

(19)日本国特許庁 ( J P )

(12) 特 許 公 報 ( B 2 )

(11)特許番号

特許第3112654号

(P3112654)

(45)発行日 平成12年11月27日(2000.11.27)

(24)登録日 平成12年9月22日(2000.9.22)

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

識別記号

F I

G 1 0 L 11/04

G 1 0 L 7/04

B

// G 1 0 L 101:023

請求項の数 2 (全 11 頁)

(21)出願番号 特願平9-17505

(22)出願日 平成9年1月14日(1997.1.14)

(65)公開番号 特開平10-197575

(43)公開日 平成10年7月31日(1998.7.31)

審査請求日 平成9年1月14日(1997.1.14)

(73)特許権者 592179296  
株式会社エイ・ティ・アール人間情報通信研究所  
京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2

(72)発明者 河原 英紀  
京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5番地 株式会社エイ・ティ・アール人間情報通信研究所内

(74)代理人 100064746  
弁理士 深見 久郎 (外2名)

審査官 松尾 淳一

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 信号分析方法

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力された信号の基本周波数を抽出するための信号分析方法であって、  
低周波側の遮断特性がなだらかであり、高周波側の遮断特性が急峻であるような複数のフィルタの出力を用いてフィルタ出力信号の振幅変調の大きさと周波数変調の大きさを求めることにより、安定度指標を計算する第1のステップ、および前記第1のステップによる前記安定度指標の計算結果に基づいて最大の安定度を示すチャンネルの出力から瞬時周波数として基本周波数のおおよその値を計算する第2のステップを含む、信号分析方法。

【請求項2】 前記第2のステップは、前記おおよその基本周波数の値に基づいて隣接する周波数チャンネルからの瞬時周波数の値を補間して精密な瞬時周波数を抽出するステップを含む、請求項1の信号分析方法。

2

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は信号分析方法に関し、特に、音声分析合成のための基本周波数の抽出などの音声関連分野のみならず、生体信号の周期性の抽出や機械の振動音の診断などの分野に用いられ、周期信号やほぼ周期的な信号の基本周波数を抽出するような信号分析方法に関する。

【0002】

10 【従来の技術】音声分析の分野などにおいて、周期的な信号の基本周波数を正確に求めることが要求されているが、未だに決定的な方法は見出されていない。従来の方法では、周期信号の定義に基づいて、以下で定義される周期Tを求め、その逆数を基本周波数としていた。分析の対象とする周期信号を  $p(t)$  とし、  $n \geq Z$  を任意の

整数とする。

$$【0003】 p(t) = p(t + nT) \quad \dots (1)$$

このような信号の周期を求めようとする場合の従来の方法には、①時間領域の方法、②周波数領域の方法、③自己相関領域の方法、④波形の特異性を調べる方法があった。これらのいずれの方法も実際の音声信号に適用した場合には、さまざまな問題が生ずることから、すべてに適用される万能の方法はないものと考えられていた。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】①の時間領域の方法では、たとえば波形を非線形回路に通した後に低域通過フィルタを通してその後零交差点を抽出したり、ピーク的位置を抽出することにより、周期を検出する方法があった。このような方法では、予め周期がおおよそわかっていても、非線形回路や低域通過の周波数の設定、ピークの検出方法など、多くの調整が必要であり、信号のレベルやスペクトルの形状の違いによる誤りを避けることができなかった。

【0005】②の周波数領域の方法の代表的なものは、パワースペクトラムの対数のフーリエ変換として定義されるケプストラムのピークを抽出する方法である。この方法は、周期性が完全であれば原理的に正しい周期を与えるが、音声信号のようにほぼ周期的で各周期ごとに変動のあるような信号の場合には、ピークが低くなったり、音声のホルマントなどの共振によるピークを拾ったり、2周期を1つのものとするなど、さまざまな誤りを防ぐためにノウハウが必要であるという問題点があった。

【0006】また、これは、次の自己相関による方法と共通する問題であるが、周期を精密に求めようとすると、分析のために用いる信号の時間長を大きくする必要があり、音声のように早い時変化のある場合にはその変化に追従できず、しかもその変化に追従しようとして十分に時間窓を短くすると、周期的であることが正しく抽出できないなどの問題があった。

【0007】③の自己相関に基づく方法の1つには、異なった長さの時間窓を用いて大局的なパワースペクトル形状により詳細なパワースペクトル形状を正規化し、それを逆フーリエ変換することにより変形自己相関関数を求めて、そのピーク的位置として信号の周期を求める方法があった。しかし、この方法もケプストラムで指摘したように、大局的な形状と詳細な形状をどこで分けるか、速い速度で変化する周期があるときにはどう対応するかに同様な問題を抱えていた。

【0008】線形予測分析の結果として得られる残差信号には大局的なスペクトル形状の影響が取除かれている

ことに注目して、残差信号の自己相関から基本周波数を求めようとする方法もあるが、これも変化の早い信号に対しては、同様の問題を有していた。

【0009】④の波形の特異性を調べる方法のように、このような周期信号は何らかの原因により周期的に駆動され、それが周期性の原因になっていると考えて、その駆動位置を求めることにより、基本周期を抽出し、基本周波数を求めることを狙った方法もある。そのための手段として比較的新しい信号解析の方法である wavelet 変換の位相に注目した方法もある。しかし、この方法においても、どのような wavelet を用いるべきかは明らかではなく、また検出された信号のうちのどれを主要なイベントとして基本周期の抽出に用いてよいか明らかではないという問題点があった。

【0010】このような原理的な困難を抱えているため、目標とする周波数が予め明らかでない場合には、基本周波数の推定値の整数分の1や整数倍の値を誤って基本周波数として推定してしまうという問題点があった。

【0011】それゆえに、この発明の主たる目的は、基本周波数の瞬時周波数が基本周波数と一致する点に鑑みて、正確に周期的な信号の基本周波数を抽出できるような信号分析方法を提供することである。

【0012】

【課題を解決するための手段】この発明は、入力された信号の基本周波数を抽出するための信号分析方法であって、低周波側が緩やかで高周波側が急峻な遮断特性を有する一群のフィルタの出力を用いてフィルタ出力信号の振幅変調の大きさと周波数変調の大きさを求めることにより安定度指標を求め、求めた安定度指標の計算結果に基づいて最大の安定度を示すチャンネルの出力から瞬時周波数として基本周波数のおおよその値を計算する。

【0013】

【0014】

【0015】さらに、おおよその基本周波数の値に基づいて隣接する周波数チャンネルからの瞬時周波数の値を補間して精密な瞬時周波数を抽出する。

【0016】

【発明の実施の形態】まず、この発明の実施形態を説明する前に、この発明の原理について説明する。これまでのピッチ抽出方法が失敗していたのは、問題の定義を周期信号の定義から直接求めようとしていたところにある。この発明では、ほぼ周期的な信号  $s(t)$  の基本発生部について、次式で定義される瞬時角周波数  $\omega(t)$  を求める。

【0017】

【数1】

10

20

30

40

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \quad \dots (2)$$

$$\phi(t) = \arctan \left[ -\frac{H[s(t)]}{s(t)} \right] \quad \dots (3)$$

ここで、H [ ] は、信号の Hilbert 変換を表わす。Hilbert 変換は、信号の成分調波の位相を 90° 回転させた信号である。瞬間周波数 f ( t ) は、f ( t ) = ( t ) / 2 により求められる。

【 0 0 1 8 】 音声などのようにほぼ周期的な複合音 c \* 10

$$c(t) = \sum_{k \in Z} \alpha_k(t) \sin(k \int_{t_0}^t \omega(\tau) d\tau + \psi_k(t)) \quad \dots (4)$$

ここで、 $\omega_k(t)$  と  $\psi_k(t)$  は、それぞれ調波成分の振幅変調 (AM) 成分と微小な位相変調 (PM) 成分を表わす。主要な周波数変調 (FM) は ( t ) の変化により与えられる。ここで、時間の原点を適当にとれば、 $\psi_k(t) = 0$  としても一般性は失われない。また、N は自然数の集合を表わす。したがって、基本波成分だけが捉えられていれば、第 ( 2 ) 式より求められる瞬間周波数は信号の周波数に等しくなる。

【 0 0 2 0 】 このようにして定義される瞬間周波数と、これまでの方法で求められる基本周波数との関係を簡単に説明する。ここで、 $\omega_k(t)$  と  $\psi_k(t)$  がランダムに分布し、平均値が 0 であると仮定すれば、相関などの方法によって求められる基本周波数の推定値は、長時間の瞬間周波数の平均値と等しくなる。周期信号の場合には、これらはすべて一致する。ほぼ周期的な信号の場合には、余分な平均化の過程を含まない瞬間周波数による方法のみが正しい値を与える。

【 0 0 2 1 】 このように、基本波の瞬間周波数は優れた性質を持っているが、これまでに利用されなかったのは、瞬間周波数を求めるべき基本波成分をどのようにして取出すかであった。瞬間周波数を求めるためには、基本波を取出すことが必要であるが、そのことは基本周波数を求めることに他ならない。他の工夫がなければ循環ループに陥ってしまい、基本波の瞬間周波数が多くの良い性質を持っていながら、これまで用いられてこなかった主要な理由である。

【 0 0 2 2 】 そこで、この発明では、基本波成分を選択するために周波数以外の手掛かりを用いることにより、

$$w(t) = \frac{1}{\tau_0} e^{-\pi(t/\tau_0)^2} \quad \dots (5)$$

$$W(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\pi(\nu/\nu_0)^2} \quad \dots (6)$$

ここで、 $\tau_0 = 2 / f_0$  である。この窓関数を用い、実数部と虚数部が 90° 異なった位相を有し、周期が  $f_0$  であるような信号と掛け合わせて、検査用の信号  $g_{\tau_0}(t)$  を次のように定義する。このようにして定義さ

\* ( t ) は、次の第 ( 4 ) 式のようにして瞬間周波数を用いて表わされる。

【 0 0 1 9 】  
【 数 2 】

この循環を断ち切る。そのための手掛かりとしては、低周波側が緩やかで高周波側が急峻な遮断特性を有するフィルタを用いて信号を処理すると、フィルタの中心周波数が信号の基本波と異なる場合にはフィルタ出力の瞬間周波数の周波数変調およびフィルタ出力の包絡成分の振幅変調が大きくなるという性質を利用する。これは、フィルタの中心周波数と信号の基本成分の周波数が一致するとき、基本波とそれ以外の成分の信号対雑音比が最大となるためである。

【 0 0 2 3 】 また、フィルタの中心周波数と信号の高次の調波成分の周波数が一致する場合には信号対雑音比は大きくなるものの、フィルタの低遮断特性は緩やかなので、複数の調波成分が 1 つのフィルタ出力の中で混在することにより、フィルタ出力の瞬間周波数の変動および包絡成分の振幅変調が増加するためである。このような条件を満たすフィルタは多数存在する。実的には、周波数分解能が時間分解能の 1 . 3 ないし 1 . 4 倍であるような複素 G a b o r 関数を利用するのが便利である。

【 0 0 2 4 】 次に、時間分解能と周波数分解能が次のようにバランスした信号について考える。まず、最初に時間分解能と周波数分解能の積が最小でかつ各々の分解能と信号の基本周期および基本周波数とのそれぞれの比が等しくなるような時間窓を選択する。この要請を満たす時間窓 ( t ) は次のようなガウス関数となり、そのフーリエ変換 W ( ) は次式で与えられる。

【 0 0 2 5 】  
【 数 3 】

れた  $g_{\tau_0}$  は、周期が  $f_0$  の信号を検出するための検査用の信号となる。

【 0 0 2 6 】  
【 数 4 】

(4)

$$g_{\tau_0}(t) = e^{-\pi(t/\tau_0)^2} e^{-j\frac{2\pi t}{\tau_0}} \dots(7)$$

この信号はまた  
【0027】

\* 【数5】

$$g_{\alpha}(t) = \frac{1}{2\sqrt{\pi\alpha}} e^{\frac{t^2}{2\alpha}} \dots(8)$$

として定義される Gabor 関数で、 $\alpha = \tau_0^2 / 4$  と置いた場合に相当する。

本波らしさを表わす指標のものとなる関数  $D(t, \tau)$  を以下のように定義する。

【0028】この検査用の信号を用いて、分析対象の信号との畳み込みを行なったものの位相と絶対値が信号の周期性によってどのような影響を受けるかを調べる。基

【0029】

【数6】

$$D(t, \tau) = \int_{t-T}^{t+T} s(u) g_{\tau_0}(t-u) du \dots(9)$$

ここで、 $T$  は  $g_{\tau_0}(t)$  の振幅を実質的に 0 であるとみなすことのできる範囲を表わす。この関数に基づいて、基本波らしさを表わす指標  $M(t, \tau)$  を以下のように

定義する。

【0030】

【数7】

$$M = -\log \left[ \int_{\Omega} \left( \frac{d|D|}{du} \right)^2 du \right] + \log \left[ \int_{\Omega} |D|^2 du \right] - \log \left[ \int_{\Omega} \left( \frac{d^2 \arg(D)}{du} \right)^2 du \right] + \log \Omega(\tau_0) + 2 \log \tau_0 \dots(10)$$

上述の第(10)の式における最後の2つの項は、窓の幅に依存する部分の正規化と、微分の値が対象とする信号の周波数によって変化する部分の正規化のための補正項である。これらの補正を入れると、 $\alpha$  をさまざまに変えて  $M$  を計算し、それらの中で最大の  $M$  を与えることになる。 $\alpha$  を選ぶと、それが基本波成分の周波数に対応することになる。この原理に基づいて基本周波数の抽出を実現する実施形態について以下に詳細に説明する。

信号がそれぞれのチャンネルに出力される。sin Gabor フィルタ群 4 は sin 位相で時間分解能と周波数分解能がバランスした式で示されるフィルタ群であり、このフィルタ群により式の Gabor 関数を適用した検査用の信号の虚部に対応する信号がそれぞれのチャンネルに出力される。

【0031】図1はこの発明の一実施形態における基本周波数抽出装置を示す概略ブロック図である。図1において、たとえばマイクロホン1のような入力装置から音声信号が入力される。入力された音声信号は分配増幅器2で入力レベルが調整された後分配され、cos Gabor フィルタ群3と sin Gabor フィルタ群4と瞬時周波数補間抽出部6とに与えられる。音声信号の基本周波数の抽出を目的とする場合、Gabor フィルタ群の各々のフィルタの中心周波数は 40 Hz から 800 Hz までの範囲に 1 オクターブに 12 個のフィルタが置けるように、 $2^{-12}$  倍ごとに配置する。その結果、この実施形態では、cos 位相と sin 位相それぞれに 52 個のフィルタを対数周波数軸上で等間隔に配置することとなる。

【0033】cos Gabor フィルタ群3と sin Gabor フィルタ群4のそれぞれのチャンネルの出力信号は安定度指標計算部および基本周波数抽出部5に与えられる。安定度指標計算部および基本周波数抽出部5は各チャンネルに対して、実部の信号と虚部の信号から安定度指標を計算し、その計算結果に基づいて、最大の安定度を示すチャンネルのデータから瞬時周波数として基本周波数のおおよその値を計算して瞬時周波数補間抽出部6に与える。瞬時周波数補間抽出部6はおおよその基本周波数の値に基づいて、隣接する周波数チャンネルから瞬時周波数の値を補間して精密な瞬時周波数を抽出する。

【0032】cos Gabor フィルタ群3は cos 位相で時間分解能と周波数分解能がバランスした式で示されるフィルタ群であり、このフィルタ群により式の Gabor 関数を適用した検査用の信号の実部に対応する

【0034】図2は図1に示した安定度指標計算部および基本周波数抽出部5の具体的なブロック図である。図1に示した cos Gabor フィルタ群3と sin Gabor フィルタ群4の各チャンネルのそれぞれの出力に対応して図2に示すチャンネル対応部21が設けられ、各チャンネルについての安定度指標が計算される。この計算は、前述の第(10)式に基づくものである。チャンネル対応部21の実数部8は cos Gabor フィルタ群3の1つのフィルタの出力であり、虚数部12は si

30

40

50

n Gaborフィルタ群4の1つのフィルタの出力である。

【0035】実数部8と虚数部12は絶対値計算部9に与えられ、実数部と虚数部の自乗平均値が計算されて絶対値が計算される。その絶対値は絶対値相対変動計算準備部10に与えられ、絶対値の時間微分が計算され、各チャンネルの時間長に応じた積分時間を用いて自乗平均値が計算され、絶対値そのものと同じ積分時間を用いて自乗平均値が計算される。絶対値相対変動計算部11は絶対値相対変動計算準備部10で求められた時間微分の自乗平均値を絶対値そのものの自乗平均値で正規化することにより、絶対値相対変動を求める。

【0036】一方、位相角計算部13にも実数部8と虚数部12が与えられ、位相角計算部13は実数部と虚数部の比を計算することによって位相角を算出する。この計算された位相角は連続位相変換部14に与えられ、連続位相変換部14は位相の2の飛躍を0となるように位相を接続することにより、アンラップされた連続な位相角を計算する。そして、瞬時周波数計算部15においては、連続位相変換部14において位相角をアンラップしたものを時間微分することにより瞬時周波数を求める。求められた瞬時周波数は周波数変動計算部16に与えられ、周波数の時間微分が計算され、各チャンネルの時間長に応じた積分時間を用いて自乗平均値を計算することによって周波数変動が求められる。

【0037】いき値設定部18は各チャンネルの情報に基づいて、安定とみなし得る最低限の指標値のいき値を設定する。設定されたいき値と絶対値相対変動計算部11で計算された絶対値相対変動と周波数変動計算部16で計算された周波数変動は安定度指標計算部19に与えられる。この安定度指標計算部19においては、絶対値相

$$d(t) = (t - t_0 / 4) - (t + t_0 / 4) \dots (11)$$

図5における実線29は実部を示し、破線30は虚部を示し、点線31は絶対値を示す。このようにして作成される応答波形を用いることにより、フィルタの特性は図6の32に示すように第二調波成分の部分で大きく減衰することとなり、第二調波成分が基本波成分に対して大きな場合であっても安定度指標が基本波成分に対応するフィルタにおいて最大になるようにすることはできる。

【0042】図7は計算された安定度指標の3次元プロットを示す図であり、中央の高い山の部分が基本波に対応している。これに対応するチャンネルにおいて瞬時周波数を求めることで基本波の基本周波数が計算される。図8は安定度指標の改良についての一実施形態を説明するための図である。実際の音声では、基本波が微弱であったり、不安定であったり、声門の開閉に伴う声道の共鳴が非常に強いなどの理由により、第二調波成分に対応するフィルタの安定度指標が最大になる場合や、第五次以上の調波成分に対応するフィルタの安定度指標が最大になる場合が数パーセントの割合で発生し、抽出誤りの原

\* 対変動と周波数変動ならびにいき値とチャンネルの番号に基づいて安定度指標が計算され、この安定度指標と瞬時周波数が対20となって最大値選択部23に与えられる。この最大値選択部23には他のチャンネルの同様な安定度指標と瞬時周波数の対22が与えられる。最大値選択部23はこれらの安定度指標に基づいて最大値を選択し、同時に対となる基本周波数を選択する。その結果、おおよその基本周波数の情報と安定度指標が抽出される。

10 【0038】図3～図6はフィルタの構成の改良についての一実施形態を説明するための図である。図3は周波数分解能と時間分解能がバランスしたGaborフィルタのcos位相成分の波形とsin成分の波形を示し、それらの自乗和として計算される包絡信号波形を示す。この波形は、前述の第(5)式において、それぞれ実部、虚部、絶対値を示している。このフィルタの周波数応答は、図4に示すように横軸を対数周波数とした表現では低周波側では緩やかで高周波側では急峻な特性を示しており、前述の説明で述べた条件を満足していることがわかる。

20 【0039】しかし、図4の高域側が急峻ではあっても、フィルタの中心周波数が基本波に一致した場合の第二調波成分の位置での減衰量は27dBにすぎず、基板波が第二調波成分に比べて弱い場合には、安定度指標が最大のフィルタが基本波成分に対応しない場合も生ずる。

【0040】図5はこの問題を解決した実施形態を示すものであり、フィルタの応答波形として、次の第(11)式で定義されるものを用いる。

30 【0041】

$$(t + t_0 / 4) \dots (11)$$

因となることがある。図8は、これらの原因により誤りを減少させるために、調波構造の知識と声帯振動による共鳴についての知識を入れるための加重の設定を示す。35は半分の周波数に対する正の影響を表わす加重であり、36は2倍の周波数に対する負の影響を表わす加重である。37は声門の開閉の影響を補正するための5倍以上の周波数に対する負の影響を表わす加重である。このように定義される加重を対数周波数 = log f の関数として ( ) と表わすことにする。同様に安定度指標Mもフィルタの中心周波数の対数周波数の関数として M ( ) と表わすことができる。これらを用いて、知識によって修正された安定度指標M<sub>n</sub> ( ) は、第(12)式のように計算される。

【0043】

$$M_n ( ) = ( - ) M ( ) d \dots (12)$$

この知識によって修正された安定度指標を安定度指標の代わりに用いることにより、基本波が微弱であったり、不安定であったり、声門の開閉に伴う声道の共鳴が非常

に強いなどの理由による誤りを軽減することができる。この実施形態では、図 2 の 1 9 の安定度指標計算部の演算方法を変更するだけのものであり、ブロック図には変更はない。

【 0 0 4 4 】次に、安定度指標の計算法の改良について 1 つの実施形態について説明する。音声では、基本周波数が一定であることは珍しく、上昇や下降などの動きが伴っていることが多い。このような場合、安定度指標は変化の自乗和を用いて定義されているため、基本波成分\*

$$M_c = -\log \left[ \int_{\Omega} \left( \frac{d|D|}{du} - \mu_{AM} \right)^2 du \right] + \log \left[ \int_{\Omega} |D|^2 du \right]$$

$$- \log \left[ \int_{\Omega} \left( \frac{d^2 \arg(D)}{du^2} - \mu_{FM} \right)^2 du \right] + \log \Omega(\tau_0) + 2 \log \tau_0 \dots(13)$$

$$\mu_{AM} = \frac{1}{\Omega} \int_{\Omega} \left( \frac{d|D|}{du} \right) \dots(14)$$

$$\mu_{FM} = \frac{1}{\Omega} \int_{\Omega} \left( \frac{d^2 \arg(D)}{du^2} \right) \dots(15)$$

図 9 は実際の音声波形の分析結果を示す図であり、「爆音が銀世界の高原に広がる。」という文章を発音した場合の音声波形である。この文章は破裂音や摩擦音を含むため、ピッチの抽出が困難な例として知られている。図 9 ( a ) は音声波形であり、( b ) は音声のパワーであり、( c ) は基本周波数であり、( d ) は安定指標であり、( e ) は F 0 パワーであり、( f ) は安定度指標の濃淡表示である。図 9 ( f ) に示す濃淡表示は濃いほうが安定度の高いことを示しており、( c ) の基本周波数は実線の部分が声帯振動によるものであると判定されたものである。

【 0 0 4 6 】図 1 0 は基本波成分を有しないが包絡にはほぼ周期的な性質を有する信号の分析に適用するための一実施形態を説明するためのブロック図である。この図 1 0 に示した実施形態では、信号をそのまま用いるのではなく、信号を半波整流などの方法によって非線形変換することにより、基本波成分が存在しない信号であっても、包絡にほぼ周期的な性質があれば、ほぼ周期的な基本波成分を有する信号に変換することができる。具体的には、図 1 0 のマイクロホン 1 と分配増幅器 2 との間に非線形変換器 3 9 を設けることにより、この実施形態を実現できる。非線形変換としては、半波整流処理や H i l b e r t 変換を用いた包絡抽出処理や、フィルタ群を用いた帯域ごとの半波整流処理の加重和や、フィルタ群を用いた帯域ごとの包絡抽出処理の加重和などを用いることができる。

【 0 0 4 7 】図 1 1 はこの発明のさらに他の実施形態を示す図である。この図 1 1 に示した実施形態では、前述の図 1 に示した cos Gabor フィルタ群 3 や sin Gabor フィルタ群 4 の 2 組のフィルタ群を用いる代わりに、1 組のフィルタ群を用いて振幅変調と周波数変調の大きさを求めるものである。フィルタ出力を時間

\* であっても上昇や下降の動きがバイアスとなるために、見かけの安定度が低下したように見える。この問題を回避するために、安定度指標の計算において積分範囲における変動の平均値を除去した量についての自乗和を用いることができる。このようにして修正した安定度指標を  $M_c$  と書き、次の第 ( 1 3 ) ~ 第 ( 1 5 ) 式のように計算する。

【 0 0 4 5 】

【 数 8 】

微分したものは、出力信号が sin であれば cos となることを利用すれば、図 2 の虚数部の信号の代わりに実数部の信号を時間微分して利得を調整し、符号を反転したものをを用いることができる。この方法により、図 1 の sin Gabor フィルタ群 4 を省き、その代わりに微分回路 4 0 と符号反転回路 4 1 を設け、実数部への入力を微分回路 4 0 と符号反転回路 4 1 を通してそれを虚数部への入力として用いるように構成される。

【 0 0 4 8 】

【発明の効果】以上のように、この発明によれば、入力された信号の基本波成分の基本波らしさを表わす数学的指標を見つけ出し、見つけ出した数学的指標を用いて時間分解能と周波数分解能とがバランスする最小の時間 - 周波数の不確定性を有する信号を用いて瞬時周波数としての基本周波数を抽出することができ、この方法を用いて任意の信号の中に含まれる基本的な成分を探索することによって、機械装置の音による異常診断や声帯信号の中の周期性の解析などをはじめとして、多くの分野に応用できる。また、娯楽の領域においても、過少のピッチを正確に抽出することができるので、自動的な採譜装置や放送や CD 作成などでの歌手の歌唱の調整などに広範に応用することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】この発明の一実施形態における基本周波数抽出装置を示すブロック図である。

【図 2】図 1 の安定度指標計算部および基本周波数抽出部の具体的なブロック図である。

【図 3】Gabor フィルタの cos と sin と  $\cos^2 + \sin^2$  の時間波形を示す図である。

【図 4】Gabor フィルタの周波数応答特性を示す図である。

【図 5】第 2 調波からの影響を除いた食い違い G a b o

rフィルタのcosとsinと  $\cos^2 + \sin^2$  の時間波形を示す図である。

【図6】図5に示したGaborフィルタの周波数応答特性を示す図である。

【図7】安定度指標の3次元プロットを示す図である。

【図8】安定度指標にさらに調波構造の知識と声帯振動の知識を入れるための加重の設定を示す図である。

【図9】実際の音声波形の分析結果を示すオシロ波形図である。

【図10】この発明の他の実施形態を示すブロック図である。

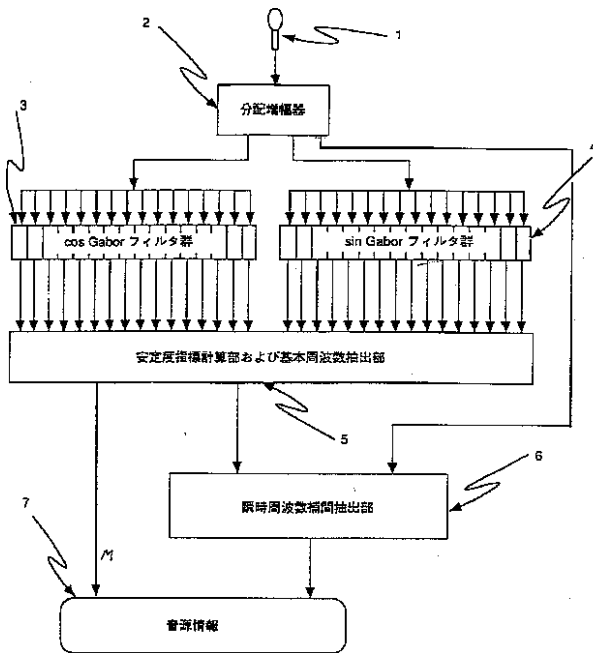
【図11】この発明のさらに他の実施形態を示すブロック図である。

【符号の説明】

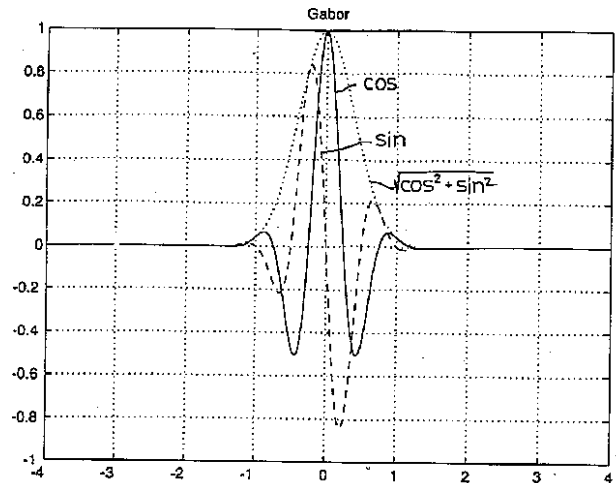
- 1 マイクロホン
- 2 分配増幅器
- 3 cos Gaborフィルタ群
- 4 sin Gaborフィルタ群
- 5 安定度指標計算部および基本周波数抽出部
- 6 瞬時周波数補間抽出部
- 7 音源情報

- \* 6 瞬時周波数補間抽出部
- 7 音源情報
- 8 実数部
- 9 絶対値計算部
- 10 絶対値相対変動計算準備部
- 11 絶対値相対変動計算部
- 12 虚数部
- 13 位相角計算部
- 14 連続位相変換部
- 15 瞬時周波数計算部
- 16 周波数変動計算部
- 18 いき値設定部
- 19 安定度指標計算部
- 20 安定度指標瞬時周波数対
- 23 最大値選択部
- 39 非線形変換器
- 40 微分回路
- 41 符号反転回路

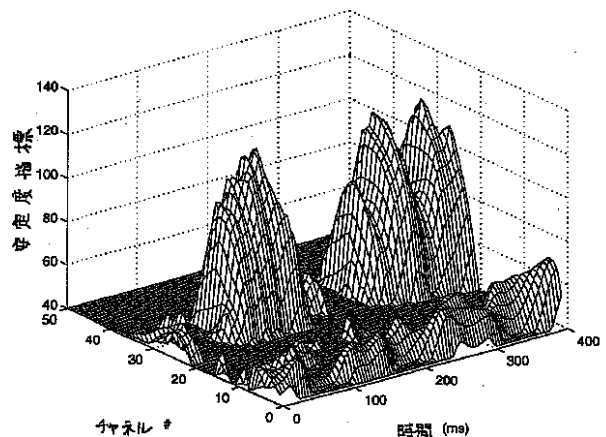
【図1】



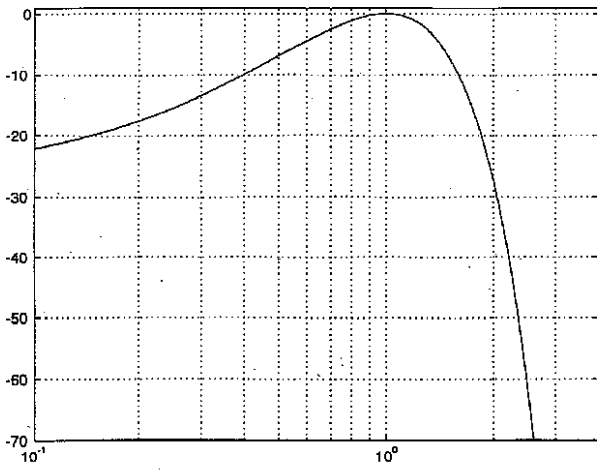
【図3】



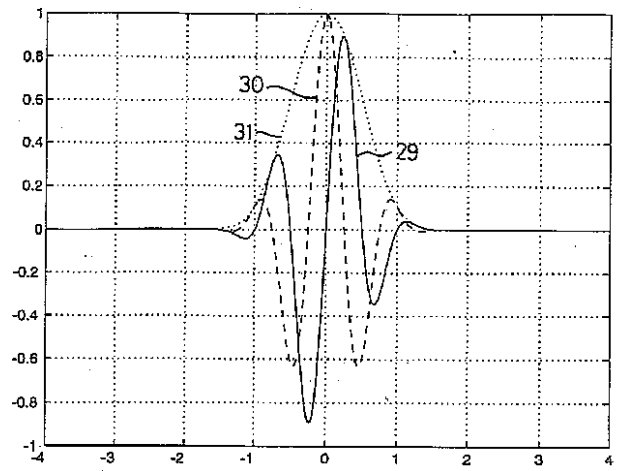
【図7】



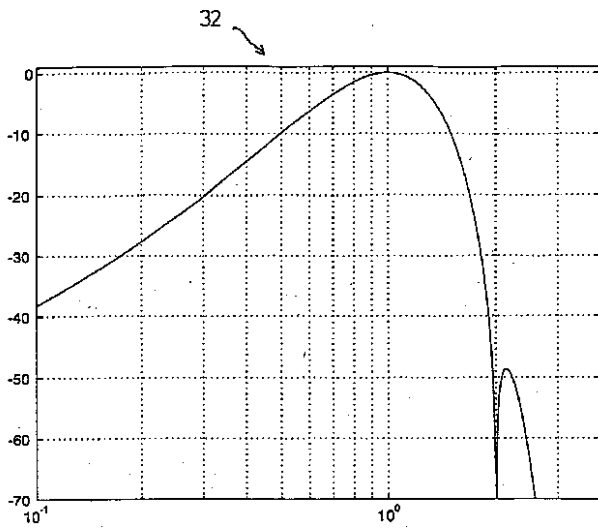
【圖 4】



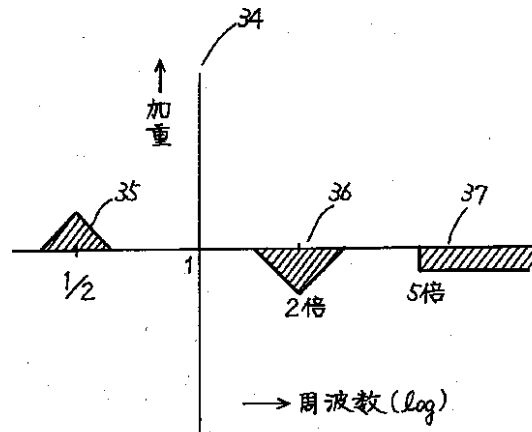
【圖 5】



【圖 6】

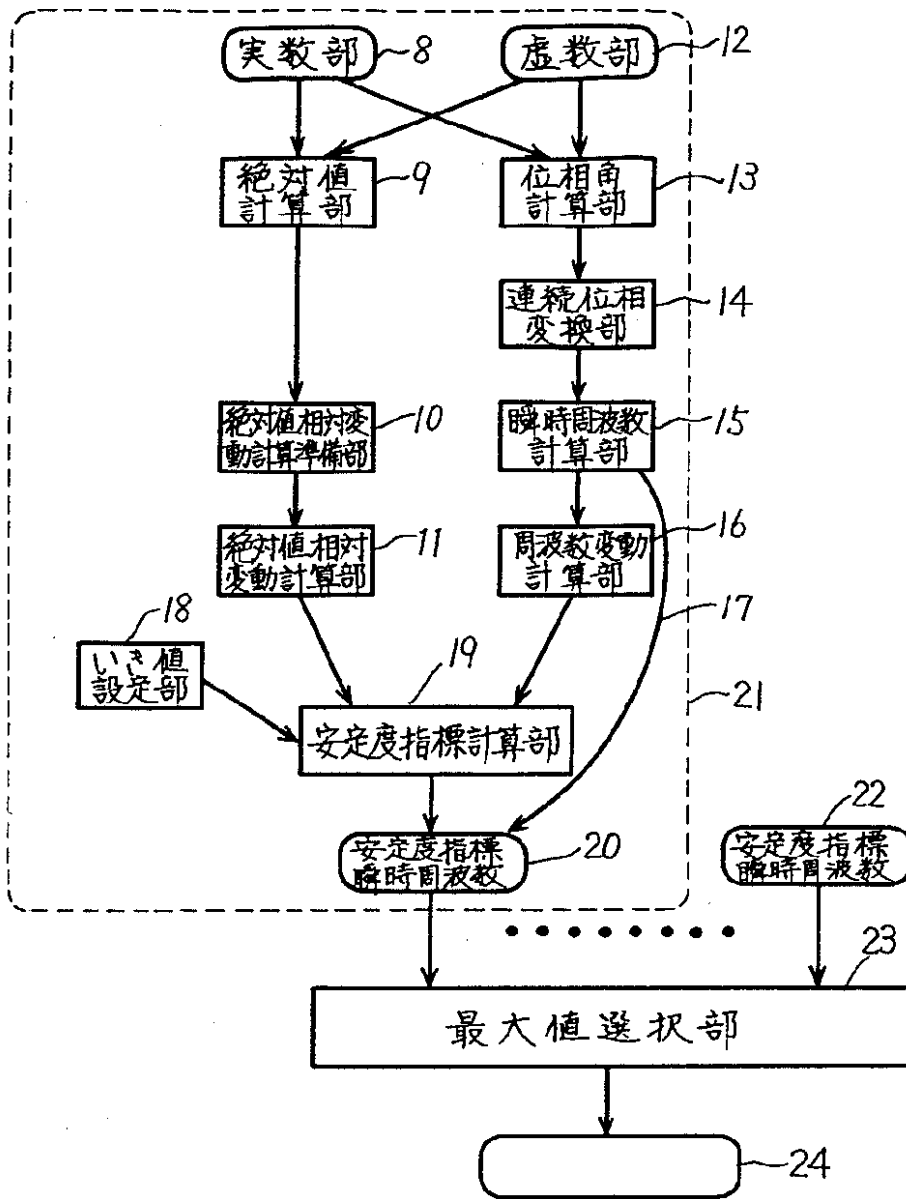


【圖 8】

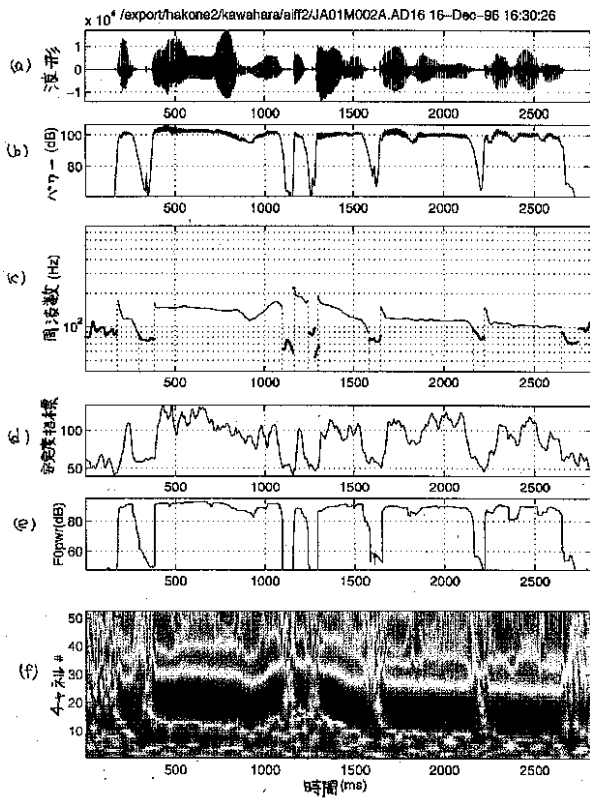




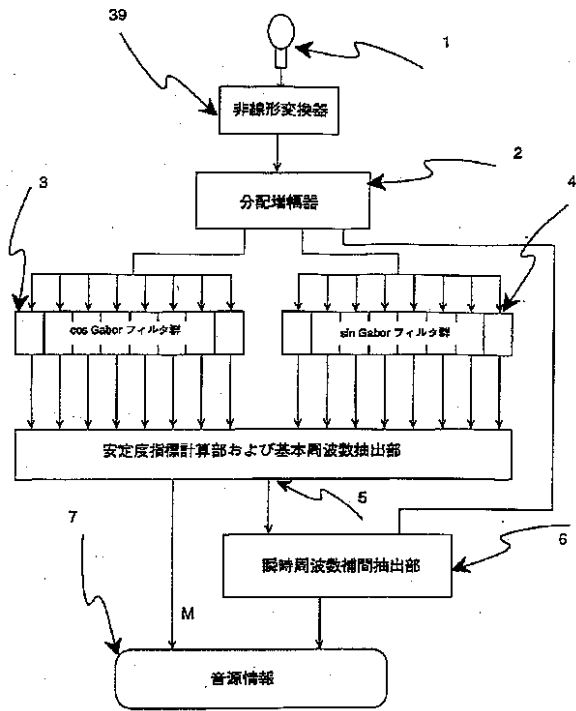
【図 2】



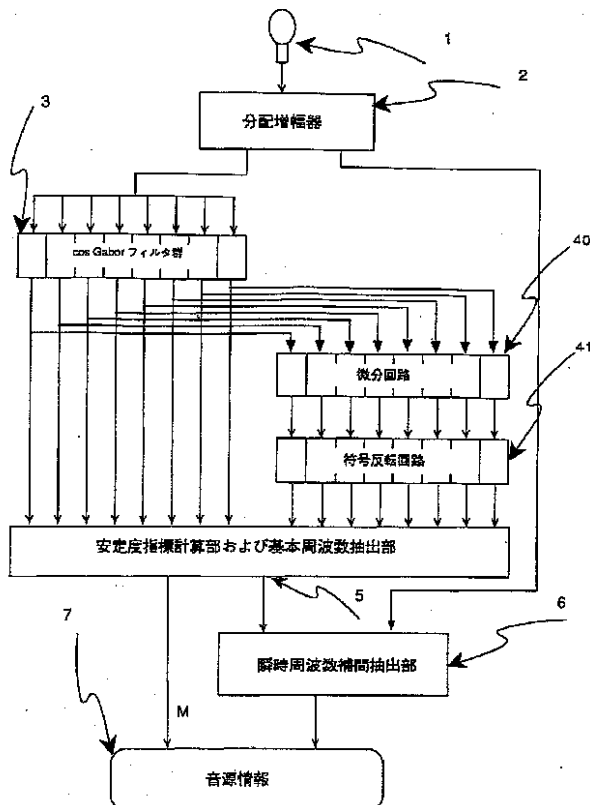
【図 9】



【図 10】



【図 11】



## フロントページの続き

(56) 参考文献 特開 平 5 - 80795 ( J P , A )  
特許 3030382 ( J P , B 2 )  
特表 平 7 - 501897 ( J P , A )  
欧州特許出願公開 386820 ( E P , A  
1 )  
欧州特許 853309 ( E P , B 1 )  
国際公開 93 / 12518 ( W O , A 1 )  
米国特許 5214708 ( U S , A )  
米国特許 6014617 ( U S , A )  
電子情報通信学会技術研究報告 [ 音声  
] , V o l . 96 , N o . 449 , S P 96 -  
96 , 河原英紀外「原理的に抽出誤りの存在しないピッチ抽出方法とその評価について」, p . 9 - 18 ( 1997年 1月 17日 発行 )

(58) 調査した分野 ( Int . Cl . <sup>7</sup> , D B 名 )  
G10L 11/00 - 21/06  
J I C S T ファイル ( J O I S )