97.5%以上となるように選択されること。

【 0 0 1 7 】

( 4 ) 前記置換手段により置換されたピークの離散的周波数以外の前記所定数の離散的周波数における前記パワー値が、それら自体の値よりも小さい修正値に置換されること。 30

【 0 0 1 8 】

( 5 ) 上記 ( 4 ) 記載の修正値が、前記所定数の離散的周波数の近傍の離散的周波数における前記パワー値またはR M S値であること。

【 0 0 1 9 】

( 6 ) 上記 ( 4 ) 記載の修正値が、前記置換手段により置換されたピークの離散的周波数の前後の所定数の離散的周波数における前記パワー値または前記R M S値のうちの最小値であること。

【発明の効果】

【 0 0 2 0 】

本発明の周波数スペクトル分析装置によれば、分析を行なう全周波数域にわたるスペクトルのピークの値がそのピークの離散的周波数およびその近傍の所定数の離散的周波数におけるパワー値の和またはパワー値の和の平方根に置換されて出力されるので、分析を行なう全周波数域にわたって正確なスペクトルを出力することができる。 40

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 2 1 】

以下、本発明に係る複数の実施形態を図面を参照して説明する。

【 0 0 2 2 】

( 第 1 の実施形態 )

図 1 は本発明に係る周波数スペクトル分析装置の実施形態例を示すブロック図である。 50

同図において１は、分析対象となるアナログ信号  $f(t)$  が入力される信号入力端子であり、入力された信号  $f(t)$  は信号処理部２に供給される。

#### 【００２３】

信号処理部２は、信号  $f(t)$  を適当な振幅及び周波数帯域に調整し、Ａ／Ｄ変換部３に供給する。Ａ／Ｄ変換部３は入力信号をデジタルデータ  $f(n)$  に変換し、演算制御部４に供給する。

#### 【００２４】

演算制御部４は、入力されたデジタルデータ  $f(n)$  をメモリに記憶し、その後窓関数  $W(n)$  の乗算、ＦＦＴによるＤＦＴ、正の各離散的周波数におけるＤＦＴの複素数の絶対値の自乗の２倍（即ち、パワー値）を計算して、パワースペクトルを得る。更にそのパワースペクトルにおいて周波数０から正の離散的周波数全体にわたって、ピークとなる離散的周波数を探索して特定し、特定された各離散的周波数（以下、探索により特定された離散的周波数を「ピーク周波数」という。）におけるパワー値とそれに隣接する離散的周波数におけるパワー値をその降順に所定数加算し、各計算値を対応する各ピーク周波数のパワー値と置き換えることによってパワースペクトルを修正する。そして、この修正されたパワースペクトルのデータを指定されている表示形式に変換して表示部５に供給する。

表示部５は演算制御部４から供給された表示形式に変換されたデータからスペクトルの画像を生成して表示する。

#### 【００２５】

上記信号処理部２、Ａ／Ｄ変換部３、演算制御部４及び表示部５は、操作部６に接続されており、使用者の操作により、各種パラメータの設定、表示等が行なえるように構成されている。

#### 【００２６】

上記演算制御部４におけるピーク周波数の探索は、周波数の昇順に隣接するピーク周波数におけるパワー値を比較しながら、パワー値の増加率がある値以上（例えば３０％以上）になった離散的周波数と、続いてパワー値の減少率がある値以上（例えば３０％以上）になる直前の離散的周波数の間で、パワー値が最大となるピーク周波数を見つけることによりなされる。より急峻なスペクトルに注目する場合はとをより大きくする。ピーク周波数の探索方法はこれに限らず、種々の方法がある。また、ピーク周波数におけるパワー値とその近傍の離散的周波数におけるパワー値を降順に所定数加算するために選ぶピーク周波数の点数は任意であるが、ピーク周波数を含む隣接する４点を選べば十分な精度が得られる。また周波数が若干揺らいでいる場合は、更にピーク周波数の点数を増やすことが望ましい。以下の説明ではこのパワー値の加算結果をピークパワーという。

#### 【００２７】

次に図２を参照して本形態例の周波数スペクトル分析装置の動作を説明する。図２は、図１の装置における処理手順をフローチャートとして示したものである。

#### 【００２８】

まず、アナログ入力信号  $f(t)$  を読み込み（即ち、ステップＳ１）、これにＡ／Ｄ変換を行なって、サンプル数  $N$  個のデジタルデータ  $f(n)$  を得る（即ち、ステップＳ２）。次に、得られた  $N$  個のデジタルデータ  $f(n)$  に窓関数  $W(n)$  を乗算して、データ  $\{W(n) \cdot f(n), n = 0, 1, 2, \dots, N-1\}$  を得る（即ち、ステップＳ３）。

#### 【００２９】

次にＦＦＴにより、データ  $\{W(n) \cdot f(n), n = 0, 1, 2, \dots, N-1\}$  についてＤＦＴを実行し、複素数データ  $\{F(k), k = 0, 1, \dots, N-1\}$  を得る（即ち、ステップＳ４）。正負の周波数成分の合成値としてパワースペクトル  $\{2 | F(k) |^2; (k = 0, 1, \dots, N/2 - 1)\}$  を算出する（即ち、ステップＳ５）。尚、このパワースペクトルの値は通常は、所定値（例えば１．０Ｖ）を基準とするデシベル値で表示する。

#### 【００３０】

続いて、上述した方法でピーク周波数  $k_i$  を探索すると同時に、ピークパワー  $P(k_i)$  を

10

20

30

40

50

計算し、探索されたピーク周波数  $k_i$  における値  $2 | F(k) |^2$  と置き換える（即ち、ステップ S 6）。ピークパワー  $P(k_i)$  は、例えば、式（1）のように値の大きい順に加算される。

$$P(k_i) = 2 \{ | F(k_i) |^2 + | F(k_i + 1) |^2 + | F(k_i - 1) |^2 + | F(k_i - 2) |^2 \} \cdots \text{式 (1)}$$

【0031】

ピーク周波数以外の離散的周波数のパワースペクトルには変化がないので、これらも  $P(k) = 2 | F(k) |^2$  と表せば、新たなパワースペクトル  $\{P(k); k = 0, 1, \dots, N/2 - 1\}$  となる。

【0032】

演算制御部 4 は、1.0 を 0 デシベルとして、dB 値で評価したパワースペクトル  $\{10 \log P(k); k = 0, 1, \dots, N/2 - 1\}$  を計算して、その結果を表示部 5 に送り、画像として表示させる（即ち、ステップ S 7）。

【0033】

上記の計算により得られたパワースペクトルの値、即ち、パワー値は、窓関数を使用したことにより実際の値とは異なるため、修正が必要である。例えば、よく知られている次のハニング窓

$$W(n) = 0.5 \{1 - \cos(2\pi n / N)\}$$

を用いるとすれば、 $W(n)$  のパワー  $P_w$  は式（2）のように計算される。

$$P_w = (1/N) \int_0^N W(n)^2 dn = 3/8 = 0.375 = (0.612)^2 \cdots \text{式 (2)}$$

【0034】

従って、この場合はステップ S 3 で窓関数として  $W(n) / 0.612$  を用いるか、または、ステップ S 5 でパワースペクトルを  $2 | F(k) |^2 / 0.375$  として計算する。他の窓関数を使用する場合もそれに応じた同様の修正がなされる。

【0035】

従来の周波数スペクトル分析装置においては、例えばハニング窓として  $W(n)$  の代わりに  $2 W(n)$  が用いられる場合がある。これは、離散的周波数に一致する周波数を持ち RMS 値が 1.0 である正弦波を分析したとき、分析結果としてその離散的周波数におけるパワー値が 1.0、従って RMS 値が 1.0 となるようにするためである。その結果、その離散的周波数の前後に存在するはずの残り 0.5 のパワーの意味を無視することになる。更に言えば、離散的周波数に一致しない周波数を持ち RMS 値が 1.0 である正弦波の分析結果のパワーは 1.0 でなく、最悪の場合 0.721 になってしまう。または、RMS 値は 1.0 でなく、最悪の場合 0.849 と評価されてしまう。

【0036】

これに対して、本発明の周波数スペクトル分析装置によれば、例えばハニング窓を用いる場合、離散的フーリエ変換のピーク周波数とその両隣、即ちピーク周波数点を含めて 3 点のパワー値の和を計算して、その結果をピークパワーとすれば、RMS 値が 1.0 の正弦波のパワー値は 0.98 ~ 1.0 に、RMS 値は 0.99 ~ 1.0 と正確に評価される。また、4 点のパワー値の和を計算して、その結果をピークパワーとすれば、パワー値、RMS 値は共に 0.999 ~ 1.0 と更に正確に評価される。

【0037】

（第 2 の実施形態）

第 1 の実施形態によれば、各ピーク周波数における正確なパワー値または RMS 値を得ることができる。しかし、分析を行なった周波数領域全体におけるパワーの合計値は不変であるべきであるから、ピークパワーの計算に使用されたピーク周波数近傍の離散的周波数におけるパワーはもはや分析結果に現れるべきではない。

【0038】

そこで、第 2 の実施形態では、図 2 のフローチャートのステップ S 6 において、各ピーク周波数近傍の離散的周波数におけるパワー値を修正する。例えば、上記式（1）のピーク周波数  $k_i$  の近傍においては、少なくとも離散的周波数  $k_i + 1$ 、 $k_i - 1$ 、および  $k_i -$

10

20

30

40

50

$_2$  におけるパワー値が修正されるべきであるので、これらのパワー値を

$$P(k_i + 1) = P(k_i + 2) = 2 |F(k_i + 3)|^2, \quad P(k_i - 1) = 2 |F(k_i - 2)|^2$$

と置き換える。即ち、各ピーク周波数以外の離散的周波数において現れるパワーはノイズであると思われ、ピークパワーの計算に使用した各ピーク周波数に隣接する離散的周波数におけるパワー値を、計算に採用されなかった隣接の離散的周波数のパワー値（ノイズ値）に等しくする。図3はこの置換処理によってピークパワーを修正したスペクトル波形の一例を示す図である。同図には、サンプル数  $N = 1024$  の場合の DFT のスペクトルが従来法によるスペクトルとともに示されている。  $P^*(k)$ （実線）は修正後の正確なスペクトル波形であり、  $P(k)$ （点線）は従来方法による無修正のスペクトル波形である。ただし、スペクトルを見易くするために、ピーク周波数とその近傍の離散的周波数を除く部分は移動平均処理を施すことにより平滑化してある。

10

#### 【0039】

ピーク周波数の前後には、リーケージによるスペクトルの広いすそ野が観測されることがある。このスペクトルのすそ野はできる限り狭いことが望ましい。そこで、各ピーク周波数の前後のすそ野部の離散的周波数における各パワーに対して、次のような最小値演算を施す。即ち、すそ野の各離散的周波数のパワー値を、その離散的周波数とその前後  $(2M + 1)$  点の離散的周波数におけるパワーのうちの最小値とする置換処理を施す。図4はこの置換処理によってピークパワーを修正したスペクトル波形の一例を示す図である。同図には、  $M = 4$ 、  $N = 1024$  の場合の DFT のスペクトルが従来法によるスペクトルとともに示されている。 Shaped（実線）は修正後の正確なスペクトル波形であり、  $P(k)$ （点線）は従来方法による無修正のスペクトル波形である。この処理によりピーク周波数のパワー値を変化させることなく、図3の場合よりもスペクトルのすそ野を狭くすることができる。従って、図3の場合よりもパワー値の物理的意味をより損なうことなくより正確な評価が可能となる。

20

#### 【0040】

本発明と従来技術とを比較するために、図3と図4のスペクトル波形の一部を重ね合わせ横軸を拡大した波形図を図5に示す。従来技術により分析したスペクトルのピーク値は  $-1.42 \text{ dB}$ 、即ち RMS 値で約  $-15\%$  もの誤差があるのに対して、本発明により分析したスペクトルのピーク値の誤差は、ピーク周波数とその前後4点の離散的周波数におけるパワー値の和を取るだけで  $0.01 \text{ dB}$ 、即ち約  $0.1\%$  となっている。そして、パワー値の物理的意味を極力損なうことなく、スペクトル波形が整えられていることがわかる。

30

#### 【0041】

以上、説明したように、上記実施形態の周波数スペクトル分析装置によれば、周波数スペクトル分析を行なう全周波数にわたってスペクトルのパワー値のピークが探索され、探索の結果得られた全てのピークの各々について、そのピーク周波数およびその近傍の所定数の離散的周波数におけるパワー値の和が算出され、各ピークのパワー値が算出された対応するパワー値の和に置換され、その置換結果が全周波数にわたって表示されるので、分析を行なう全周波数域にわたって正確にスペクトルを評価することができる。また、リーケージによりすそ野が広がったスペクトル波形を修正処理することによって、パワー値の物理的意味をより損なうことなく分析対象信号の周波数スペクトルをより正確に評価することができる。

40

#### 【0042】

尚、上述した実施形態例では分析結果として、パワー値を表示部に表示するようにしたが、パワー値の自乗平均平方根、即ち RMS 値を表示するようにしてもよい。

また、上述した実施形態例では分析結果を表示部に表示するようにしたが、デジタルデータとして例えばコンピュータ等に出力するようにしてもよい。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0043】

【図1】本発明に係る周波数スペクトル分析装置の実施形態例を示すブロック図である。

50

【図2】図1の装置における処理手順を示すフローチャートである。

【図3】図1の装置により分析したスペクトル波形を従来装置によるスペクトル波形と共に示す波形図である。

【図4】図1の装置により分析した別のスペクトル波形を従来装置によるスペクトル波形と共に示す波形図である。

【図5】図3と図4のスペクトル波形の一部を重ね合わせ横軸を拡大した波形図である。

【図6】矩形窓を用いた場合のスペクトルの一例を示す図である。

【図7】ハニング窓を用いた場合のスペクトルの一例を示す図である。

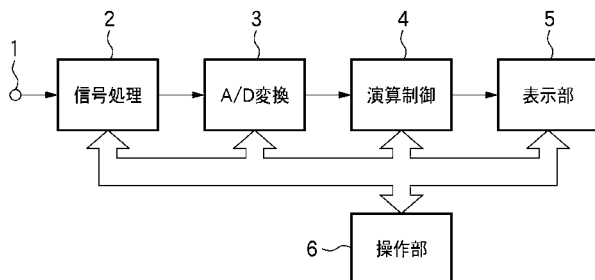
【符号の説明】

【0044】

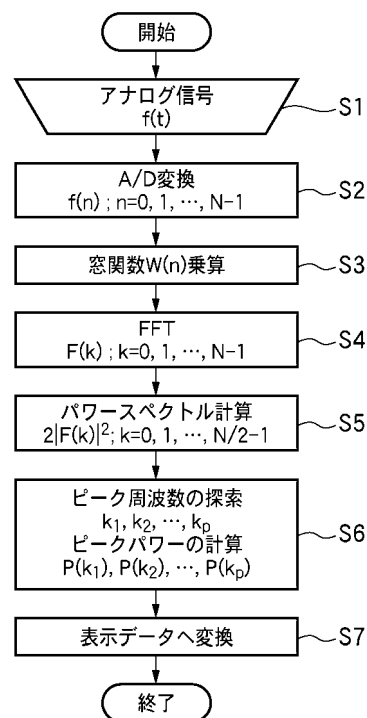
10

- 1 信号入力端子
- 2 信号処理部
- 3 A/D変換部
- 4 演算制御部
- 5 表示部
- 6 操作部

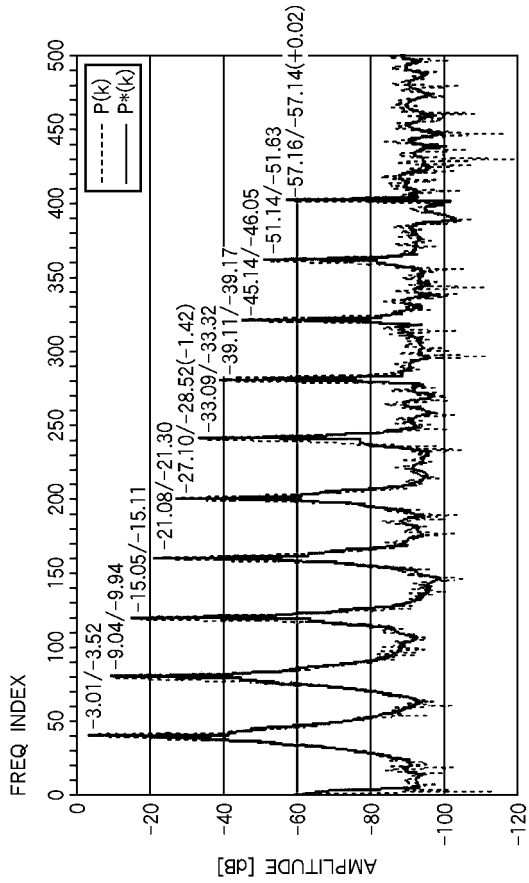
【図1】



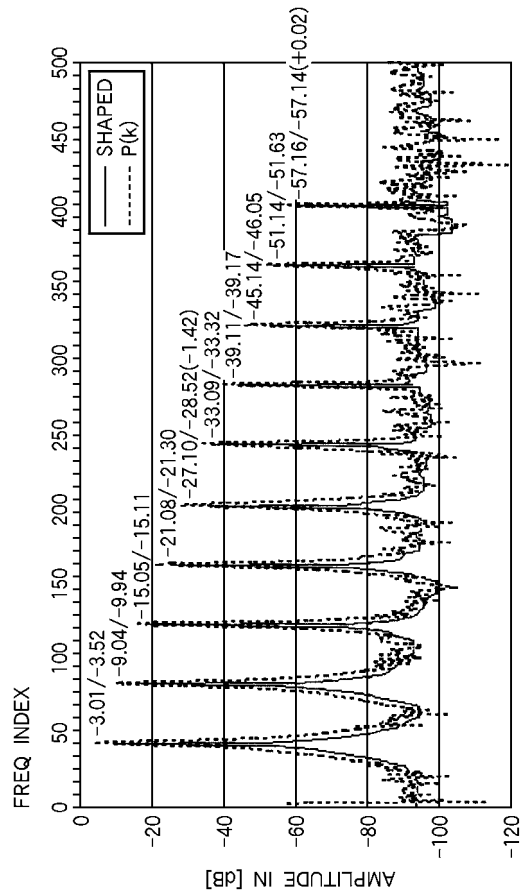
【図2】



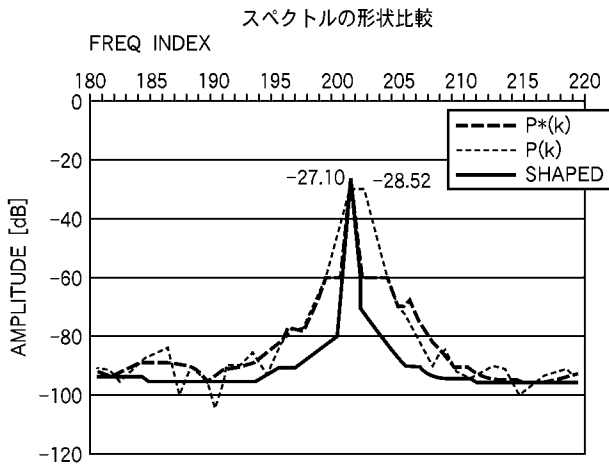
【図 3】



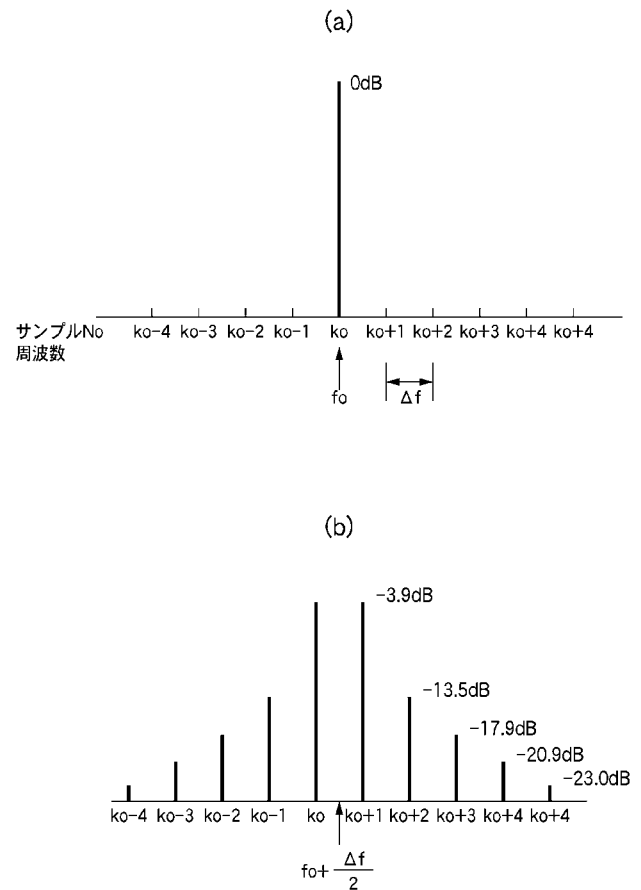
【図 4】



【図 5】

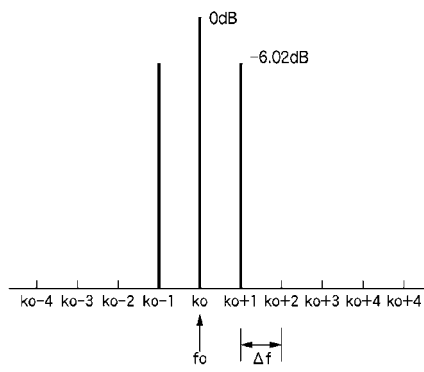


【図 6】



【 図 7 】

(a)



(b)

