

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2006-506190

(P2006-506190A)

(43) 公表日 平成18年2月23日(2006.2.23)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
A 6 1 B 8/00 (2006.01)	A 6 1 B 8/00	4 C 6 0 1
G O 1 R 23/16 (2006.01)	G O 1 R 23/16 Z	

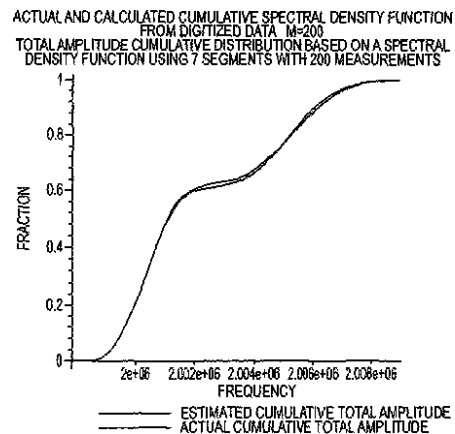
審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 70 頁)

(21) 出願番号	特願2004-553859 (P2004-553859)	(71) 出願人	500172829
(86) (22) 出願日	平成15年11月14日 (2003.11.14)		チーム メディカル エル. エル. シー.
(85) 翻訳文提出日	平成17年7月19日 (2005.7.19)		Team Medical, LLC
(86) 国際出願番号	PCT/US2003/036804		アメリカ合衆国 80304 コロラド州
(87) 国際公開番号	W02004/046877		ボールダー ブロードウェイ 2805
(87) 国際公開日	平成16年6月3日 (2004.6.3)	(74) 代理人	100068755
(31) 優先権主張番号	60/426,348		弁理士 恩田 博宣
(32) 優先日	平成14年11月14日 (2002.11.14)	(74) 代理人	100105957
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 恩田 誠
		(72) 発明者	ハイム、ウォーレン ピー.
			アメリカ合衆国 80302 コロラド州
			ボールダー フィフティーンズ ストリ
			ート 300
		Fターム(参考)	4C601 DD03 DE01 DE08 EE09 JB49
			KK17
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 診断信号処理方法及びシステム

(57) 【要約】

医療診断用信号を処理する用途において時間領域一周波数領域変換を行なう信号処理ユーティリティが開示される。このような変換を使用して連続するスペクトル密度関数、または非ゼロ値を不規則な周波数間隔で含む他のスペクトル密度関数を定義することが可能である。従って本発明によって、幾つかの真のスペクトルを更に正確に表示すること、及びスペクトル拡大を低減することが可能である。このユーティリティはまた、アナログ→デジタル変換に関連するデジタル化誤差を考慮する。本発明は、検査信号が動脈を流れる血流のような動く生体物質と相互作用する結果として、受信信号が変化するスペクトル成分を有することになる医学的状況において特に有利である。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

医療用信号処理方法であって、

医療診断用時間軸信号の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信する工程と、

前記時間軸情報に関する変換を実行して一連の周波数についての一連の非ゼロ振幅値によって定義される周波数スペクトルを取得する工程であって、前記周波数スペクトルは、不規則な周波数区間において多くの前記非ゼロ振幅値を含み、前記非ゼロ振幅値は、第 1 周波数において第 1 の非ゼロ振幅値を、第 2 周波数において前記第 1 の非ゼロ振幅値よりも大きい第 2 の非ゼロ振幅値を含み、前記第 2 周波数は、前記第 2 周波数以外の前記一連の周波数の各周波数の非整数倍である、周波数スペクトルを取得する工程と、

10

前記変換を使用して前記医療診断用時間軸信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、
を備える医療用信号処理方法。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の方法において、前記時間軸信号は前記時間間隔よりも長い周期を有する成分を含む、方法。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の方法において、前記成分の前記周期は前記時間間隔の少なくとも 2 倍である、方法。

【請求項 4】

20

請求項 1 に記載の方法において、前記受信する工程は送信された検査信号に基づく入力を取得することを備える、方法。

【請求項 5】

請求項 1 に記載の方法において、前記受信する工程は送信された超音波信号に基づく入力を取得することを備える、方法。

【請求項 6】

請求項 1 に記載の方法において、前記スペクトルは、連続する第 1, 第 2 及び第 3 周波数に関連する連続する第 1, 第 2 及び第 3 非ゼロ値を含み、前記第 1 周波数と前記第 2 周波数との間の差は前記第 2 周波数と前記第 3 周波数との間の差とは異なる、方法。

【請求項 7】

30

請求項 1 に記載の方法において、前記スペクトルは特定の周波数範囲に渡って実質的に連続な関数を定義し、前記関数は前記範囲の大部分の周波数に対して非ゼロ値を有する、方法。

【請求項 8】

請求項 1 に記載の方法において、前記動作させる工程は、前記スペクトルを使用して前記時間軸信号を周波数軸信号に変更することを備える、方法。

【請求項 9】

請求項 1 に記載の方法において、前記動作させる工程は、前記時間軸信号に基づいて少なくとも一つのパラメータを、前記スペクトルを使用して計算することを備える、方法。

【請求項 10】

40

請求項 1 に記載の方法において、前記時間軸信号は、流路を含む有機体の組織との相互作用に基づいて変調される超音波信号であり、前記動作させる工程は、前記流路についての寸法関連情報を求めることを備える、方法。

【請求項 11】

請求項 1 に記載の方法において、前記時間軸信号はアナログ信号であり、前記時間軸情報はデジタル情報であり、前記変換を実行することは、前記時間軸アナログ信号と前記時間軸デジタル情報との間の差に関連するデジタル化誤差を考慮することを含む、方法。

【請求項 12】

請求項 11 に記載の方法において、前記時間軸デジタル情報は時系列デジタル値を備え、前記考慮することは、前記デジタル値に関連する多数の数値範囲を定義すること、前記ス

50

ペクトルを生成するプロセスを定義する数学モデルを構築することであって、前記プロセスの一部として、前記時系列デジタル値の任意のデジタル値は、該任意のデジタル値を含む前記多数の数値範囲のうちの一つの数値範囲の内側で変化することが可能である、数学モデルを構築すること、前記数学モデルを使用して前記スペクトルを生成することを含む、方法。

【請求項 1 3】

請求項 1 2 に記載の方法において、前記任意のデジタル値の特定値を前記一つの数値範囲の内側において決定するための決定プロセスは、該決定プロセスを制約付き最適化問題としてモデル化することを含む、方法。

【請求項 1 4】

請求項 1 3 に記載の方法において、前記最適化問題は前記範囲の限界に関連する制約を含む、方法。

【請求項 1 5】

請求項 1 3 に記載の方法において、前記最適化問題は前記範囲の複数の限界に関連する上限制約及び下限制約を含む、方法。

【請求項 1 6】

請求項 1 3 に記載の方法において、前記最適化問題は非負制約を含む、方法。

【請求項 1 7】

請求項 1 3 に記載の方法において、前記最適化問題は前記範囲の限界に関連する制約及び非負制約を含む、方法。

【請求項 1 8】

請求項 1 3 に記載の方法において、前記最適化問題は前記範囲の内側のピーク・カウントに関連する制約を含む、方法。

【請求項 1 9】

請求項 1 3 に記載の方法において、前記最適化問題は凸目的関数により定義される、方法。

【請求項 2 0】

請求項 1 3 に記載の方法において、前記最適化問題は少なくとも一つの制約を含み、該制約はペナルティ関数及びバリア関数のうち的一方により実行される、方法。

【請求項 2 1】

請求項 2 0 に記載の方法において、前記制約はヘビサイド関数により実行される、方法。

【請求項 2 2】

請求項 2 1 に記載の方法において、前記ヘビサイド関数は、制約値に対応する領域においてテーパを有し、このテーパによって、この関数の前記領域における特異性を消失させる、方法。

【請求項 2 3】

請求項 1 1 に記載の方法において、前記考慮することは、少なくとも一つの制約を前記スペクトルに関連する関数に課すための数学モデルを構築することを備える、方法。

【請求項 2 4】

請求項 2 3 に記載の方法において、前記制約は所定の周波数範囲の内側における前記関数の長さに関連する、方法。

【請求項 2 5】

請求項 2 3 に記載の方法において、前記制約は所定の周波数範囲の内側における前記関数の規定面積に関連する、方法。

【請求項 2 6】

請求項 2 3 に記載の方法において、前記制約は所定の周波数範囲の内側において前記関数が非負値を有することを要求する、方法。

【請求項 2 7】

医療用信号処理方法であって、

医療診断用時間軸信号の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信する工程と、

10

20

30

40

50

前記時間軸情報に関する変換を実行して周波数スペクトルを取得する工程であって、前記周波数スペクトルは、連続する第 1 及び第 2 周波数に関連する連続する第 1 及び第 2 非ゼロ振幅値から成る第 1 ペア、及び連続する第 3 及び第 4 周波数に関連する連続する第 3 及び第 4 振幅値から成る第 2 ペアを含み、前記第 1 周波数と前記第 2 周波数との間の差は前記第 3 周波数と前記第 4 周波数との間の差とは異なる、周波数スペクトルを取得する工程と、

前記変換を使用して前記医療診断用時間軸信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、
を備える医療用信号処理方法。

【請求項 28】

10

請求項 27 に記載の医療用信号処理方法において、前記第 1 周波数及び前記第 2 周波数の各々は、前記第 3 周波数及び前記第 4 周波数の各々とは異なる、医療用信号処理方法。

【請求項 29】

請求項 27 に記載の方法において、前記時間軸信号は前記時間間隔よりも長い周期を有する成分を含む、方法。

【請求項 30】

請求項 27 に記載の方法において、前記成分の前記周期は前記時間間隔の少なくとも 2 倍である、方法。

【請求項 31】

請求項 27 に記載の方法において、前記受信する工程は送信された検査信号に基づく入力
を取得することを備える、方法。

20

【請求項 32】

請求項 27 に記載の方法において、前記受信する工程は送信された超音波信号に基づく入力
を取得することを備える、方法。

【請求項 33】

請求項 27 に記載の方法において、前記スペクトルは特定の周波数範囲に渡って実質的に連続な関数を定義し、前記関数は前記範囲の大部分の周波数に対して非ゼロ値を有する、
方法。

【請求項 34】

請求項 27 に記載の方法において、前記時間軸信号はアナログ信号であり、前記時間軸情報
はデジタル情報であり、前記変換を実行する工程は、前記時間軸アナログ信号と前記時間軸デジタル情報との間の差に関連するデジタル化誤差を考慮することを含む、方法。

30

【請求項 35】

医療用信号処理方法であって、

医療診断用時間軸信号の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信する工程であって、前記時間軸信号は前記時間間隔の少なくとも 2 倍の周期を有する成分を含む、時間軸情報を受信する工程と、

前記時間軸情報に関する変換を実行して前記時間軸信号の周波数スペクトルを取得する工程と、

前記変換を使用して前記医療診断用時間軸信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、
を備える医療用信号処理方法。

40

【請求項 36】

請求項 35 に記載の方法において、前記受信する工程は、送信された検査信号に基づく入力
を取得することを備える、方法。

【請求項 37】

請求項 35 に記載の方法において、前記受信する工程は、送信された超音波信号に基づく入力
を取得することを備える、方法。

【請求項 38】

請求項 35 に記載の方法において、前記スペクトルは、連続する第 1、第 2 及び第 3 周波

50

数に関連する連続する第1, 第2及び第3非ゼロ値を含み、前記第1周波数と前記第2周波数との間の差は前記第2周波数と前記第3周波数との間の差とは異なる、方法。

【請求項39】

請求項35に記載の方法において、前記スペクトルは特定の周波数範囲に渡って実質的に連続な関数を定義し、前記関数は前記範囲の大部分の周波数に対して非ゼロ値を有する、方法。

【請求項40】

請求項35に記載の方法において、前記時間軸信号はアナログ信号であり、前記時間軸情報はデジタル情報であり、前記変換を実行することは、前記時間軸アナログ信号と前記時間軸デジタル情報との間の差に関連するデジタル化誤差を考慮することを含む、方法。

10

【請求項41】

医療用信号処理方法であって、

時間軸信号の指定時間間隔に対応する医療診断用時間軸情報を受信する工程と、

前記時間軸情報に関する変換を実行して前記時間軸信号の周波数スペクトルを取得する工程であって、前記スペクトルは特定の周波数範囲に渡って実質的に連続な関数を定義し、前記関数は前記範囲の大部分の周波数に対して非ゼロ値を有する、周波数スペクトルを取得する工程と、

前記変換を使用して前記医療診断用時間軸信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、

を備える医療用信号処理方法。

20

【請求項42】

請求項41に記載の方法において、前記時間軸信号は前記時間間隔よりも長い周期を有する成分を含む、方法。

【請求項43】

請求項41に記載の方法において、前記成分の前記周期は前記時間間隔の少なくとも2倍である、方法。

【請求項44】

請求項41に記載の方法において、前記受信する工程は送信された検査信号に基づく入力を取得することを備える、方法。

【請求項45】

30

請求項41に記載の方法において、前記スペクトルは、連続する第1, 第2及び第3周波数に関連する連続する第1, 第2及び第3非ゼロ値を含み、前記第1周波数と前記第2周波数との間の差は前記第2周波数と前記第3周波数との間の差とは異なる、方法。

【請求項46】

請求項41に記載の方法において、前記時間軸信号はアナログ信号であり、前記時間軸情報はデジタル情報であり、前記変換を実行することは、前記時間軸アナログ信号と前記時間軸デジタル情報との間の差に関連するデジタル化誤差を考慮することを含む、方法。

【請求項47】

医療用信号処理方法であって、

時間軸信号の指定時間間隔に対応する医療診断用時間軸情報を受信する工程であって、前記時間軸信号はアナログ信号であり、かつ前記時間軸情報は時間軸デジタル情報である、医療診断用時間軸情報を受信する工程と、

40

前記時間軸情報に関する変換を実行して前記時間軸信号の周波数スペクトルを取得する工程であって、前記時間軸アナログ信号と前記時間軸デジタル情報との間の差に関連するデジタル化誤差を考慮することを含む、周波数スペクトルを取得する工程と、

前記変換を使用して前記医療診断用時間軸信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、

を備える医療用信号処理方法。

【請求項48】

請求項47に記載の方法において、前記時間軸デジタル情報は時系列デジタル値を備え、

50

前記考慮することは、前記デジタル値に関連する多数の数値範囲を定義すること、前記スペクトルを生成するプロセスを定義する数学モデルを構築することであって、前記プロセスの一部として、前記時系列デジタル値の任意のデジタル値は、該任意のデジタル値を含む前記多数の数値範囲のうちの一つの数値範囲の内側で変化することが可能である、数学モデルを構築すること、前記数学モデルを使用して前記スペクトルを生成することを含む、方法。

【請求項 49】

請求項 48 に記載の方法において、前記任意のデジタル値の特定値を前記一つの数値範囲の内側において決定するための決定プロセスは、該決定プロセスを制約付き最適化問題としてモデル化することを含む、方法

10

【請求項 50】

請求項 49 に記載の方法において、前記最適化問題は前記範囲の限界に関連する制約を含む、方法。

【請求項 51】

請求項 49 に記載の方法において、前記最適化問題は前記範囲の複数の限界に関連する上限制約及び下限制約を含む、方法。

【請求項 52】

請求項 49 に記載の方法において、前記最適化問題は非負制約を含む、方法。

【請求項 53】

請求項 49 に記載の方法において、前記最適化問題は前記範囲の限界に関連する制約及び非負制約を含む、方法。

20

【請求項 54】

請求項 49 に記載の方法において、前記最適化問題は前記範囲の内側のピーク・カウントに関連する制約を含む、方法。

【請求項 55】

請求項 49 に記載の方法において、前記最適化問題は凸目的関数により定義される、方法。

【請求項 56】

請求項 49 に記載の方法において、前記最適化問題は少なくとも一つの制約を含み、該制約はペナルティ関数及びバリア関数のうち的一方により実行される、方法。

30

【請求項 57】

請求項 56 に記載の方法において、前記制約はヘビサイド関数により実行される、方法。

【請求項 58】

請求項 57 に記載の方法において、前記ヘビサイド関数は、制約値に対応する領域においてテーパーを有し、このテーパーによって、この関数の前記領域における特異性を消失させる、方法。

【請求項 59】

医療用信号処理システムであって、

医療診断用時間軸信号の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信するポートと、
プロセッサであって、

40

1) 一連の周波数についての一連の非ゼロ振幅値によって定義される周波数スペクトルを取得するために、前記時間軸情報に関する変換を実行し、この場合、前記周波数スペクトルは、不規則な周波数区間において多くの前記非ゼロ振幅値を含み、前記非ゼロ振幅値は、第 1 周波数において第 1 の非ゼロ振幅値を、第 2 周波数において前記第 1 の非ゼロ振幅値よりも大きい第 2 の非ゼロ振幅値を含み、前記第 2 周波数は、前記第 2 周波数以外の前記一連の周波数の各周波数の非整数倍であり、かつ

2) 前記変換を使用して、前記医療診断用時間軸信号に基づく出力を供給するプロセッサと、

を備える医療用信号処理システム。

【請求項 60】

50

請求項 59 に記載のシステムにおいて、前記ポートは送信された検査信号に基づく入力を取得するように動作する、システム。

【請求項 61】

請求項 59 に記載のシステムにおいて、前記プロセッサは、前記時間軸アナログ信号と前記時間軸デジタル情報との差に関連するデジタル化誤差を考慮するように動作する、システム。

【請求項 62】

医療用信号処理システムであって、

医療診断用時間軸信号の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信するポートにおいて、前記時間軸信号は前記時間間隔の少なくとも 2 倍の周期を有する成分を含む、ポートと 10

、
前記時間軸情報に関する変換を実行して、前記時間軸信号についての周波数スペクトルを取得し、かつ前記変換を使用して前記医療診断用時間軸信号に基づく出力を供給するように動作するプロセッサと、
を備える医療用信号処理システム。

【請求項 63】

医療用信号処理システムであって、

医療診断用時間軸信号の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信するポートと、
前記時間軸情報に関する変換を実行して、前記時間軸信号についての周波数スペクトルを取得するように動作するプロセッサにおいて、前記スペクトルは特定の周波数範囲に渡 20
って実質的に連続な関数を定義し、該関数は前記範囲の大部分の周波数に対して非ゼロ値を有し、前記変換を使用して前記時間軸信号に基づく出力を供給するように動作するプロセッサと、
を備える医療用信号処理システム。

【請求項 64】

医療用信号処理システムであって、

医療診断用時間軸信号の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信するポートにおいて、前記時間軸信号はアナログ信号であり、かつ前記時間軸情報は時間軸デジタル情報である、ポートと、

プロセッサであって、 30

1) 前記時間軸情報に関する変換を実行して前記時間軸信号についての周波数スペクトルを取得するように動作し、この場合、変換を実行することは、前記時間軸アナログ信号と前記時間軸デジタル情報との間の差に関連するデジタル化誤差を考慮することを含み、かつ

2) 信号処理環境において、前記変換を使用して前記時間軸信号に基づく出力を供給するように動作するプロセッサと、
を備える医療用信号処理システム。

【請求項 65】

請求項 64 に記載のシステムにおいて、前記プロセッサは、任意のデジタル値の特定値を数値範囲の内側において決定するための決定プロセスを、該決定プロセスを制約付き最適 40
化問題としてモデル化することにより実行するように動作する、システム。

【請求項 66】

請求項 65 に記載のシステムにおいて、前記最適化問題は前記範囲の限界に関連する制約を含む、システム。

【請求項 67】

請求項 65 に記載のシステムにおいて、前記最適化問題は前記範囲の複数の限界に関連する上限制約及び下限制約を含む、システム。

【請求項 68】

請求項 65 に記載のシステムにおいて、前記最適化問題は非負制約を含む、システム。

【請求項 69】

請求項 6 5 に記載のシステムにおいて、前記最適化問題は前記範囲の限界に関連する制約及び非負制約を含む、システム。

【請求項 7 0】

請求項 6 5 に記載のシステムにおいて、前記最適化問題は前記範囲の内側のピーク・カウントに関連する制約を含む、システム。

【請求項 7 1】

請求項 6 5 に記載のシステムにおいて、前記最適化問題は凸目的関数により定義される、システム。

【請求項 7 2】

請求項 6 5 に記載のシステムにおいて、前記最適化問題は少なくとも一つの制約を含み、該制約はペナルティ関数及びバリア関数のうち的一方により実行される、システム。 10

【請求項 7 3】

請求項 7 2 に記載のシステムにおいて、前記制約はヘビサイド関数により実行される、システム。

【請求項 7 4】

請求項 7 3 に記載のシステムにおいて、前記ヘビサイド関数は、制約値に対応する領域においてテーパーを有し、このテーパーによって、この関数の前記領域における特異性を消失させる、方法。

【請求項 7 5】

医療用信号処理方法であって、 20

検出される医療診断用信号に対応する情報を受信する工程と、

前記検出医療診断用信号に対応する振幅関数を着目する選択可能な周波数から始まる離散周波数のベクトルとして設定する工程と、

前記振幅関数を使用して前記医療診断用信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、
を備える医療用信号処理方法。

【請求項 7 6】

請求項 7 5 に記載の医療用信号処理方法において、前記着目する選択可能な周波数は、前記医療診断用信号を生成する検査信号の周波数に基づいて選択される、医療用信号処理方法。 30

【請求項 7 7】

請求項 7 5 に記載の医療用信号処理方法において、前記着目する選択可能な周波数は医療診断用信号から推測される最低周波数に基づいて選択される、医療用信号処理方法。

【請求項 7 8】

医療用信号処理方法であって、

検出される医療診断用信号に対応する情報を受信する工程と、

前記検出医療診断用信号に対応する振幅関数を不規則な間隔の離散周波数のベクトルとして設定する工程と、

前記振幅関数を使用して前記医療診断用信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、
を備える医療用信号処理方法。 40

【請求項 7 9】

医療用信号処理方法であって、

検出される医療診断用信号に対応する情報を受信する工程と、

前記検出医療診断用信号に対応する振幅関数を複数の非直交関数として設定する工程と、

前記振幅関数を使用して前記医療診断用信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、
を備える医療用信号処理方法。

【請求項 8 0】

医療用信号処理方法であって、

検出される医療診断用信号に対応する情報を受信する工程と、

前記検出医療診断用信号に対応する振幅関数を複数の正規化されていない関数として設定する工程と、

前記振幅関数を使用して前記医療診断用信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、

を備える医療用信号処理方法。

【請求項 8 1】

医療用信号処理方法であって、

検出される医療診断用信号に対応する情報を受信する工程と、

前記検出医療診断用信号に対応する振幅関数を、連続及び区分的連続のうちの一方である複数の関数として設定する工程と、

前記振幅関数を使用して前記医療診断用信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、

を備える医療用信号処理方法。

【請求項 8 2】

請求項 8 1 に記載の医療用信号処理方法において、前記複数の関数は、一つ以上の所定のベクトル空間を張るスプライン、B-スプライン、1 次以上の多項式、三角関数、三角多項式、または指数関数のうちの一つ以上を含む、医療用信号処理方法。

【請求項 8 3】

請求項 8 1 に記載の医療用信号処理方法において、前記複数の関数は区分的連続である、医療用信号処理方法。

【請求項 8 4】

請求項 8 3 に記載の医療用信号処理方法において、前記複数の関数は線形または 2 次のうちの一方である、医療用信号処理方法。

【請求項 8 5】

請求項 8 3 に記載の医療用信号処理方法において、前記複数の関数は 10 未満の次数を有する、医療用信号処理方法。

【請求項 8 6】

医療用信号処理方法であって、

検出される医療診断用信号に対応する情報を受信する工程と、

前記検出医療診断用信号に基づいて振幅関数を、最小二乗誤差関数を使用して設定する工程であって、前記最小二乗誤差関数は、一つ以上の変数の値に関する制約付きの 2 次計画問題としてモデル化される、設定する工程と、

前記振幅関数を使用して前記医療診断用信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、

を備える医療用信号処理方法。

【請求項 8 7】

請求項 8 6 に記載の医療用信号処理方法において、前記制約は、一つ以上の値が正となるような制約を含む、医療用信号処理方法。

【請求項 8 8】

請求項 8 6 に記載の医療用信号処理方法において、前記制約は、一つ以上の変数の一つ以上の他の変数と特定の関係を有するような制約を含む、医療用信号処理方法。

【請求項 8 9】

医療用信号処理方法であって、

検出される医療診断用信号に対応する情報を受信する工程と、

前記検出医療診断用信号に基づいて振幅関数を、最小絶対値関数を使用して設定する工程であって、最小絶対値関数は一つ以上の変数の値に関する制約付きの線形計画としてモデル化される、設定する工程と、

前記振幅関数を使用して前記医療診断用信号に基づく出力を供給するために、プロセッサ

10

20

30

40

50

サを信号処理環境において動作させる工程と、
を備える医療用信号処理方法。

【請求項 90】

請求項 89 に記載の医療用信号処理方法において、前記制約は、一つ以上の値が正となるような制約を含む、医療用信号処理方法。

【請求項 91】

請求項 89 に記載の医療用信号処理方法において、前記制約は、一つ以上の変数が一つ以上の他の変数と特定の関係を有するような制約を含む、医療用信号処理方法。

【請求項 92】

医療用信号処理方法であって、

医療診断用時間軸信号の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信する工程と、

前記時間軸情報に関する変換を実行して一連の周波数に関する一連の非ゼロ振幅値によって定義される周波数スペクトルを取得する工程であって、前記一連の振幅値の数及び前記周波数は予め設定されている、周波数スペクトルを取得する工程と、

前記変換を使用して前記医療診断用時間軸信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、
を備える医療用信号処理方法。

【請求項 93】

請求項 92 に記載の医療用信号処理方法において、前記周波数は前記スペクトルを定義する区分的連続関数の結節点における周波数である、医療用信号処理方法。

【請求項 94】

請求項 92 に記載の医療用信号処理方法であって、更に、前記予め設定されている周波数に関連する解行列を予め計算して、前記実行する工程及び前記動作させる工程のうち的一方において使用する工程を備える、医療用信号処理方法。

【請求項 95】

請求項 20 に記載の医療用信号処理方法において、単一の関数が下限制約値及び上限制約値の両方に対してペナルティを組み込む、医療用信号処理方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は概して、信号処理の用途に関し、より詳細には、時間一周波数領域変換を行なう信号処理の用途に関する。この用途では、基本周波数及びその高調波以外の周波数についての周波数情報を含むスペクトルを定義することは有用である。或いは、信号成分の周期よりも短い周期を表わす時間軸信号の部分に基づいてスペクトルを生成することは有用である。本発明は特に、受信信号を分解するか、さもなければ処理する方法に適用されるが、その方法では、受信信号を変調するか、さもなければ生成する物質の特性に関する情報を提供するように、受信信号は分解されるか、さもなければ処理される。受信信号は、検査信号と相互作用する組織から放出されたものであり、この検査信号は、有機体に導入され、有機物質、例えば臓器、組織、流体、または他の構造のうちの一つ以上の影響を受けて変更される。

【背景技術】

【0002】

検査信号を使用した非侵襲性診断は、組織の状態及び臓器の機能パラメータを確認するために頻繁に用いられる。このような検査信号としては、例えば電磁気エネルギー、または超音波を含む音響エネルギーを使用し得る。例えば、超音波がヒトのような有機体に送信され、一つ以上の組織型の特性によって変更され、戻り信号として受信される。その受信信号は測定され、処理され、検査信号が相互作用する組織または他の物質の状態または特性が評価される。具体的には、多くの場合、超音波検査信号は、有機体に送信され、その受信信号は一つ以上の組織型による検査信号の後方散乱またはエコーにより生じる。更に具体的には、多くの場合、超音波検査信号は、血流があると考えられる有機体の部位に

10

20

30

40

50

送信され、その受信信号は変更された検査信号であり、この場合の変更の全てまたは一部は、ドップラー効果により生じる周波数シフトに起因する。このドップラー効果は血液の移動を含む組織の移動によって生じる。この場合、発生するドップラー周波数シフトの大きさを確認し、それによって移動中の組織の種々の速度、特に血流の速度を推定することが可能であるように受信信号を測定し、処理することが望ましい。

【0003】

超音波ドップラー技術では、通常、一つ以上のトランスデューサを含む携帯型プローブを使用する。これらのトランスデューサは、検査信号を送信するために、かつ受信信号に対する応答を通常は時間的に変動する電圧の形で生成するために使用される。超音波検査信号は通常、約0.5百万ヘルツ(0.5MHz)～約20MHzの無線周波数(RF: Radio Frequency)範囲の周波数を有するが、他の周波数を使用してもよい。検査信号を連続的に送信してもよく、この場合に使用される方法は「連続波法(CW: Continuous Wave)」と呼ばれる、或いは検査信号を断続的に、通常は周期的に送信してもよく、この場合に使用される方法は「パルス(pulsed)法」と呼ばれる。パルス・ドップラー法が使用される場合、トランスデューサから所定距離の範囲に渡って組織を検査することが可能であり、この検査は、受信信号を、パルス送信後の所定遅延時間の後に生じる選択周期の間だけ測定することにより行なわれる。間に介在する組織を伝搬する音の速度が既知である場合、遅延時間は直接、検査対象の組織の深さに変換される。指定した組織の深さを検査することにより、CWドップラー法が使用された場合には得られない臨床的に価値のある情報が取得されることが多い。CWドップラー・システムは、特定の遅延時間(及び対応する推定組織深さ)に関連する組織から取得されることが分かっている情報を提供することは不可能であるが、多くの場合、パルス・ドップラー・システムよりも簡単である。

【0004】

ドップラー・システムがパルス・システムであるか、或いは連続システムであるかに拘らず、組織が検査信号をどのように変更したかを評価するために、受信信号のスペクトル成分が解析される。信号のスペクトル周波数成分は、合成したときに全体信号を形成する周波数要素の各々の振幅の大きさである。スペクトル成分は通常、複数の周波数の各々の振幅、または複数の周波数の各々のパワーのいずれかとして表わされる。スペクトル成分データをグラフにした場合、その結果のグラフは、スペクトログラム(spectrogram)、及びスペクトル密度関数(SD関数: Spectral Density function)を含む種々の名称で呼ばれる。「スペクトル密度関数」という用語を以下において総称として使用する。検査信号の周波数成分が既知である場合、この周波数成分を受信信号のスペクトルと比較することができ、これらのスペクトルの差は、信号が通過する組織の速度分布から生じると解釈することが可能である。その速度分布は、スペクトルの差から周知の確立された方法を使用して逆算により求めることが可能である。

【0005】

今日まで、多種多様な方法が使用され、受信信号のスペクトル周波数成分が推定されてきた。主要なスペクトル解析法は、伝統的にノンパラメトリック法またはパラメトリック法のいずれかに分類される。

【0006】

ノンパラメトリック法はフーリエ級数の使用に関するものであり、この方法では、等間隔の周波数点におけるスペクトル成分を推定する。既存の方法では、フーリエ変換及びZ変換(チャープZ変換を含む)を行なう。簡単のために、スペクトル成分を等間隔の周波数点において評価する全ての方法をフーリエ法と呼ぶ。

【0007】

典型的には、高速フーリエ変換(FFT: Fast Fourier Transform)の形を採るフーリエ法は周知であり、このフーリエ法では、信号を基本周波数の整数倍の周波数に分解する。これらの整数倍の周波数は周波数領域で直交基底を構成する。この情報を使用して、周知のように、信号を三角多項式として近似することが可能である。フーリエ法は、受信信号を解析するために広く使用されてきた。何故なら、このような方法は高速に解を求める

10

20

30

40

50

ことができ、かつ明確に定義された特性を有するように洗練されてきたからである。

【0008】

他の種類のスペクトル解析法はパラメトリック法である。パラメトリック法では、時間級数解析を使用して、有理関数形式のモデルのパラメータを推定する。有理関数は、極のみを有する（自己回帰（AR：Autoregressive）モデル）、ゼロ点のみを有する（移動平均（MA：Moving Average）モデル）、または極及びゼロ点の両方を有する（自己回帰移動平均（ARMA：Autoregressive-Moving Average）モデル）ことが可能である。これらの方法に含まれるのは、最大エントロピー法（MEM：Maximum Entropy Method）である。パラメトリック法において使用されるモデルのパラメータの数はモデルの次数と呼ばれる。例えば、ブルグ・アルゴリズム及びダービンの第1法及び第2法のように、モデルのパラメータ値を計算するための種々の方法が周知である。パラメトリック法の利点は、これらの方法によって、非常に少ないサイクル・データまたはサイクル・データの一部を使用して合理的なスペクトル推定値を生成することが可能であることにある。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

従来のものにとって代わる新規な時間一周波数領域変換を行なう新規なスペクトル解析法が、特定の医療用途を含む多種多様な信号処理用途において非常に有用となり得ることは理解されよう。詳細には、フーリエ法は広範囲に使用されているにも拘らず、深刻な不具合を有する。パラメトリック法もまた深刻な不具合を有する。フーリエ法に関して、最も深刻な不具合は、真のスペクトルが連続範囲の周波数に渡るか、或いはそのスペクトルがフーリエ変換の出力である基底周波数を形成する周波数とは異なる周波数を含み得ることが推測されるか、もしくは既知である場合においても、この変換法によっては、少数の離散周波数に対するスペクトル推定値しか生成されないことである。例えば、信号は基本周波数の整数倍ではない周波数を含み得る。基底周波数が、基礎となるスペクトルが連続であるため、或いは基礎となるスペクトルがフーリエ変換の出力の基底周波数に含まれる周波数以外の周波数を含むために正しくない場合に、深刻な誤差が発生する。これらの誤差は誤差自体がスペクトルの拡散として現れ、このスペクトルの拡散においては、振幅（またはパワー）が信号に実際には含まれない周波数に渡って広がっている。フーリエ法では、信号の実際の周波数成分を、振幅を基底周波数から離れた周波数にまで広げて分布させることにより近似する。このような広がり分布はフーリエ法に関して広く知られている問題であり、スペクトル拡大（spectral broadening）と呼ばれる。スペクトル拡大は、種々の方法を用いて、ウィンドウを使用する方法における場合のように縮小されてきたが、排除することは不可能である。これらのウィンドウ法はこれらの方法が広く知られた存在であること以外には本発明には関連せず、これらの方法を頻繁に使用することによってスペクトル拡大が、フーリエ法に固有の離散近似により生じる深刻な問題であることが確認される。連続スペクトルを有する信号のスペクトル成分を、或いは動脈を流れる血流からの検査信号がドップラー・シフトすることにより生じる信号のように、基本的に連続な多くの近接周波数から構成されるスペクトルを有する信号のスペクトル成分を、離散周波数を使用して推定する場合に、スペクトル拡大は必ず発生する。

【0010】

フーリエ法の別の大きな問題は、フーリエ法は、着目する全ての周波数を分析するために使用することは不可能であることである。フーリエ法は、測定に使用する基本周波数の高調波である周波数しか含むことができない。これらの問題は同様に周知であり、これらの問題によって、測定に使用する基本周波数よりも低い周波数を分析する際のフーリエ法の有用性は制限されてしまう。更に、このような制限によって周波数解像度は基本周波数に等しくなる。例えば、20Hz間隔の周波数の振幅を推定するためには、基本周波数は20Hz以下である必要がある。従って、検査信号が2MHzの周波数を有し、かつ20Hzの解像度を有する受信信号を識別する必要がある場合、少なくとも100,000個の高調波が基底周波数に含まれる。これらの多数の高調波によって計算が著しく困難にな

り、これらの多数の高調波は、一般的に、多数のデータ点を使用してこのような計算を実行する必要があるという条件など、種々の理由により非実用的と考えられる。

【0011】

フーリエ級数の全ての基底周波数は基本周波数に基づいているという制限によってまた、受信信号が安定しない（時間のような独立変数とともに変化する）場合に別の問題が生じる。この状況は、例えば検査信号が動脈を流れる血流と相互作用する結果として、受信信号のスペクトル成分が変化する場合に生じる。動脈の血流速度分布が変化するが、これは、血圧が心臓の鼓動に応答して変化するからであり、この血流速度分布の変動によって時間と共に変化するSD関数を有する不安定信号が生じる。SD関数が短い時間間隔、例えば0.01秒に渡って測定される場合、フーリエ解析における基本周波数によって、その測定時間間隔に関連する周波数解像度よりも高い周波数解像度を実現することは不可能である。例えば、0.01秒の周期を有するデータ・サンプルは、100Hzの基本周波数を有することになり、この基本周波数によって、100Hzよりも高い周波数解像度で信号のスペクトル成分を計算することは不可能になる。

10

【0012】

パラメトリック法も特定の用途において深刻な不具合に見舞われる。具体的には、これらの方法では、測定データとモデルによる推定値との二乗誤差の和を最小化する。後述するように、測定データは必ずデジタル化され、このプロセスによって誤差が生じ、これらの誤差によって非常に広い範囲の種類の同等な有効モデルが生成される。二乗誤差の最小化によって、このような代替解決手段が利用可能になるということではない。

20

【0013】

パラメトリック法の別の不具合は、これらの方法が選択されたモデルの順番によって大きく変わることである。例えば、最も一般的なモデル、すなわちARモデルでは、極をほとんど使用しない場合、スペクトルピークを高い信頼性で検出することは不可能である。非常に多くの極を選択する場合、誤ったピークが発生する。モデルを正しく選択することは非自明であり、モデルを正しく選択するには、何桁にも渡る範囲を使用して複数のモデルを計算し、これらのモデルからモデルを選択するような極めて計算負荷の大きな探索プロセスが必要となる。

【0014】

デジタル化誤差が特定の用途におけるスペクトル解析に極めて大きな影響を与えることも理解されよう。スペクトル密度関数を計算するのに、入力アナログ信号を直接に使用する訳ではない。最初に、測定データをデジタル化し、測定データには離散値が付与される。このプロセスによってデータは量子化され、誤差が生じる。これらのデジタル化誤差（離散化誤差及び量子化誤差とも呼ばれる）によってスペクトル解析が複雑になる。デジタル化される各測定値は実際値の推定値であり、上側誤差限界及び下側誤差限界を有し、これらの限界の内側において、全ての値が等しい確率で現れる。誤差限界の内側に収まる全ての値は等しい確率で真値となるが、デジタル値は、慣習的に下側誤差限界と上側誤差限界との間の範囲の midpoint として設定される。全ての値はこの範囲に等しい確率で収まるので、スペクトルを計算するために使用可能な無限の数の可能な値が生じる。従って、無限の数のスペクトル密度関数の候補が存在する。

30

40

【0015】

既存のスペクトル解析法では、この範囲の可能な解を明確に表現することは不可能である。これらの方法とは、最小二乗誤差、または推測値と測定値との間の差を最小化しようとする他の最小ノルム法を使用するものと解釈することが可能である。これらの問題の構造により、これらの問題を最小ノルム法を使用して解く場合、特に最小二乗誤差法を使用して解く場合に、これらの問題がこのような誤差の影響を受け易くなり、不良設定問題が生じる。これらの不良設定問題は周知であり、正則化法を適用して妥当な推定解を計算する。チホノフ（Tikhonov）正則化（リッジ回帰（ridge regression）またはフィリップス（Phillips）正則化と呼ばれることもある）を含む正則化法は、最小二乗誤差を使用するフィッティングに使用され、正則化法によって、極値化される（例えば最小化される）補

50

助関数を含む最小二乗誤差モデルを拡張する。正則化法によって安定した結果が得られるが、正則化法では、フィッティングによる解の質（推測値を測定データと比較する操作）と正則化関数の幾つかの測度とのトレードオフを取る。このトレードオフを行なうには、正則化パラメータとも呼ばれる重み付け因子を使用する必要があるが、この重み付け因子によって、データをフィッティングするために付与される重みと正則化関数に付与される重みとのトレードオフを取る。

【0016】

不良設定問題を解く既存の方法は幾つかの不具合を有する。これらの方法では、重み付け因子を計算する必要があるが、この操作は困難であり、結果に多大な影響を及ぼす。これらの方法では、推定値の全てが測定値のデジタル化誤差区分の内側に位置する場合にのみ解が有効であるということを明確に認識することが不可能である。この不具合によって、一つ以上の測定値に関するデジタル区分の外側に位置し、従って正しくない推定値を有する解に不具合自体が含まれることが明白になる。別の不具合は、実際にこれらの方法が二乗誤差を最小化する手法を使用することに依存したものであり、この手法によって推定値がデジタル区分の中央に移動し易くなり、従って、有効な解を正則化パラメータを調整することにより計算する単調収束手段は提供されない。

10

【0017】

従って、従来技術には、時間とともに変化する信号及び高い周波数解像度を得る必要がある場合の信号のスペクトル解析に関して深刻な不具合が存在する。

【課題を解決するための手段】

20

【0018】

本発明は、処理対象の信号の基本周波数が測定された周期よりも長い時間周期に対応する場合、かつ／もしくは基礎となるスペクトルが、着目する範囲に渡って少なくとも連続するか、或いは実質的に連続する（以降必要がある度に一括して「実質的に連続する」と記載する）場合において、スペクトルを信号から求める際に生じる問題を解決する。本発明は更に、信号が安定せず、かつ信号がデジタル化誤差を有する場合のスペクトル解析を可能にする。

【0019】

更に詳細には、本発明の目的は、時間一周波数領域変換を行なって実質的に連続するスペクトル、または非ゼロ値を不規則な周波数間隔で含む他のスペクトルを定義する方法及び装置（「ユーティリティ」）を提供することにある。従って本発明により、少数の離散周波数よりも多くの周波数に対するスペクトル推定が可能になり、幾つかの真のスペクトルを更に正確に表示することができ、かつスペクトル拡大を小さくする、或いは無くすることができる。また本発明によって、更に広い範囲の着目周波数を分析することができ、かつ基本周波数に限定されない周波数解像度が実現する。この点に関して、本発明により、スペクトルを時間軸信号の一成分の全周期よりも短い時間軸信号の部分の解析に基づいて求めることが可能である。更に、本発明によって、安定しない、すなわち時間のような独立変数とともに変化する受信信号に対して高度な解析を行なうことが可能である。従って本発明は、受信信号が、変化するスペクトルを、検査信号が動脈を流れる血流のような動く生体物質と相互作用する結果として有することになる医学的状況において特に有利である。また本発明によって、アナログーデジタル変換に関連するデジタル化誤差または量子化誤差を小さくすることが可能である。

30

40

【0020】

本発明の一つの態様によれば、医療診断用信号のような入力信号を処理するユーティリティが提供され、このユーティリティは、非ゼロ値を不規則な間隔で含むスペクトルを取得する。関連するプロセスでは、時間軸信号の一つ以上の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信し、時間軸情報に関する変換を実行して非ゼロ値を不規則な間隔で含む周波数スペクトルを取得し、プロセッサを信号処理環境で動作させ、この変換を使用して時間軸信号に基づく出力を供給する。スペクトルは、連続点（すなわち非ゼロ値）から成る少なくとも一つのペアを含み、この少なくとも一つのペアは、連続点から成る少なくとも一つ

50

の他の組とは異なる周波数区間を有する。好適には、スペクトルは一連の非ゼロ値を含み、これらの非ゼロ値は、第1の非ゼロ値を第1周波数に、第2の非ゼロ値を第1周波数よりも高い第2周波数に含み、この場合、第2周波数は、第2周波数以外の一連の周波数の各周波数の非整数倍である。

【0021】

本発明の別の態様によれば、医療診断用信号のような入力信号を処理してスペクトルを入力信号の短い時間間隔に対応する情報に基づいて生成するユーティリティが提供される。該当する方法は、時間軸信号の一つ以上の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信する工程であって、時間軸信号は時間間隔よりも長い周期を有する成分を含む、時間軸情報を受信する工程と、時間軸情報に関する変換を実行して時間軸信号に関する周波数スペクトルを取得する工程と、この変換を使用して時間軸信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、を含む。このプロセスを使用して周波数スペクトルを取得することができ、この場合、受信時間軸情報は信号成分の周期の半分よりも短い時間間隔に対応する。 10

【0022】

本発明の更に別の態様によれば、入力信号を処理して実質的に連続するスペクトルを取得するユーティリティが提供される。関連する方法は、時間軸信号の一つ以上の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信する工程と、時間軸情報に関する変換を実行して時間軸信号についての周波数スペクトルを取得する工程であって、スペクトルは特定の周波数範囲に渡って実質的に連続する関数を定義し、かつこの関数はこの範囲の大部分の周波数について非ゼロ値を有する、周波数スペクトルを取得する工程と、この変換を使用して時間軸信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、を含む。このような実質的に連続するスペクトルによって解析対象の真のスペクトルを一層正確に特徴付けることが可能であるので、先行技術による特定プロセスにおいて観察されるスペクトル拡大及び他の不具合を回避することが可能である。 20

【0023】

本発明の更に別の態様によれば、入力信号を処理してアナログーデジタル変換に関連するデジタル化誤差または量子化誤差を表現するユーティリティが提供される。関連する方法は、時間軸信号の一つ以上の指定時間間隔に対応する時間軸情報を受信する工程であって、時間軸信号はアナログ信号であり、かつ時間軸情報はデジタル情報である、時間軸情報を受信する工程と、時間軸情報に関する変換を実行して時間軸信号についての周波数スペクトルを取得する工程であって、時間軸アナログ信号と時間軸デジタル情報との間の差に関連するデジタル化誤差を考慮する、周波数スペクトルを取得する工程と、この変換を使用して時間軸信号に基づく出力を供給するために、プロセッサを信号処理環境において動作させる工程と、を含む。従って本発明によって、このようなスペクトルを正確に定義することがデジタル化誤差に起因して困難であるか、或いは不可能である幾つかの場合においてスペクトルを入力信号に基づいて正確に定義することが可能である。 30

【0024】

本発明の別の態様によれば、信号をアナログ形式からデジタル形式へ変換する操作に関連して使用されるユーティリティが提供される。このユーティリティは、アナログ信号を受信し、多くのデジタル化範囲またはデジタル化区分を定義し、区分内の特定値をアナログ信号に関連するサンプルに、特定値が区分の境界に対して変化することが可能な数学モデルに基づいて割り当てる。好適には、数学モデルによって、特定値を、一つ以上の制約を有する目的関数を含む制約付き最適化問題を解くことにより求める。例えば、このような制約は区分の一つ以上の限界値、非負制約、及び区分内のピーク・カウントに関連付けることが可能である。例えば、目的関数は区分範囲内で凸かつ正になり、更に傾きが区分限界、または区分限界近傍で所定のパラメータによって定義されるように制約を課すことが可能である。制約はペナルティ関数またはバリア関数、例えばヘビサイド関数として実行することが可能である。一つの実施形態では、このような関数はヘビサイド関数を近似し、制約値（例えば区分限界値）に対応する領域でテーパーを有し、このテーパーによ 40 50

てこの関数の当該領域における特異性（定義できない関数値）を消失させる。

【0025】

一つの実施形態では、本発明を使用して生体流体の流路（flow channel）に関する寸法関連情報を、流れを生じさせる流体との相互作用に基づいて変調される信号の解析に基づいて求める。該当するシステムは、信号を流体から受信し、受信信号に基づくアナログ電気信号を供給する検出器と、アナログ電気信号に基づくデジタル信号を供給するアナログーデジタル変換器と、最初にデジタル信号を処理して、規則的な間隔ではない周波数に非ゼロ値を含む周波数スペクトルに対応するスペクトル情報を取得し、スペクトル情報に第2の処理を行なって流路に関する寸法関連情報を取得する処理手段（プロセッサ）と、を含む。寸法関連情報は、例えば流路寸法または流体の容積流量とすることが可能である。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0026】

本発明及び本発明が有する更なる利点に関する理解を更に完全にするために、以下の詳細な説明を添付図面に関連付けながら参照する。

トランスデューサのようなエネルギー放出源から放出される検査信号は多くの形を採ることが可能である。式1は周波数 f を有する検査信号の一般式である。

【0027】

【数1】

$$f(t) = E(t)\sin(2\pi ft). \quad (1)$$

20

$E(t)$ は振幅が時間と共に変化する様子を表わす関数である。例えば、放出信号がパルスである場合は、 $E(t)$ を、周期 τ により周期的に繰り返す位相シフト項を含む関数とすることが可能である。このような形を有する信号の例としてガウス・パルスがある。ガウス・パルスの振幅は、式2により定義されるように時間と共に変化する。

【0028】

【数2】

$$E(t) = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} e^{\left(-1/2 \frac{(t-\tau)^2 f^2}{b^2}\right)}}{\sqrt{\pi}}. \quad (2)$$

30

ガウス・パルスは式3により定義されるように時間と共に変化する。単一のガウス・パルスを図2に示す。

【0029】

【数3】

$$f(t) = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} e^{\left(-1/2 \frac{(t-\tau)^2 f^2}{b^2}\right)}}{\sqrt{\pi}} \sin(2\pi ft). \quad (3)$$

40

これらの式をパルス波システムまたは連続波システムのいずれかに使用することが可能である。超音波診断解析の関連では、パルス波は、検査する組織の深さを選択することが可能であるという利点を有しており、これによって、上行大動脈のような着目部位よりも深い位置の血液によって生じるドップラー・シフトにより発生する誤差を低減することが可能である。パルス波を使用する手法によって、過渡応答を有するパルスがもたらされ、これは、恐らくはデータ収集の前に過渡応答が範囲から消えるのを待つことによって処理する必要がある。別の手法では、過渡応答を、変化する振幅を有するピュア・トーンとして、或いは時間と共に位相シフトする複数の振幅を有するピュア・トーンとして明示的にモデル化する。連続波を使用することにより、過渡応答問題を回避すること、及び組織を

50

検査するために使用されるピュア・トーンを得ることが可能である。しかしながら、連続波を使用する手法は、ドップラー・シフト信号を、選択した深さの上行大動脈以外の部位から、或いは特に着目すべき他の全ての部位から受信するという紛らわしい要素を有する。深さに依存する信号は、減衰効果が大幅に異なるような異なる放出周波数（これらの周波数は 1 MHz 及び 3 MHz のように大きく異なる必要がある）で生成される複数の信号から推測することが可能である。その信号強度の差をスペクトルに一致させ、これによって深さに関連するデータの取得を開始することが可能である。高い周波数ほど低い周波数に比べて速く減衰するため、高い周波数を使用すると深い組織による干渉は低減されるが、着目する部位からの信号が低下するという不具合を伴う。

【0030】

10

前述したように、検査信号を使用して組織を活性化することが可能である。その結果生じる後方散乱信号を検出し、解析することにより、信号を後方散乱させた組織の有用な特性を求めることが可能である。そのような信号は、例えば、一つ以上の速度で移動する多くの反射体または後方散乱体に超音波検査信号が当てられ、それらからエコーバックされた受信信号を含む。本発明を使用する目的の中には、一定振幅または時間変動振幅のいずれかを有する検査信号から後方散乱信号の S D 関数を求めることがあり、この時間変動振幅は、一つ以上のパルス、反復する一連のパルス、または独立変数とともに変化する他のあらゆる振幅関数を含む時間変化信号を含む。上述したように、時間はこのような独立変数の一例である。

【0031】

20

例示のために、以下の説明及びその説明に派生する説明では、超音波信号を使用して生命体の組織を検査する場合に生じる信号を例として使用する。本発明は、検査信号またはそのような信号からの応答を使用することを必要としないため、この例は本発明を限定するものではない。トランスデューサを含み、かつ最終的に 2 つ以上のデジタル化データを生成する任意の適切な手段を使用することにより、本発明に使用される測定データは取得され得る。その後、処理が施され、またはデータ入力が行われ、またはハード・コピーとして、もしくは電子、磁気或いは光手段を使用して保存されるテーブルもしくはグラフのような予め保存されているデータの二つ以上の供給源からデータ読み出しが行われる。

【0032】

A (t, f) を S D 関数とする（この場合、その関数は振幅密度関数と同一である）。 S D 関数を取得する対象となる信号の一般形は式 4 で表わされる。 30

【0033】

【数 4】

$$g(t) = \int_{f_L}^{f_H} A(t, f) \sin(2\pi f t + \phi(f)) df. \quad (4)$$

以下に更に詳細に説明するように、本発明では、S D 関数が少なくとも一つの独立変数 f に依存する場合における時間と共に変化する信号 g (t) のように、2 つ以上の独立変数を伴う処理が行なわれ、S D 関数が求められる。ここで、S D 関数は、f の下限 f_L 及び上限 f_H により規定された区間 $[f_L, f_H]$ 内の一つ以上の部分区間に渡って一つ以上の非ゼロ値を有する。式 4 は、その 2 つの独立変数 t 及び f の値によって変化する振幅関数 A (t, f) を定義する。この例では、変数 t は時間を表わし、変数 f は周波数を表わす。A (t, f) 関数は f の関数と t の関数とに分離することが可能である。

【0034】

【数 5】

$$A(t, f) = E(t)B(f). \quad (5)$$

50

式 5 を式 4 に代入すると、結果は時間変化信号 $g(t)$ を表わす一般式であり、この式に対して S D 関数 $B(f)$ を求める。

【 0 0 3 5 】

【数 6】

$$g(t) = \int_{f_L}^{f_H} E(t) B(f) \sin(2\pi f t + \phi(f)) df. \quad (6)$$

式 6 を書き換えると式 7 になる。

10

【 0 0 3 6 】

【数 7】

$$g(t) = \int_{f_L}^{f_H} E(t) B(f) (\sin(2\pi f t) \cos(\phi(f)) + \cos(2\pi f t) \sin(\phi(f))) df. \quad (7)$$

以下の項を係数として定義する。

【 0 0 3 7 】

【数 8】

$$F(f) = B(f) \sin(\phi(f)), \quad (8)$$

20

【 0 0 3 8 】

【数 9】

$$G(f) = B(f) \cos(\phi(f)). \quad (9)$$

これらの係数に関する式を式 7 に代入すると式 10 が導かれる。

【 0 0 3 9 】

【数 10】

$$g(t) = E(t) \int_{f_L}^{f_H} F(f) \cos(2\pi f t) + G(f) \sin(2\pi f t) df. \quad (10)$$

30

正弦項及び余弦項の和のそれぞれの項に関する積分で表わすと式 11 が導かれる。

【 0 0 4 0 】

【数 11】

$$g(t) = E(t) \left(\int_{f_L}^{f_H} F(f) \cos(2\pi f t) df + \int_{f_L}^{f_H} G(f) \sin(2\pi f t) df \right). \quad (11)$$

40

スペクトル密度成分関数 (S D C 関数: Spectral Density Component functions) を定義する。この関数から S D 関数を計算することが可能である。 $F(f)$ 及び $G(f)$ が S D C 関数である。周知のように、 $F(f)$ 及び $G(f)$ は、式 12 を使用してスペクトル密度関数 $B(f)$ を計算するのに利用可能である。

【 0 0 4 1 】

【数 1 2】

$$B(f) = \sqrt{F(f)^2 + G(f)^2} . \quad (12)$$

また、それらの振幅関数は、式 1 3 を使用して各周波数に対する位相シフトを計算するのに利用可能である。

【0 0 4 2】

【数 1 3】

$$\phi(f) = \arctan\left(\frac{G(f)}{F(f)}\right) . \quad (13)$$

10

S D 関数及び S D C 関数は共に、関数の振幅が独立変数に対して変化する様子の特徴付けるため、一括して振幅関数と呼ばれる。例えば、 $F(f)$ は $F(f) \cos(2\pi f t)$ の振幅が周波数と共に変化する様子の特徴付ける。S D 関数自体または S D C 関数はいずれも、以下に説明する手段を使用して推定される。

【0 0 4 3】

S D 関数、または $F(t)$ 及び $G(f)$ のような S D C 関数は種々の関数を使用して表し得る。振幅関数を表わすために使用する関数は通常、複数のパラメータを有しており、これらのパラメータを正しく選択すると、 $g(t)$ に対して計算された有用な推定値が導かれる。振幅関数はどのような関数形によっても表し得るものであり、その関数形に対して、所定の目的を満たすように $g(t)$ の実際値とは異なる $g(t)$ の推定値を生成するようなパラメータを求めることが可能である。このような所定の目的の一例として、 $g(t)$ の測定値と推定値との間の誤差を十分に小さくして $g(t)$ の推定値が $g(t)$ の実際値の有用な近似となるようにすることが挙げられる。S D C 関数を表わす関数に対して指定されるパラメータが $g(t)$ の S D 関数を計算するのに利用可能な場合に、 $g(t)$ に対する値は有用となる。

20

【0 0 4 4】

本発明の一つの態様は、測定、シミュレーション、または他の適切な手段のいずれかに基づいた $g(t)$ 及び $E(t)$ の値を使用して、S D 関数または一つ以上の S D C 関数の特徴付けるパラメータの特定値を求めるための構造及び方法を含み、その特定値を求めることは、そのような振幅関数が一つ以上の実質的に連続な関数から構成される場合に、或いはそのような振幅関数が、 $g(t)$ を構成する非直交基底関数を生じさせる、周波数のような一つ以上の独立変数の値を使用する場合に行なわれる。連続関数を使用して独立変数（例えば、時間）の領域の少なくとも一部に渡って一つ以上の振幅関数を表すことは、種々の周波数を有する多くの信号を合成して測定信号 $g(t)$ である複合信号を生成する場合に特に便利である。このような複合信号は、例えば検査信号が広範囲に渡る速度で移動している多くの粒子によって後方散乱される場合に生じ、これらの粒子は、例えば流れている流体によって搬送されている粒子に対応する。一例として、超音波検査信号が生命

30

40

【0 0 4 5】

本発明とは異なり、フーリエ法では振幅関数を、基本周波数の整数倍の周波数として選択される周波数の離散値を使用して表わす。フーリエ法において使用される周波数は、結果として得られる基底関数が直交性かつ正規性（正規直交）を満たすように注意深く選択される。上述したように、特に離散周波数が基本周波数の高調波に制限される場合に、その離散周波数を使用して連続関数を近似すると、スペクトル拡大のような深刻な精度低下が生じる。本発明は、どの周波数を選択すべきかについての制限が実質的にないよう選択可能な周波数を使用することにより、かつ連続関数を使用して連続な振幅関数を表わす

50

ことを可能にすることにより、フーリエ法を改善するものである。

【0046】

本発明では、一つ以上の関数を選択してSD関数またはSDC関数を表わす。F (f) のようなSDCを表わすために使用する関数はゼロであってもよい。振幅関数を表わすために使用する関数は離散的であってもよい。例えば、任意の着目周波数から始まり、かつ任意であり、可能であれば変化し、かつ不均一な周波数だけ互いに離れた離散周波数（フーリエ法において使用される等間隔の高調波周波数とは異なる）の一つ以上のベクトルであってもよい。本発明において振幅関数を表わす複数の関数は直交性を有しても、或いは非直交性を有していてもよい。振幅関数を表わす複数の関数は正規性を有しても、或いは有していなくてもよい。振幅関数を表わすために使用する関数または複数の関数は、一つ以上の連続関数、非連続関数、または区分的連続関数であってもよい。振幅関数を表す複数の関数は、「重なり」を含む一つ以上の交差領域を有していてもよい。2つ以上の関数の間の重なり領域は、2つ以上の関数の領域が一つよりも多くの値で交差する区間である。図3は、関数の端点のみで交差する複数の区分的連続関数が振幅関数を表わす場合の例を示している。図4は、重なり領域を有する複数の関数によって振幅関数をモデル化する場合の例を示している。本発明の一つの態様では、振幅関数を表す複数の関数としては、以下の関数のうちの一つ以上を使用すればよい。すなわち、スプライン、Bースプライン、1次以上の多項式、三角関数、三角多項式、指数関数、双曲線関数、ヘビサイド関数、ヘビサイド関数を近似する関数（以下に詳細に議論する）、または一つ以上の所定のベクトル空間を張る一つ以上の基底を構成することが可能な他の関数の全てであり、これらのベクトル空間によって、離散関数、非連続関数、連続関数、または区分的連続関数を近似するか、或いは定義することが可能である。例えば、図3に示す区分的連続セグメントは、2次多項式及びヘビサイド関数から構成される。別の例として、図4は複数のBースプラインがどのようにして合成されて振幅関数を表わすことが可能であるのかを示している。

10

20

30

【0047】

図4はまた、計算上の柔軟性を提供する本発明の別の態様も示している。独立変数及び従属変数をずらす（周波数軸を2MHzだけずらした場合である図4に示したように）、もしくはスケーリングすることにより、振幅関数を表わす関数のパラメータの計算を容易にすることが可能である。

【0048】

区分的連続関数または重なり領域を有する関数を使用する手法は、離散区間に渡って定義される関数セグメントのパラメータを本発明を使用して効果的に求めることが可能であるため、特に興味深いものである。関数セグメントの和により、複雑な振幅関数を表わすことが可能である。図3は区分的連続関数をグラフで表わした例である。区分的連続関数の個々の関数セグメントが交差する点は結節点（knot points）であり、これらの点を図3では中抜きドットで示す。

【0049】

本発明の別の態様は、一つ以上の客観的測度を使用して振幅関数またはSD関数を表わす関数のパラメータの値を求める計算モジュールを利用する構造及び方法を含む。このような客観的測度の一例は、適合度（goodness of fit）を使用することである。他の客観的測度の例としては、振幅関数、SD関数、またはSDC関数の長さを最小化すること、振幅関数、SD関数、またはSDC関数の下方の二乗面積もしくは面積の絶対値を最小化すること、振幅関数、SD関数、またはSDC関数の傾きもしくは傾きの変化の一つ以上の測度を最小化することが挙げられる。

40

【0050】

適合度を使用する客観的測度の一例は、g (t) の測定値と振幅関数を使用して推測した値との間の二乗誤差の和を最小化する、或いは近似的に最小化することである。適合度による客観的測度の別の例は、振幅関数のうちの一つ以上の関数またはSD関数におけるパラメータのうちの一つ以上の値が所定の特性を伴う値を有するように制約を受ける場合

50

に、二乗誤差の和を最小化する、或いは近似的に最小化することである。このような所定の特性としては、パラメータが特定の値、例えば非負値のみをとること、或いはパラメータが特定の関係、例えばパラメータのうちの2つ以上のパラメータの数学的結合（例えば、パラメータの和、差、積、または商のうちの1つ以上）が必ず正になるような関係、もしくはその数学的結合が近似的にゼロになるような特定の範囲に必ず収まるような関係を満たすこと、が有り得る。適合度による客観的測度の別の例は、振幅関数のうちの1つ以上の関数またはSD関数のパラメータのうちの1つ以上のパラメータの値が所定の特性を伴う値を有するように制約を受ける可能性を含めて、誤差の絶対値の和を最小化すること、或いは近似的に最小化することである。上述のように、このような特性としては、一つ以上のパラメータが特定の値、例えば非負値に制約されること、或いはパラメータが特定の関係、例えば2つ以上のパラメータの和が必ず非負となるような関係、もしくはパラメータが近似的にゼロに等しくなるような関係を満たすこと、がある。本発明のこれらの態様について以下において更に詳細に説明する。

10

【0051】

式11を参照すると、本発明の更なる態様によれば、 $g(t)$ のスペクトルを構成する全ての周波数範囲をカバーする程度に f_L の値を十分に低く、かつ f_H の値を十分に高く設定して、最適化された結果を求めることが可能である。 f_L 及び f_H の値は、 $G(f)$ 及び $F(f)$ のようなSDC関数を表わす関数についてのパラメータ値を決定することと同時に決定され得る、或いは、 f_L 及び f_H の値は、 $G(f)$ 及び $F(f)$ を表わす関数についてのパラメータを決定する以前に選択されていてもよい。 f_L 及び f_H を前もって選択しておくことは多くの場合可能である。例えば、 $g(t)$ を生成する条件は一般的に既知である。所定の最低周波数は、一つ以上の移動媒体と相互作用する検査信号の周波数に基づくものであってもよい。例えば、最低周波数を、検査信号の周波数、及び検査信号の移動媒体との相互作用により生成される周波数に影響を及ぼす測定誤差または雑音のような要因を取り込んだ後に移動媒体から推測される最低周波数に基づいて事前に決定することが可能である。

20

【0052】

本発明の別の態様では、全周波数領域に渡る単一の連続関数を振幅関数またはSDC関数として使用する。このような関数の一例が式14である。この式は、層流が流れている間に生じる振幅関数を、測定雑音を含めて特徴付ける。この式は式8及び式9の $B(f)$ となり得る。

30

【0053】

【数14】

$$x(f) = \frac{1}{2} \frac{(1-F)e^{\left(\frac{1}{2} \frac{\left(\frac{c(-f+f_e)}{f+f_e} + \mu_s \right)^2}{\sigma_s^2} \right)}}{\sqrt{\pi} \sigma_s} \sqrt{2} + F \int_{f_e}^{c-a} \frac{\left(\frac{(c+a)f_e}{(x+f_e)a} \right)^{\left(\frac{2}{k}-1 \right)} e^{\left(-2 \frac{c^2 f_e^2 (-f+x)^2}{(f+f_e)^2 (x+f_e)^2 \sigma^2} \right)} \sqrt{2}}{\sqrt{\pi} \sigma k a} dx. \quad (14)$$

40

検査信号として送出される放出周波数は f_e であり、組織は種々の速度で移動して反射周波数 f を生成する。各速度における組織の量によって相対的振幅が生成される。パラメータは以下の通りである。

【0054】

50

1. F : 流れている液体を含む超音波照射領域の割合
2. k : 流れのある領域の形状指数
3. σ_s : 低流速領域／流れのない領域における反射体の速度の標準偏差
4. f_e : 検査信号の周波数
5. a : 測定を行なうときに達する速度の最大値
6. μ_s : 低流速領域／流れのない領域における反射体の平均速度
7. σ : 流れている流体に関連する測定誤差の標準偏差
8. c : 音速

本発明の更なる態様では、このような単一の連続振幅関数を、例えば式 8 及び式 9 に示す位相シフト $\phi(f)$ を表わす関数と組み合わせて使用して全周波数領域に渡る振幅関数を表わす単一の連続関数を生成する。本発明の更なる態様では、このような単一の連続振幅関数を、例えば式 8 及び式 9 の $\sin(\phi(f))$ 及び $\cos(\phi(f))$ を表わす関数と組み合わせて使用して全周波数領域に渡る単一の SDC 関数を生成する。本発明の更なる態様は、定数または 1 次以上の多項式のいずれかを使用して $\phi(f)$ 、 $\sin(\phi(f))$ 、または $\cos(\phi(f))$ を表わすことに関する。本発明の更なる態様では、速度のドップラー計測と共に使用される検査信号の周波数を選択して $\phi(f)$ 、 $\sin(\phi(f))$ 、または $\cos(\phi(f))$ が定数または線形関数のいずれかを使用して表わすようにする。

【0055】

本発明の更なる態様では、流体流のドップラー測定値を使用する場合の位相角を、式 15 を使用して表すことにより、位相シフトが特徴付けられる。

【0056】

【数 15】

$$\phi = -\arctan \left(\frac{1}{2} \frac{4f\pi \sin\left(\frac{fD\pi}{c}\right) \cos\left(\frac{fD\pi}{c}\right) - 2f^x c b \cos\left(\frac{fD\pi}{c}\right)^2 + f^x c b + f^x e^{(bf^x D)} b c}{2f\pi \cos\left(\frac{fD\pi}{c}\right)^2 - f\pi + c b f^x \sin\left(\frac{fD\pi}{c}\right) \cos\left(\frac{fD\pi}{c}\right) - f\pi e^{(bf^x D)}} \right). \quad (15)$$

上式において、記号の意味は以下の通りである。

【0057】

ϕ = ラジアンを単位とする位相角

f = Hz を単位とする周波数

D = ドップラー・シフト信号が生成される領域の深さ

c = 音速のような信号速度

x = 減衰指数

b = 減衰定数

$x = 1$ のとき、式 15 は式 16 のように簡略化される。

【0058】

【数 16】

$$\phi = \arctan \left(\frac{-2\pi \sin\left(2\frac{fD\pi}{c}\right) + c b \cos\left(2\frac{fD\pi}{c}\right) - e^{(bfD)} b c}{2\pi \cos\left(2\frac{fD\pi}{c}\right) + c b \sin\left(2\frac{fD\pi}{c}\right) - 2\pi e^{(bfD)}} \right). \quad (16)$$

減衰定数 b は減衰係数から式 17 を使用して計算可能である。

10

30

40

50

【0059】

【数17】

$$b = 0.5000000000 \cdot 10^{-7} \beta \ln(10) . \quad (17)$$

上式において、 β はdBを単位とする減衰係数である。

【0060】

図5は位相角が周波数と共にどのように変化するかを示している。周知のように、放出周波数を選択することにより、戻り信号の周波数が決定される。上述したように、本発明の一つの態様では、戻り信号が位相角応答の近似的に線形の領域に収まるように放出周波数を選択する。例えば、図5において、約2.079MHzの戻り周波数を生じさせる放出周波数を選択すると、位相角が周波数に対してほぼ線形に変化する領域に戻り周波数は収まり、これに対して約2.17MHzの戻り周波数を生じさせる放出周波数を選択すると、位相角が周波数に対して線形には変化しない領域に戻り周波数は収まる。更に詳細には、放出周波数として2.078MHzを選択し、かつ成人の上行大動脈の血流が大動脈の軸を下って送信される検査信号を使用して測定される場合、約2.078～2.093MHzの範囲の周波数が戻ってくる。図6はこの周波数範囲の位相角応答の例を示している。この例では、2.078MHzを選択することにより線形関数としてモデル化し得る位相角応答が得られる。

【0061】

図5は、位相角応答の半分が、正の位相角をもたらす周波数に渡って分布している様子を示している。位相角応答が必ず正となるように放出周波数を選択すると利点が得られる。位相角が必ず正となる場合、式1の振幅応答関数 $F(f)$ は必ず正になる。位相角が負となる場合、正弦項 $\sin(\phi(f))$ が負となって、 $F(f)$ の少なくとも一部に渡って負の値が生じる。正の位相角のみを有することによりこの状態は回避される。 $F(f)$ 及び $G(f)$ に関して正しい値を計算する操作は、 $F(f)$ 及び $G(f)$ が必ず正になることが分かっている場合に容易になる。位相角応答が必ず正となるようにドップラー速度測定の放出周波数を選択する操作は、本発明の別の態様に従って行なわれる。

【0062】

本発明の別の態様では、放出周波数を位相角応答が必ず正になるように、かつ位相角応答が近似的に線形になる領域に収まるように選択する。図7は本発明のこの態様による例を示している。

【0063】

本発明の更なる態様では、放出周波数を位相角応答の少なくとも一部がほぼゼロになるように選択する。

図8及び図9は、このようにして放出周波数を選択することにより、どのようにして $\sin(\phi(f))$ 関数及び $\cos(\phi(f))$ 関数を近似することが可能であるかを示している。 $\sin(\phi(f))$ は、多くの場合、線形関数を使用することにより近似可能である。 $\cos(\phi(f))$ の範囲は狭い。要求精度によって変わるが、 $\cos(\phi(f))$ は定数(この例では、例えば0.98)として、線形関数として、または高次の多項式として近似され得る。線形近似により変動のほとんどが得られるので、多くの用途において十分な近似である。

【0064】

図7、8及び9に示す結果を、放出周波数の選択が本発明のこの態様に従って行なわれない場合に生じる結果と比較する。図10、11及び12は、2MHzの放出周波数をこの例の条件として使用することにより得られる結果を示している。放出周波数が本特許のこの態様に従って選択された場合に生じる線形応答の小領域は図10、11及び12には含まれていない。

【0065】

スペクトル分布の周波数分布が、周波数を計算変数に関連付けるように生成されている

場合、計算変数の分布を求めることが可能である。例えば、周波数分布がドップラー計測を使用して得られた場合、どのような周波数における速度も式 18 を使用して計算可能である。周波数データまたは計算変数に関するデータを使用して、分布を特徴付ける一つ以上のパラメータの値を計算することが可能である。このような分布は、本発明の方法を使用して連続分布を計算する場合に特に有用である。このような分布を、例えばガウス分布とすることができ、ガウス分布は平均及び標準偏差によって特徴付けられる。式 19 は、6つのパラメータを有する更に複雑な分布の例である。図 18 は計算パラメータが速度である場合のこのような分布の例である。

【0066】

【数 18】

$$v = -\frac{c(-f + f_e)}{f + f_e}, \quad (18)$$

【0067】

【数 19】

$$x(v) = \frac{1}{2} \frac{(1-F) e^{\left(\frac{1(-v+\mu_s)^2}{2\sigma_s^2} \right)} \sqrt{2}}{\sqrt{\pi}\sigma_s} + F \int_0^a \frac{\left(1 - \frac{x}{a} \right)^{\left(\frac{2}{k}-1 \right)} e^{\left(-1/2 \frac{(v-x)^2}{\sigma^2} \right)} \sqrt{2}}{\sqrt{\pi}\sigma k a} dx. \quad (19)$$

本発明の他の態様は、SD関数またはSDC関数のパラメータをデジタル化誤差の分だけ歪んだ信号から求めるための構造及び方法を含む。信号を測定し、アナログ→デジタル変換すると、アナログ値は数値（デジタル値）に制限された精度で変換される。このような制限された精度により、信号の実際値を近似する数値がもたらされ、信号の実際値とその近似値と間の差がデジタル化プロセスにより生じる誤差である。特に、本発明は、計算対象の関数に制約を付けてこれらの関数に所定の特性を持たせることによってデジタル化データを使用する場合に、SD関数、またはSD関数を求めるために使用可能な関数を計算する構造及び方法を含む。このような所定の特性として、デジタル化プロセスによって決まる範囲の内側に収まる計算対象の関数を使用して推定された $g(t)$ の値のうちの少なくとも一つを有すること、通常は大部分をもしくはほぼ全てを有することを含めることが可能である。このような所定の特性としてはまた、SD関数またはSD関数を求めるために使用可能な関数が、これらの関数の幾何学、またはこれらの関数を定義するパラメータに関連する所定の特性を有することを要求することを含めることが可能である。例えば、このような方法は、傾き、または傾きの変化率、長さ、または関数により囲まれる二乗面積の測度を最小化する関数を有することを含む。別の例では、関数を特徴付ける1つ以上のパラメータの大きさを最大化するか、或いは最小化する関数を有する。別の例では、長さ、及び関数に囲まれる二乗面積の測度を最小化し、かつ関数を特徴付けるパラメータのうちの一つ以上のパラメータの大きさを最大化する関数を有する。本発明のこれらの態様については、後で更に完全な形で説明する。

【0068】

振幅関数を複数の関数を使用して特徴付ける本発明の態様を示すために、振幅関数を推定する汎用プロセスに関して以下に説明する。式 8 及び式 9 で表わされる関数のような振幅関数は、他の関数の和として任意の精度で近似することが可能である。以下の式は、G

10

20

30

40

50

(f) 及び F (f) を N 個の区分的関数の和として近似する式を定義している。

【 0 0 6 9 】

【 数 2 0 】

$$G(f) = \sum_{j=1}^N G_j(f), \quad (20)$$

【 0 0 7 0 】

【 数 2 1 】

$$F(f) = \sum_{j=1}^N F_j(f). \quad (21)$$

10

N 個の区間の各々に渡って定義される N 個の区分的関数は着目する f の領域を共同して張る。N 個の関数が G (f) に対して設けられ、N 個の関数が F (t) に対して設けられ、更にこれらの関数は重なり領域を有していてもよいし、有していなくてもよい。G_j (f) 及び F_j (t) の各々は、下限及び上限を伴う f 領域に渡って定義される。区分的連続関数を使用する場合、これらの領域の和は連続になり、個々の領域は交点以外では重ならない。

【 0 0 7 1 】

20

式 2 0 及び式 2 1 を式 1 1 に代入し、和を余弦項及び正弦項に分割して表わすと式 2 2 が得られる。

【 0 0 7 2 】

【 数 2 2 】

$$g(t) = E(t) \left(\int_{f_L}^{f_H} \sum_{j=1}^N F_j(f) \cos(2\pi f t) df + \int_{f_L}^{f_H} \sum_{j=1}^N G_j(f) \sin(2\pi f t) df \right). \quad (22)$$

和の積分を積分の和に変更すると式 2 3 が得られる。

30

【 0 0 7 3 】

【 数 2 3 】

$$g(t) = E(t) \left(\left(\sum_{j=1}^N \int_{f_L}^{f_H} F_j(f) \cos(2\pi f t) df \right) + \left(\sum_{j=1}^N \int_{f_L}^{f_H} G_j(f) \sin(2\pi f t) df \right) \right). \quad (23)$$

区分的関数の各々は f の領域の一部に渡って定義される。和における積分の各々についての積分限界に添え字を付与すると式 2 4 が得られる。

【 0 0 7 4 】

40

【 数 2 4 】

$$g(t) = E(t) \left(\left(\sum_{j=1}^N \int_{f_{L_j}}^{f_{H_j}} F_j(f) \cos(2\pi f t) df \right) + \left(\sum_{j=1}^N \int_{f_{L_j}}^{f_{H_j}} G_j(f) \sin(2\pi f t) df \right) \right). \quad (24)$$

E (t) は検査信号の包絡線である。解析対象の信号が検査機能によって変調されていない場合には、包絡関数を E (t) = 1 に設定すると、検査信号の効果を取り除くことなく受信信号が分解される。E (t) が一定ではない場合、本発明による方法では、E (t) の効果を分離し、同時に受信信号を、例えば S D 関数または S D C 関数に分解する。

50

【 0 0 7 5 】

$g(t)$ は受信信号であり、この信号に関する測定値は既知である。式 2 4 の両辺を $E(t)$ で割ると、式 2 5 が得られる。

【 0 0 7 6 】

【 数 2 5 】

$$\frac{g(t)}{E(t)} = \left(\sum_{j=1}^N \int_{f_{L_j}}^{f_{H_j}} F_j(f) \cos(2\pi f t) df \right) + \left(\sum_{j=1}^N \int_{f_{L_j}}^{f_{H_j}} G_j(f) \sin(2\pi f t) df \right). \quad (25)$$

10

$g(t)$ から得られる測定値は $F(f)$ 及び $G(f)$ を計算するために使用されるデータである。

【 0 0 7 7 】

式 2 6 から式 2 8 の置き換えを式 2 5 において行くと、式 2 9 が得られる。

【 0 0 7 8 】

【 数 2 6 】

$$\frac{g(t)}{E(t)} = f(t), \quad (26)$$

20

【 0 0 7 9 】

【 数 2 7 】

$$f_{H_j} = H_j, \quad (27)$$

【 0 0 8 0 】

【 数 2 8 】

$$f_{L_j} = L_j, \quad (28)$$

【 0 0 8 1 】

【 数 2 9 】

30

$$f(t) = \left(\sum_{j=1}^N \int_{L_j}^{H_j} F_j(f) \cos(2\pi f t) df \right) + \left(\sum_{j=1}^N \int_{L_j}^{H_j} G_j(f) \sin(2\pi f t) df \right). \quad (29)$$

前述したように、区分的連続関数を、線形関数または 2 次関数のような多項式としてもよい。関数セグメントの各々は、線形関数に対しては傾き及び切片のような係数を有する。本発明の原理を示すために、以下の例では、2 次関数を使用し、その 2 次関数のセグメントの各々を指定する係数を求めるために使用され得る式を導く。

【 0 0 8 2 】

40

以下の式により区分的 2 次関数セグメントを指定する。

【 0 0 8 3 】

【 数 3 0 】

$$G_j(f) = a_j f^2 + b_j f + c_j, \quad (30)$$

【 0 0 8 4 】

【 数 3 1 】

$$F_j(f) = x_j f^2 + y_j f + z_j. \quad (31)$$

50

これらの式を式 29 に代入すると式 32 が得られる。

【0085】

【数 32】

$$f(t) = \left(\sum_{j=1}^N \int_{L_j}^{H_j} (x_j f^2 + y_j f + z_j) \cos(2\pi f t) df \right) + \left(\sum_{j=1}^N \int_{L_j}^{H_j} (a_j f^2 + b_j f + c_j) \sin(2\pi f t) df \right). \quad (32)$$

10

この式は、係数 x_j , y_j , z_j , a_j , b_j , c_j について線形であり、積分は解析解を有する。図 14 はその解析解である。この式は一般的な式である。区間限界 $[L_j, H_j]$ に対していかなる制約も課していないため、これらの区間限界は連続している必要もなければ、重なることも可能である。従って、関数セグメントを不連続とすることが可能である。関数セグメントが連続である場合であっても、関数セグメントの傾きが一致するという制約は課されない。制約のない本定式化は広く適用可能である。

【0086】

解かれるべき未知数は、係数 x_j , y_j , z_j , a_j , b_j , c_j である。ここで、 $j = 1, \dots, N$ である。これらの未知数をベクトル $|d|$ として表わす。一旦、 $|d|$ についての値が推定されると、 $f(t)$ についての推定値は式 32 を使用して計算可能である。 $|d|$ の値を、 $f(t)$ の測定値と比較した二乗誤差の最小和を有する $f(t)$ の推定値のように、一つ以上の客観的基準を使用して求めることが可能である。式 32 は、係数 x_j , y_j , z_j , a_j , b_j , c_j について線形であるので、最小二乗誤差のような最小ノルム法を用いて未知数の解を求め得る。周波数区間の個数、及び各周波数セグメントの上限周波数及び下限周波数は、選択される値であるため、既知である。同様に、測定が行なわれる時間も既知である。これらの値は図 14 の式に代入され、得られた結果は、係数 x_j , y_j , z_j , a_j , b_j , c_j の各々に乗算された係数の集合となる。この係数の集合は矩形行列 $\|A\|$ を形成する。 $f(t)$ の測定値のベクトルを $|f|$ と表記する。結果として得られる行列方程式は式 33 で表わされる。

20

30

【0087】

【数 33】

$$\|A\| |d| = |f|. \quad (33)$$

当該技術分野の当業者には周知の行列解法を使用して、 x_j , y_j , z_j , a_j , b_j , c_j の値を含む $|d|$ の解を求めることが可能である。一つのそのような方法は、 $\|A\|$ に関してムーア-ペンローズ (Moore-Penrose) 型一般逆行列を使用することである。 $\|P\|$ を $\|A\|$ のムーア-ペンローズ型一般逆行列とすると式 34 が得られる。特異値分解は別の利用可能な方法である。

40

【0088】

【数 34】

$$\|P\| |f| = |d|. \quad (34)$$

測定時間及び周波数区間が予め設定され、かつ複数回再使用される状況では、一つの逆行列を計算する必要があるのみであり、計算量は著しく低減される。行列 $\|A\|$ は所定の $[L_j, H_j]$ 及び所定の測定時間に基づいたものとなり、前もって計算される。ムーア-ペンローズ型一般逆行列 $\|P\|$ を前もって計算しておき、後に使用するために、ハード

50

・ディスクまたは他の磁気媒体、或いはCD-ROMまたは他の光記憶媒体、或いは不揮発性RAMまたは他の電子記憶媒体を使用する計算手段の不揮発性メモリなどに保存する。 $\|A\|$ 及び $\|P\|$ を計算し、保存した後に、 $\|P\|$ についての値は読み出され、 $|d|$ を計算するのに利用可能である。式34を使用して、 $f(t)$ の測定値のベクトル $|f|$ についてのこのような計算が行われる時は常に、この処理が行われ、係数 x_j , y_j , z_j , a_j , b_j , c_j の値が即座に取得される。

【0089】

以下に説明するように、定式化は、各区間 $[L_j, H_j]$ の上限及び下限が全て同じ幅を有する場合に著しく簡略化されるが、必ずしも各区間の上限及び下限が同一の幅である、即ち等間隔である必要はない。測定時間を等間隔にするという制約はない。各区間の限界及び測定時間を選択することができる自由度があるため、チェビシェフ点(Chebyshev point)または拡張されたチェビシェフ点(expanded Chebyshev point)を使用するように不均一区間を選択することが可能である。 10

【0090】

二乗誤差の最小和以外の方法を使用して未知の係数の値を計算することが可能である。例えば、誤差の絶対値の最小和(LAV: Least sum of Absolute Value of errors)または非負の最小二乗(NNLS: Nonnegative Least Squares)が使用可能である。当該技術分野の当業者には周知のことであるが、変数の値に対して制約を課すようにLAVを実行することが可能である。NNLSの場合においてもそうである。このような制約は、線形関数セグメントを使用する場合に特に有用である。何故なら、これらのセグメントは、一つ以上のSDC関数、例えば $G(f)$ が決して負の値にならないという制約に容易に適合するからである。 20

【0091】

血流から得られるドップラー・スペクトルのようにスペクトルが連続である場合には、 j 番目の関数セグメントは関数セグメント $(j-1)$ に接続される必要がある。連続性が必要であるということは、 $(j-1)$ 番目の関数セグメントの終点が j 番目の関数セグメントの始点である必要があり、これは j 番目のセグメントの下限が $(j-1)$ 番目のセグメントの上限に等しくなることを意味する。従って、式35が区分的連続関数に対して成立する。

【0092】

【数35】

$$L_j = H_{j-1} \quad (35)$$

以下に示すように、この制約は、 c_j の値が a_{j-1} , b_{j-1} , c_{j-1} , H_j の値により決定されることを意味する。従って、 c_j は、2次関数セグメントが区分的連続である場合、独立変数ではない。

【0093】

血流のようなプロセスから得られるスペクトルは滑らかである。2次関数セグメントの間で滑らかな遷移が行なわれるためには、 $(j-1)$ 番目のセグメントの端部における傾きが j 番目のセグメントの傾きと一致する必要がある。以下に示すように、この制約によって b_j の集合は独立変数ではなくなる。 40

【0094】

以下の説明では、 a_j , b_j , c_j を例として使用するが、同一の説明が x_j , y_j , z_j にも適用される。関数で使用されている積分区間の始点において周波数についてのオフセットを含める。特定点を通過する j 番目の関数セグメントについての式は以下のようにして導出される。最低周波数の特定点及び最低周波数における振幅を、順序対 (L_j, β_j) を使用することにより指定する。 β_j は j 番目の関数セグメントの始点における振幅である。 j 番目の関数セグメントは固有の係数 a_j , b_j , 及び切片 c_j を有する。

【0095】

j 番目の関数セグメントの始点は (j - 1) 番目の関数セグメントの終点と同一の座標を有する。(j - 1) 番目の関数セグメントの終点を (H_{j-1}, e_{j-1}) とする。e_{j-1} は (j - 1) 番目の関数セグメントの終点における振幅である。j 番目の関数セグメントの始点は (j - 1) 番目の関数セグメントの終点である。以下の式は、区分的連続 2 次関数を使用して SDC 関数を表わす場合において、SDC 関数の j 番目の関数セグメントの振幅を与える。

【0096】

【数36】

$$G_j = a_j(f - H_{j-1})^2 + b_j(f - H_{j-1}) + c_j. \quad (36)$$

10

しかしながら c_j = e_{j-1} であるため、

【0097】

【数37】

$$G_j = a_j(f - H_{j-1})^2 + b_j(f - H_{j-1}) + e_{j-1} \quad (37)$$

が成立する。

【0098】

j = 1 の特別な場合では、始点は、前もって定義されている周波数 f_{1b} でゼロの振幅を有する。明らかに、e_k を与える漸化式が存在する。基本となる式は以下のようである。

20

【0099】

【数38】

$$e_j = a_j(H_j - H_{j-1})^2 + b_j(H_j - H_{j-1}) + e_{j-1}. \quad (38)$$

上式は、j 番目の関数セグメントの終点の高さがそれよりも前の終点の全ての高さの和に周波数区間 j の間に生じる高さの変化を加えたものとなるという論理的結果を示している。これまでの式を使用して、c_j を式 36 から消去すると式 39 が得られる。

30

【0100】

【数39】

$$G_j = a_j(f - H_{j-1})^2 + b_j(f - H_{j-1}) + \left(\sum_{p=1}^{j-1} ((H_p - H_{p-1})^2 a_p + (H_p - H_{p-1}) b_p) \right). \quad (39)$$

終点を結合させるこれらの式により区分的関数の間の連続性が確立される。区分的関数は区分的連続である。H_j に関する値は、これらの値が先見的に選択されるため、既知である。この一連の式において、自由変数は最初の (N - 1) 個の b_j 及び N 個の a_j のみである。

40

【0101】

(j - 1) 番目及び j 番目のセグメントの傾きがこれらのセグメントの接続点において一致するという制約を設ける。この制約によって j 番目のセグメントの始点での傾きがパラメータ b_j に等しくなる。各セグメントについての b_j はそれよりも前の関数セグメントについての係数の値にのみ依存する。つまり、各 b_j は a_j のそれよりも前の関数セグメントについての値にのみ依存するということである。b_j についての式は以下の式で表わされる。

【0102】

50

【数 4 0】

$$b_j = 2 \left(\sum_{q=2}^j (H_{q-1} - H_{q-2}) a_{q-1} \right). \quad (40)$$

最初の関数セグメントの場合、初期傾きはゼロである。これは、最初の関数セグメントは f 軸に接するように始まるからである。従って $b_1 = 0$ である。この状況は $j = 1$ の場合を検証することにより明らかになる。

【0 1 0 3】

10

【数 4 1】

$$G_1 = a_1 (f - H_0)^2. \quad (41)$$

式 4 0 を使用して式 3 9 から b を消去すると、式 4 2 が得られる。この式は、区分的連続 2 次関数セグメントの j 番目の関数セグメントを表わす一般式である。

【0 1 0 4】

【数 4 2】

$$G_j = \left(\sum_{p=1}^{j-1} (H_p - H_{p-1}) (-H_{p-1} + 2f - H_p) a_p \right) + a_j (f - H_{j-1})^2. \quad (42)$$

20

最後の関数セグメントの終点は周波数 H_N である。SD 関数はこの点でゼロになり、かつその傾きもゼロになる必要がある。これらの要求により、 $G(f)$ のような SDC 関数も、 H_N においてゼロ振幅及びゼロの傾きを有する必要がある。2つの境界条件が H_N において存在するが、自由変数 a_{N-1} が一つだけ残るため、別の自由度を除く必要がある。N 番目のセグメントの終点における傾き及び振幅を等しくする（両方をゼロにする）という境界条件についての式を設定すると、 a_{N-1} も自由変数ではないことが明らかである。従って、N 個の関数セグメントを有する場合、 $|a|$ の $(N-2)$ 個の値のみを求める必要がある。

30

【0 1 0 5】

これらの式は、等幅の関数セグメントを使用すると著しく簡略化される。関数セグメントの各々が等幅の周波数区間をカバーすると仮定する。最低基底周波数の値 H_0 を選択し、次いで、基底周波数の他の周波数について、基底周波数から段階的に増える増分インデックスの周波数 H_δ を選択する。

【0 1 0 6】

等幅の周波数区間は次式で表わされる。

【0 1 0 7】

【数 4 3】

$$H_{q-1} - H_{q-2} = H_\delta. \quad (43)$$

40

j 番目の 2 次関数セグメントについての一般式は式 4 4 のようになる。

【0 1 0 8】

【数 4 4】

$$G_j = H_\delta \left(\sum_{p=1}^{j-1} (-(2p-1)H_\delta + 2f - 2H_0) a_p \right) + a_j (f - H_0 - (j-1)H_\delta)^2. \quad (44)$$

50

未知変数は a_j である。これらの変数をベクトル $|a|$ として表わす。関数セグメントが接続される結節点における連続性を維持し、かつ傾きが一致するという制約が課される場合、 $|a|$ の $(N-1)$ 番目及び N 番目の値に関する値は独立変数ではなくなる。これらの変数は次式により表わされる。

【0 1 0 9】

【数 4 5】

$$a_{N-1} = \sum_{p=1}^{N-1} a_p (p-N), \quad (45)$$

10

【0 1 1 0】

【数 4 6】

$$a_N = - \left(\sum_{p=1}^{N-2} a_p (p-N+1) \right). \quad (46)$$

a_{N-1} 及び a_N を表わすこれらの式によって、最後の 2 つの係数が、最初の $(N-2)$ 個の係数によって完全に特定されること、従って、独立変数とはならないことが確認される。これらの値から最後の 2 つの関数セグメントが得られ、これらの関数セグメントは一緒になって作用して $G(f)$ の最終振幅をゼロにし、この場合、最後の 2 つの関数セグメントの結節点において滑らかな遷移を示すような形で傾斜がゼロになる。

20

【0 1 1 1】

$|a|$ の最初の $(N-2)$ 個の項による $(N-1)$ 番目及び N 番目の関数セグメントは次式により表される。

【0 1 1 2】

【数 4 7】

$$G_{N-1} = \sum_{j=1}^{N-2} \left(H_\delta \{ -(2j-1)H_\delta + 2f - 2H_0 \} a_j + \{ -H_0 - (N-2)H_\delta + f \}^2 a_j (j-N) \right), \quad (47)$$

30

【0 1 1 3】

【数 4 8】

$$G_N = \sum_{j=1}^{N-2} \left(-a_j \{ -f + NH_\delta + H_0 \}^2 (j-N+1) \right). \quad (48)$$

$F(f)$ 、 F_j 及び $|d|$ についても、同様な関係式が成立する。

【0 1 1 4】

【数 4 9】

$$F_j(f) = H_\delta \left(\sum_{p=1}^{j-1} \{ -(2p-1)H_\delta + 2f - 2H_0 \} x_p \right) + \{ -H_0 - (j-1)H_\delta + f \}^2 x_j, \quad (49)$$

40

【0 1 1 5】

【数 5 0】

$$F_{N-1} = \sum_{j=1}^{N-2} \left(H_\delta \{ -(2j-1)H_\delta + 2f - 2H_0 \} x_j + \{ -H_0 - (N-2)H_\delta + f \}^2 x_j (j-N) \right), \quad (50)$$

50

【 0 1 1 6 】

【 数 5 1 】

$$F_N = \sum_{j=1}^{N-2} \left(-x_j (-f + NH_\delta + H_0)^2 (j - N + 1) \right). \quad (51)$$

以上の式を式 2 3 に代入し、積分を実行し、(N-1) 番目及び N 番目の a_j 及び x_j を消去するための代入を行うと、式 5 2 が得られる。この式は $g(t)$ を近似する関数を表わす最終の式であり、この近似では、区分的に連続な等幅の 2 次関数セグメントを使用され、さらに結節点における傾きが等しく、かつ S D 関数の始点及び終点における傾き及び値がゼロになるように制約されている。式 5 2 は、変数 x_j 及び a_j について線形である $g(t)$ を計算するための一般公式である。

【 0 1 1 7 】

【 数 5 2 】

$$\begin{aligned} g(t) = E(t) \sum_{j=1}^{N-2} & \left(\frac{1}{8\pi^3 t^3} \left(\sin(2\pi(H_0 + (N-2)H_\delta))(-2N+2j) - 2(N-1-j)\sin(2\pi(H_0 + NH_\delta)) \right. \right. \\ & - 2\sin(2\pi(H_0 + jH_\delta)) + (4N-4j-2)\sin(2\pi(H_0 + (N-1)H_\delta)) \\ & + 2\sin(2\pi(H_0 + (j-1)H_\delta)) \Big) x_j \\ & + \frac{1}{8\pi^3 t^3} \left(2(N-j)\cos(2\pi(H_0 + (N-2)H_\delta)) + 2\cos(2\pi(H_0 + jH_\delta)) \right. \\ & + 2(N-1-j)\cos(2\pi(H_0 + NH_\delta)) + (-4N+4j+2)\cos(2\pi(H_0 + (N-1)H_\delta)) \\ & \left. \left. - 2\cos(2\pi(H_0 + (j-1)H_\delta)) \right) a_j \right). \quad (52) \end{aligned}$$

始点となる基底周波数 H_0 及び各周波数区間の幅 H_δ が既知であるように、測定が行われる時間は既知である。これらの代入を行なった後、未知の (N-2) 個の未知変数 a_j 及び (N-2) 個の未知変数 x_j の係数から構成される一連の式が得られる。これらの係数は抽出され、矩形行列 $\|A\|$ に格納することが可能である。 $\|A\|$ は M 行 2(N-2) 列の行列であり、この場合、

M は測定の回数であり、測定は時間 t_i ($i = 1 \cdots M$) に行われる。

【 0 1 1 8 】

N は関数セグメントの数である (基底周波数の数と同じ)。

最初の (N-2) 列が a_j の係数を含み、残りの (N-2) 列が x_j の係数を含むように、 $\|A\|$ を設定する。 $\|A\|$ の最初の (N-2) 列についての式が式 5 3 である。 $\|A\|$ の残りの (N-2) 列についての式が式 5 4 である。これらの式は、包絡関数が既知であることを仮定している。この仮定は、多くの場合に、例えば検査関数が連続正弦波形を表わすか、或いは他の既知の特性を有する場合に妥当である。解析対象の信号が検査機能によって変調されない場合、包絡関数を $E(t) = 1$ に設定し、本方法では、信号全体を分解し、検査信号の効果を取り除こうとすることはしない。

【 0 1 1 9 】

【数 5 3】

$$\begin{aligned}
 A_{i,j} = & \frac{1}{8} E(t_i) (2\cos(2\pi(H_0 + jH_\delta)t_i) - 2\cos(2\pi(H_0 + (j-1)H_\delta)t_i) \\
 & + 2(N-j-1)\cos(2\pi(H_0 + NH_\delta)t_i) \\
 & + 2(N-j)\cos(2\pi(H_0 + (N-2)H_\delta)t_i) \\
 & + (-4N+4j+2)\cos(2\pi(H_0 + (N-1)H_\delta)t_i)) / (\pi^3 t_i^3), \quad (53)
 \end{aligned}$$

【0 1 2 0】

10

【数 5 4】

$$\begin{aligned}
 A_{i,j+N-2} = & \frac{1}{8} E(t_i) (-2(N-j-1)\sin(2\pi(H_0 + NH_\delta)t_i) \\
 & - 2\sin(2\pi(H_0 + jH_\delta)t_i) + \sin(2\pi(H_0 + (N-2)H_\delta)t_i))(-2N+2j) \\
 & + (4N-4j-2)\sin(2\pi(H_0 + (N-1)H_\delta)t_i) \\
 & + 2\sin(2\pi(H_0 + (j-1)H_\delta)t_i)) / (\pi^3 t_i^3). \quad (54)
 \end{aligned}$$

a_j の（現時点で未知の） $(N-2)$ 個の値を $|a|$ として表わし、 x_j の（現時点で未知の） $(N-2)$ 個の値を $|x|$ として表わす。ベクトル $|d|$ は、 $|a|$ を $|x|$ の上に積み重ねた構成であるため、 $|d|$ は未知変数 a_j ($j=1, \dots, N-2$)、それに引き続く未知変数 x_j ($j=1, \dots, N-2$) を含む。前述したように、例えばムーアペンローズ型一般逆行列を使用して、 $|d|$ の値を求めることが可能である。

20

【0 1 2 1】

図 1 5 ～ 図 2 3 は、上述の方法を例示している。この例では、比較的少ない 20 回の測定及び 7 個の 2 次関数セグメントを使用する。図 1 5 は、図 1 6 に示す行列 $\|A\|$ を計算するために使用するパラメータを列挙している。その $\|A\|$ のムーアペンローズ型一般逆行列を図 1 7 に示す。 $|d|$ の値を $f(t)$ の測定値から計算するために必要なのは $\|P\|$ のみである。例において使用する $g(t)$ の 20 個の値は、図 1 9 に示す $G(f)$ 及び $F(f)$ を使用して計算した。計算が無事に行なわれると、図 1 9 に示す関数 $G(f)$ 及び $F(f)$ に近い推定関数 $G(f)$ 及び $F(f)$ が生成される。図 1 8 は $g(t)$ を生成するために使用される包絡関数を示している。 $g(t)$ を測定値が採取された点と共に図 2 0 に示す。図 2 1 は、包絡関数の効果を取り除いた後の $g(t)$ の振る舞いを示している。図 2 1 の外見とは異なり、この関数の周期は図示した周期よりも遥かに長い。2 MHz の信号の明白な周期性は、 $g(t)$ 及び $f(t)$ の基礎となるスペクトルの範囲が狭いことにより生じる。

30

【0 1 2 2】

$|a|$ 及び $|x|$ の値は、 $\|P\|$ を $g(t)$ の測定値のベクトルに乗算することにより計算された。結果として得られる推定による SDC 関数 $G(f)$ 及び $F(f)$ を図 2 2 及び図 2 3 に、実際の $G(f)$ 及び $F(f)$ と共に示す。各図では、推定値が実際の関数値に非常に近いため一本の線しか示されていない。推定 SDC 関数が実際の SDC 関数に一致することにより、推定 SDC 関数が実際の SDC 関数に一致することはトートロジーである。

40

【0 1 2 3】

この例は本発明の幾つかの重要な特徴を示しており、これらの特徴によって本発明が他の方法発明とは明らかに異なることが分かる。(1) 予め計算されている $\|P\|$ を使用すると、スペクトルの計算における乗算及び加算の回数が少なくなる。これは、記憶容量を気にせずに計算を行うことが可能であること、さらに高速で計算を行うことが可能であることを意味する。計算では、計算精度が 15 桁以上程度の精度を必要とする場合と同一の

50

サイズに近い数字が使用される。(2)例では、比較的少ない回数の測定を使用してスペクトルを区別した。(3) $\|P\|$ のサイズは測定の回数とともに線形的に増加するため、予め計算されている $\|P\|$ を使用すると、より多くの回数の測定に伴う計算コストは線形的に増加するのみである。(4) $\|P\|$ のサイズは測定の回数とともに線形的に増加するため、予め計算されている $\|P\|$ を使用すると、より多くの基底周波数(関数セグメント)の使用に伴う計算コストは線形的に増加する。(5) 振幅、SD 関数及びSDC 関数は、有理型の実数値関数及び有理型の実数値連続関数の使用を含む形で有理関数を直接に使用して計算される。

【0124】

線形代数を使用する例示の求解法では、使用可能な基底周波数の数に実用的な制限を設ける。使用対象の基底周波数から直交基底関数が生成されないように構成しておく。従って、 $\|A\|$ は基底周波数が更に加わると益々特異になり、これによって、デジタル化誤差が $|f|$ に含まれる場合、問題は益々不良設定問題となる傾向にある。しかしながら、以下に説明する本発明による他の変形例は、 $\|A\|$ が益々特異になる問題を解決する。

【0125】

等幅の区分的連続2次関数セグメントを使用する場合、SDC 関数は式55を使用して計算可能である。式55では a_j が使用されており、 $G(f)$ が計算されている。式55に x_j を代入すると、 $F(f)$ を計算することになる。式55は、図22及び図23の分布を計算するのに使用されていた。

【0126】

【数55】

$$d(f) = \left(\sum_{j=1}^{N-1} \text{Heaviside}(f - H_0 - (j-1)H_\delta) \text{Heaviside}(H_0 + jH_\delta - f) \right. \\ \left. \left(H_\delta \left(\sum_{p=1}^{j-1} (-(2p-1)H_\delta + 2f - 2H_0) a_p \right) + a_j (f - H_0 - (j-1)H_\delta)^2 \right) \right) + \\ \text{Heaviside}(f - H_0 - (N-1)H_\delta) \text{Heaviside}(H_0 - f + NH_\delta) \\ \left(\sum_{j=1}^{N-2} (- a_j (H_0 - f - NH_\delta)^2 (j+1 - N)) \right). \quad (55)$$

等幅の区分的連続2次関数セグメントを使用するために必要な式を図24に要約する形で示す。前述したように、2次関数以外の関数を使用してもよい。図25は、等幅の区分的連続関数セグメントを使用するために必要な式を要約する形で示している。これらの図に列挙されている関数は本発明の一般的な方法を使用する例であり、その一般的な使用を明示している。前述したように、これらの関数は、等幅である必要もなければ、連続的である必要もなければ、或いは多項式である必要もない。図4において使用されている基底関数はB-スプライン関数である。使用可能な他の関数としては、三角関数及び指数関数を含む関数が挙げられる。

【0127】

測定値は必ず、所定の精度でデジタル化される。関数の実際値は既知ではないため、デジタル化によって誤差が生じる。実際値に代わる利用可能な値は、測定精度限界によって規定される領域の中心に移動させられている。これらの領域は離散領域であり、これらの離散領域の内部に、測定値がデジタル化プロセスの間に格納される。測定値が格納されるこれらの領域はデジタル区分(digitization bins)である。実際値のデジタル区分へのシフトの様子は図26に示され、この図は、デジタル区分が4個である場合を示している。実線は3つの離散周波数から成る関数のプロットの一部である。十字印は選択された測定時間における実際値である。円形印は4個のデジタル区分を設ける場合に生じるデジタ

10

20

30

40

50

ル値である。SD関数は必ず、デジタル化されたデータから計算される。デジタル化データは実際の関数の値の近似値であり、更に所望のSD関数は実際の関数を生成した関数である。本発明はデジタル化データを使用して実際のSD関数を推定する手段を含む。

【0128】

上述した方法では、デジタル化された $f(t)$ の測定値を精度良く推定するSD関数を生成する。再生値は $f(t)$ のデジタル値であり、SD関数は下限基底周波数及び上限基底周波数により範囲を規定された関数である。デジタル化データを使用する場合、デジタル化された $f(t)$ に対する推定SD関数は、デジタル化プロセスの精度が向上すると実際の（デジタル化されていない） $f(t)$ のスペクトルに益々近くなる。デジタル化プロセスの精度が向上すると、測定誤差は低減され、問題の不良設定化が緩和される。上述した方法では、デジタル化誤差が極端に大きい場合であっても、関数の周波数が既知である特殊な場合のSD関数を精度良く推定する。この機能は図27～図29に示される。これらの3つの図は、実際の関数の値及び推定関数の値を示しており、図27は、最小二乗誤差の和を最小化することによって係数を計算した場合であり、図28は、最小絶対値誤差の和を最小化することによって係数を計算した場合である。図29は、最小二乗誤差及び最小絶対値誤差の両方に関する結果を実際の関数データ及びデジタル化関数データと一緒に示している。図示の推定結果は、デジタル化データを使用して、例示の4つのデジタル区分から計算されている。

10

【0129】

通常、着目する関数を構成する周波数は既知ではなく、推定値と測定（デジタル化された）値との間の適合度の幾つかの客観的測度を最小化する手法とは異なる手法が必要である。デジタル化プロセスによって $f(t)$ の測定値が実際値（未知の値）から区分の中心に対応する値に移動するが、データが格納されるこれらの区分は、その区分の個数及び合計測定範囲の最小値及び最大値により特定される上限しきい値及び下限しきい値によって範囲が規定される。デジタル化プロセスの主要結果は、測定値がほとんど必ず、実際値よりも大きい値、または小さい値のいずれかにシフトしてしまっているということである。これらのシフトによって誤った周波数が測定データに取り込まれ易くなる。客観的測度を使用してデジタル値と推定値との間の差を最小化するスペクトル分解法では、それ（デジタル化データ）に付与されるデータについて、着目する実際の関数ではなく、SD関数を計算する。既に設けられたステップに加える形でステップが実行されない限り、データがデジタル化プロセスによって著しく破損すると、結果として得られるスペクトルはデジタル化されていないデータのスペクトルをほぼ表わさない。

20

30

【0130】

デジタル化に対していかなるステップも考慮しない場合において、デジタル化誤差を含んで計算された $G(f)$ 及び $F(f)$ の例を図30及び図31に示す。これらの関数が $f(t)$ の実際値ではなくデジタル値に基づいていることを除けば、これらの図は、図22及び図23と同一のデータに基づいたものであり、かつ同一の $\|P\|$ が使用されたものである。デジタル化データのスペクトルを使用して、測定されたデジタル化データの推定値を計算することが可能であり、その推定値は実際のデジタル値と同一であり、計算によってデジタル化データについて正しいスペクトルが推測されることが確認され、一方、デジタル化データのスペクトルがデジタル化された基礎となる関数のスペクトルを表わしていないことも確認された。

40

【0131】

デジタル化データをディザリングすると結果は改善されるが、ディザリングだけでは不十分な場合が多い。デジタル化したデータを処理する場合には他のステップが必要である場合が多い。

【0132】

デジタル区分の個数を増やすと結果は改善される。しかしながら、適切な電子部品のコスト及び可用性によって、現実的に増やせる個数は大きく制限される。デジタル区分の個数を増やすことに加えて他のステップが必要になる場合が多い。

50

【0133】

本発明の一つの態様では、デジタル化誤差が存在する状況下でSD関数及びSDC関数を誤差吸収関数（error absorbing functions）を使用することにより推定する。デジタル化によって、 $f(t)$ の測定値には実際に生じるよりも急峻な変化が生じる。これらの急峻な変化は、周波数領域のこれらの変化自体が実際の $f(t)$ には存在しない周波数を紛れ込ませる原因となっていることを示している。誤差吸収関数は、実際の $f(t)$ に含まれる周波数の外側で有効となり、かつデジタル化によって付加される誤った周波数の少なくともかなりの部分を表わす関数である。誤差吸収関数の一つの例では、基底関数に対して一つ以上のSDC関数またはSD関数を含み、追加の関数の周波数を選択してこれらの周波数が実際の $f(t)$ の区間の外側に位置するようにする。例えば、吸収関数の始点における周波数は、実際の $f(t)$ について推測される最高基底周波数の数倍、例えば2倍以上とすることが可能である。誤差吸収関数をSDC関数またはSD関数に使用する関数形と同一の関数形を使用して設定した場合は、同一の客観的測度を使用して解を計算すればよい、例えば最小二乗誤差の和、またはLAVを最小化すればよい。誤差吸収関数をディザリングのような他の方法と連動させて使用することが可能である。

10

【0134】

本発明の別の態様では、SD関数及びSDC関数を、デジタル化誤差が存在する状況下で、SD関数またはSDC関数を使用することにより推定するが、SD関数またはSDC関数は一つ以上の特性を有し、これらの特性は客観的測度を使用して調整する、例えば特性を最小化する、または最大化することにより調整することが可能である。調整対象の特性は有用な幾何学的解釈を含んでいてもよいが、そのような解釈は必ずしも必要ではない。特性の調整の一つ以上の制約を課してもよい。以下に、本発明のこの態様を示す幾つかの例を挙げる。本態様は、デジタル区分の個数が非常に少ないため、誤った結果が生成されてしまい、かつディザリングによって正しい結果が得られない場合に、特に有用である。

20

【0135】

図30及び図31に示すように、デジタル化によって著しく破損したデータを使用して計算されるSDC関数は、 $G(f)$ が必ず非負である状態ではないので、正しくないことが分かる。 $G(f)$ は厳密に非負である必要がある。何故なら、 $G(f)$ は位相角の余弦に基づく関数であり、かつ余弦関数が偶関数であるからである。従って、本発明の一つの態様では、SD関数を計算するが、この計算は、一つ以上のSDC関数またはSD関数が厳密に非負となるように計算結果に制約を付けることにより行なわれる。

30

【0136】

例えば、 $G(f)$ を等幅の区分的連続2次関数セグメントを使用してモデル化する場合、式56は a_j についての制約を表わす一般式であり、この制約によって $G(f)$ は決して負になることはない。合計 $(N-2)$ 個の制約に対して $j=2, \dots, N-1$ とするだけでよい。何故なら、これらの制約が満たされると、最初の関数セグメント及び最後の関数セグメントもまた強制的に非負になるからである。

【0137】

【数56】

40

$$\begin{aligned}
 & -\frac{1}{a_j} \text{Heaviside}(a_j) \text{Heaviside} \left(-\frac{1}{2} \frac{\sum_{q=1}^{j-1} (2a_q)}{a_j} \right) \text{Heaviside} \left(\frac{1}{2} \frac{\sum_{q=1}^{j-1} (2a_q)}{a_j} + 1 \right) \\
 & \times \left(-2 \left(\sum_{p=1}^{j-1} a_p p \right) a_j - \left(\sum_{p=1}^{j-1} a_p \right) a_j - \left(\sum_{p=1}^{j-1} a_p \right)^2 + 2j \left(\sum_{p=1}^{j-1} a_p \right) a_j \right) \leq 0. \quad (56)
 \end{aligned}$$

50

式 5 6 は、関数の最小値を表わす式であり、この関数の最小値は、関数セグメントが $G(f)$ に対するセグメントの影響を示すために定義される区間の内側に位置する必要がある。 $G(f)$ を線形セグメントとしてモデル化する場合は、 $G(f)$ についての非負制約は式 5 7 により表わされる。

【0138】

【数 5 7】

$$-\left(\sum_{p=1}^j a_p\right) \leq 0. \quad (57)$$

10

S D 関数及び S D C 関数は幾何学的特性を有する。幾何学的特性は、サイズ、寸法、長さ、面積、形状、及び曲率のような測度により影響を受ける特性である。例えば、デジタル化した $f(t)$ についての図 3 0 及び図 3 1 に示す S D C 関数は実際の $f(t)$ についての S D C 関数よりも遥かに大きな振幅を有する。同様に、 $G(f)$ 及び $F(f)$ と、周波数軸とによって規定される（囲まれる）面積は、デジタル化データの場合の方が非デジタル化データの場合よりも遥かに大きい。スペクトル成分関数 $G(f)$ または $F(f)$ の規定面積とは、周波数軸と周波数軸の上方の曲線との間の面積に、周波数軸と軸の下方の曲線との間の面積の絶対値を加えた合計面積のことである。規定面積は幾何学特性である。何故なら、この面積は S D C 関数の面積及び形の影響を受けるからである。関数のピーク及び谷の高さ、及びこのようなピーク及び谷の個数も幾何学特性である。

20

【0139】

曲率は幾何学特性である。曲率は、S D 関数、S D C 関数または振幅関数の 1 階の導関数及び高階の導関数である一つ以上の関数の任意の組み合わせである。区分的連続 2 次関数セグメントを使用する場合の一つのタイプの曲率は、係数 $|a|$ 及び $|x|$ のベクトルの大きさの二乗である。この曲率の測度は 2 次曲率と呼ばれ、2 次関数セグメントの 2 階の導関数の二乗の和である。

【0140】

相似 (similarity) は別の幾何学特性である。相似は、2 つ以上の S D C 関数を、第 1 S D C 関数及び第 2 S D C 関数のパラメータが相互に関連するように特徴付けるパラメータの一つ以上の関数の任意の組み合わせである。例えば、 $G(f)$ 及び $F(f)$ を定義するパラメータの間の差の二乗は相似である。 $G(f)$ 及び $F(f)$ を、上述した区分的連続 2 次関数セグメントを使用して特徴付ける場合、 $|a|$ 及び $|x|$ の該当する要素の間の差の二乗の和は相似を使用する別の関数である。幾何学的解釈は、相似特性が、2 つ以上の S D C 関数の間での同様な形状、同様な傾き、または傾きの同様な変化に関連付けることである。

30

【0141】

本発明の別の態様では、幾何学特性の一つ以上の測度を調整しながら一つ以上の S D C 関数または S D 関数を計算する。例えば、本発明の本態様によれば、S D C 関数または S D 関数のうちの一つ以上の関数の弧長は、弧長測度が、例えば最小化されることにより一つ以上の客観的測度を満たすように計算可能である。同様に、本発明の本態様によれば、S D C 関数のうちの一つ以上の関数または S D 関数の規定面積の一つ以上の測度を調整して、面積測度が、例えば最小化されることによって一つ以上の客観的測度を満たすように、一つ以上の S D C 関数または S D 関数を計算することが可能である。同様に、本発明の本態様によれば、S D C 関数のうちの一つ以上の関数または S D 関数の規定面積の一つ以上の測度を調整して、曲率が、例えば最小化されることによって一つ以上の客観的測度を満たすように、一つ以上の S D C 関数または S D 関数を計算することが可能である。

40

【0142】

幾何学特性を調整しながら S D C 関数または S D 関数を計算する操作は、種々の技法を

50

使用して実行可能である。一つの技法では、幾何学特性の測度を最小化する、例えば関数の弧長、規定面積、または曲率の測度を最小化する。G (f) が均等幅の連続 2 次関数セグメントに基づく場合、合計弧長の測度を記述する一つの表現式は式 5 8 である。a_j を x_j に置き換えれば、同一の式から F (f) に関する合計弧長の測度が計算される。

【 0 1 4 3 】

【数 5 8】

$$\frac{3}{4} \frac{\sum_{j=1}^N m_j(f)}{H_\delta^3} = 5 \left(\sum_{j=1}^{N-2} a_j \left(\sum_{j=1}^{N-2} a_j (-N+j) \right) + 2 \left(\sum_{j=1}^{N-2} a_j (-N+j) \right)^2 \right. \\ \left. + 4 \left(\sum_{j=1}^{N-2} a_j \right)^2 + \left(\sum_{j=1}^{N-2} \left(3 \left(\sum_{k=1}^j a_k \right) \left(\sum_{q=1}^{j-1} a_q \right) + a_j^2 \right) \right) \right). \quad (58)$$

10

式 5 8 は合計弧長の二乗に基づいており、周波数増分 H_δ のような定数項を有していたが、右辺では消去した。従って、この式は、合計弧長というよりは寧ろ、S D C 関数の合計弧長の測度を表わす。この式の構造は基底周波数に使用する周波数には依存しない。例えば、N = 5 の場合、以下の式が G (f) の合計弧長の測度となる。

【 0 1 4 4 】

【数 5 9】

$$\frac{3}{4} \frac{m_1(f) + m_2(f) + m_3(f) + m_4(f) + m_5(f)}{H_\delta^3} = 5(a_1 + a_2 + a_3)(-4a_1 - 3a_2 - 2a_3) \\ + 2(-4a_1 - 3a_2 - 2a_3)^2 + 4(a_1 + a_2 + a_3)^2 + a_1^2 + 3(a_1 + a_2)a_1 + a_2^2 \\ + 3(a_1 + a_2 + a_3)(a_1 + a_2) + a_3^2. \quad (59)$$

20

式 5 8 は、その勾配を係数 a_j の各々に関して計算し、そしてゼロに等しくなるように設定すると最小になる。式 5 8 は係数が 2 次であるので、各係数に関する勾配は a_j について線形となる。例えば、N = 5 の場合、勾配は式 6 0 で表される。同一の式が F (t) についても存在するが、これらの式では a ではなく変数 x が使用される点が異なる。

30

【 0 1 4 5 】

【数 6 0】

$$[46a_1 + 30a_2 + 13a_3 = 0, \quad 30a_1 + 22a_2 + 10a_3 = 0, \quad 13a_1 + 10a_2 + 6a_3 = 0]. \quad (60)$$

勾配の式は線形であるため、これらの式は、以前に使用した線形回帰行列に、または L A V のような他の計算方法に追加行として含めることが可能である。|| A || の追加行に使用する値は、弧長測度のヘシアン (Hessian) である。例えば、N = 5 の場合、ベクトル | a | に乗算する列についての追加行は以下のように表される。

40

【 0 1 4 6 】

【数 6 1】

$$\begin{pmatrix} 46 & 30 & 13 \\ 30 & 22 & 10 \\ 13 & 10 & 6 \end{pmatrix}. \quad (61)$$

ベクトル | f | における追加行は、G (f) または F (f) の基礎となる構造に基づく幾つかの (非負) 値を有する、または | f | における追加行をゼロに等しくなるように設

50

定して、推定による $|f|$ と測定による $|f|$ との間の二乗誤差を最小化すると同時に、 $G(f)$ 及び $F(f)$ の合計弧長を小さくすることによって、 $|a|$ 及び $|x|$ の値を計算することが可能である。勾配を表わす行の数は、 $G(f)$ 及び $F(f)$ をモデル化するように選択される 2 次関数セグメントの個数により制限される。勾配を表わす行の数は必ず、測定データに基づく行の数よりも遥かに小さい必要がある。勾配を表わす行の影響は、各行に定数を乗算することによりスケーリングすることが可能である。

【0147】

上記の例では、弧長を幾何学特性として使用した。規定面積、曲率及び相似のような他の幾何学特性を使用することも可能である。これらの特性の測度からは 2 次式も生成され、定数項を有するヘシアン行列が生成される。

10

【0148】

S D C 関数を最小二乗誤差を使用して計算し、かつ弧長測度についての行、または 2 次の指標を有する他の幾何学特性を設けてゼロに等しくするように設定する場合、結果として得られる S D C 関数はデジタル化されていない S D C 関数の一般形を有するが、その曲線は実際の S D C 関数よりも遥かに平坦である。更に多くの関数セグメントを設けると、実際の関数の概略が一層明確になり易くなるが、得られる結果は依然として近似である。これらの近似結果は高速に計算される。何故なら、行列 $\|P\|$ は予め計算しておき、後で使用するために保存しておくことが可能であるからである。これらの近似結果は、S D C 関数及び S D 関数について更に高度な計算を行なう際の有用な出発点となる。

【0149】

20

S D C 関数及び S D 関数を特徴付けるパラメータの値は、上記の弧長測度の勾配を表わす式のような、勾配を表わす式から計算可能である。等幅の連続 2 次関数セグメントを使用する場合の $|a|$ 及び $|x|$ のようなパラメータを、勾配を表わす式を使用して計算する場合、S D C 関数は系統だてて変化する傾向を示し、これは改良型 S D C 関数及び S D 関数をパラメータの開始値から計算する場合に便利である。

【0150】

一般的に、 $|f|$ において使用される $G(f)$ 及び $F(f)$ の勾配項の値は既知ではなく、得られる結果は、推定によるスペクトル成分関数であり、これらの成分関数は極めて小さく、かつ極めて平坦な振幅を有する。しかしながら、得られる結果は追加ステップの開始点として使用可能であり、追加ステップを実施して結果を改善することが可能である。

30

【0151】

上述したように、S D C 関数及び S D 関数の他の幾何学特性を、弧長測度に加えて使用することが可能である。S D C 関数及び S D 関数の規定面積はこのような幾何学特性の一つである。図 34 は、区分的連続な等幅の 2 次関数を基底関数として使用する場合の $G(f)$ の規定面積測度を表わす式である。これらの式は、 $G(f)$ と周波数軸との間の二乗面積に基づき、かつ 2 次式である。式 62 は $N=5$ の場合の例である。

【0152】

【数 62】

$$MA_{s_{1..5}} = 251a_3a_1 + 158a_3a_2 + 33a_3^2 + 673a_1^2 + 738a_2a_1 + 217a_2^2. \quad (62)$$

40

勾配項は $|a|$ について線形であり、かつ弧長測度に対して行なわれた最小二乗誤差の計算、または L A V のような他の計算方法に含めることが可能である。行列 $\|A\|$ の追加行は弧長測度のヘシアンである。例えば、 $N=5$ の場合、ヘシアンは以下のように表わされる。

【0153】

【数 6 3】

$$\begin{pmatrix} 1346 & 738 & 251 \\ 738 & 434 & 158 \\ 251 & 158 & 66 \end{pmatrix}. \quad (63)$$

面積測度を表わす式に対して、 $F(f)$ についても同様な式が存在し、その式は a が x に置き換わることを除いて $G(f)$ についての式と同一である。

【0 1 5 4】

弧長及び規定面積の非負性及び測度は、SDC関数及びSD関数の特徴の2つの例であり、これらの特徴を使用して計算結果に制約を課することが可能である。これらの特徴に加えて他の特徴を使用することが可能であるが、他の特徴としては、例えば傾き、モードの数、モードのピークの間の関係または谷の間の関係、曲率、相似、及び他の幾何学特性に基づく特徴が挙げられる。

【0 1 5 5】

デジタル化プロセスによって $f(t)$ のデジタル値が得られるが、 $f(t)$ の実際値はデジタル値が含まれるデジタル区分の内側のどの位置にも存在可能である。一つの区分の内側の値の確率分布は一様であり、全ての値は等しい確率で正しい。その結果、一つの値が他の値よりも優先されるという理由は存在しない。本発明の一つの態様では、SDC関数及びSD関数を、計算結果に制約を付けてデジタル値の所定の境界の内側に収まる $f(t)$ の計算推定値を生成することにより計算する。特に有用な一連の境界は、複数のデジタル区分の各々についての上限及び下限である。この手法は、パラメトリック法における最小二乗推定のような標準の最小二乗推定とは対照をなす。パラメトリック法では、実際値と推定値との二乗誤差が最小化されるが、予測結果に制約を付けて結果がデジタル化プロセスの精度に基づく所定の境界の内側に収まるような操作は行なわれない。フーリエ解析法では、例えばフーリエ級数においてデータを三角多項式に最小二乗法によりフィッティングするように、データを関数に最小二乗法の意味でフィッティングするが、この操作は、本発明の態様、すなわち、結果を境界の内側に収める必要があるが、結果を偏らせて境界の内側の任意の特定値に近接させるということを行わない本発明の態様とは対照をなす。

【0 1 5 6】

$f(t)$ についての測定値はデジタル化されており、かつ実際（デジタル化されていない）値は既知ではない。しかしながら、 $f(t)$ についての複数のデジタル値の各々は既知の下限及び上限を有する。複数のデジタル値の各々は一つのデジタル区分の一つの構成要素であり、このデジタル区分は明確に定義された下限値及び上限値を有し、 $f(t)$ の特定値についての推定値は全て、制約による下限値と上限値との間に存在する必要がある。 $f(t)$ の複数の測定値の各々についての制約の全てを一括して検討する場合、一連のデジタル区分制約が存在する。

【0 1 5 7】

デジタル区分制約及び非負制約は、弧長、規定面積、曲率または相似のような幾何学特性の測度のうちの一つを最小化するという一般的目的と組み合わせることが可能である。スペクトル成分関数をモデル化するために等幅の区分的連続2次関数セグメントが使用されていると仮定すると、図33、図34、及び図35の式を、個々の式を使用することにより、或いは複数の式をまとめて加算することにより、最小化されるべき目的関数に組み込むことが可能である。図33、図34、及び図35の式の全てが a_j 及び x_j について凸であるため、一意的な大局的最小値 (global minimum) がこれらの式の各々について存在し、局所的最小値 (local minimum) はまた大局的最小値になる。これらの式は、図36の目的関数の式のように、最小化されるべき単一の目的関数に組み込まれ得る。この式も a_j 及び x_j について凸である。何故なら、凸関数の和はまた凸関数であるからである

10

20

30

40

50

。

【0158】

本発明の別の態様では、をデジタル化データから、周波数領域の少なくとも一部に渡って連続である一つ以上の関数を最小化する、或るいは最大化することにより、スペクトル密度を計算する。本発明の更なる態様では、このような最小化または最大化において、一つ以上の凸関数（最小化の場合）または一つ以上の凹関数（最大化の場合）を目的関数としてSDC関数またはSD関数の計算に使用する。凸関数を目的関数としてSDC関数またはSD関数の計算に使用する操作は、デジタル化誤差が $f(t)$ の測定値に存在する場合に特に便利である。非凸関数とは異なり、凸関数は一意的な大局的最小値を有し、これらの大局的極小値はまた関数の局所的極小値でもある。これらの特性によって、凸関数の最小値の検出が非凸関数の最小値の検出よりも遥かに容易になる。 $G(f)$ または $F(f)$ の特性を定義する関数を最小化する代わりに、関数を最大化することが可能である。関数を最大化する場合、凹関数は同一の一意的な大局的最大値及び局所的最大値を有するので、凹関数を使用すると便利である。

10

【0159】

本発明の別の態様では、一つ以上の目的関数を制約に従って最小化する、或いは最大化することによりSDC関数及びSD関数を計算する。このような制約では、デジタル区分制約もしくは非負制約を使用するか、或いはデジタル区分制約及び非負制約の両方を使用する。デジタル区分制約を使用すると特に好都合である。例えば、目的が $G(f)$ の弧長測度を最小化することであり、かつデジタル区分制約が存在しない場合、最短の長さは周波数軸に沿って最低基底周波数と最高基底周波数との間に延びる直線である。デジタル区分制約が含まれる場合は、 $f(t)$ の複数の値のうちの一つ以上が非ゼロであると、 $G(f)$ 及び $F(f)$ のうちの一つ以上が非ゼロでなければならない。

20

【0160】

各測定に対して、2つのデジタル区分制約が存在する。すなわち、各推定値は区分の該当する最小値よりも大きくななければならないこと、及び各推定値は区分の該当する最大値よりも決して大きくなってはならないことである。測定回数が増えると、 $G(f)$ 及び $F(f)$ が有することが可能な形状及び寸法が益々制限される。

【0161】

デジタル化されていない $f(t)$ についての実際の $G(f)$ 及び $F(f)$ を近似する $G(f)$ 及び $F(f)$ への収束は、実際の下限周波数 f_L 及び上限周波数 f_H を特定することにより容易になることが多い。これらの限界を検索する操作は、実際の限界よりも広いと分かっている限界から開始し、デジタル区分制約を満たし、かつ目的関数を最小化する $|a|$ 及び $|x|$ を検索することから開始され得る。このような検索は、 $G(f)$ がゼロよりも小さい値を有することを禁止する非負制約を設けることにより容易になる場合が多い。

30

【0162】

$G(f)$ 及び $F(f)$ のピークの数は一見的に知り得るか、或いは非負制約を使用する場合には初期計算の間に決定され得る。 $G(f)$ のピークの数 $F(f)$ のピークの数に等しいことが分かっている場合、 $F(f)$ のピーク数は初期計算を使用して決定可能である。本発明の方法は、 $G(f)$ のピーク数を正しく特定する解に高速に収束する。 $F(f)$ のピーク数が既知になると、 $F(f)$ が設定された数のピークを有するように制約を設けることが可能である。このような制約を使用して、 $G(f)$ が特定数のピークを有するようにさせることも可能である。同様に、制約を課して特定数の谷を $G(f)$ 、 $F(f)$ 、またはこれらの関数の両方に含ませることが可能である。

40

【0163】

一般的に、目的関数の制約された最小値または最大値を検出するには、数値計算法を用いなければならない。非負制約は凸関数または単調関数として定式化することが可能である。 $G(f)$ 及び $F(f)$ のピークまたは谷の数に関する制約は凸関数または単調関数として定式化することが可能である。デジタル区分制約は凸関数または単調関数として定式

50

化することが可能である。目的関数は、上記において行われたように２次関数として定式化することが可能である。従って、解決すべき問題は凸計画問題である。２次計画、ペナルティ関数、バリア関数、及びラグランジュ法に基づく方法を含む多くの方法が存在し、周知である。ペナルティ関数法及びバリア関数法は、ＳＤ関数を本発明の方法を使用して推定する操作に関連する問題を解くために特に適している。

【０１６４】

式２４の包絡関数 $E(t)$ の関数形は知り得る、パラメータの値は知り得ない。例えば、ガウス・パルス（式２）を使用してもよいが、そのパラメータの正確な値は知り得ない。包絡関数のパラメータを定量化することは、ＳＤ関数またはＳＤＣ関数のパラメータが定量化されると、可能である。

10

【０１６５】

以下の説明では、例示のために特定の医療機器用途に適用した場合に関して説明する。当然のことであるが、本発明は、説明される特定の医療機器用途以外の用途にも容易に適用し得るものである。例えば、ヒト以外の生体組織または医療以外の用途に適用し得る。これも当然のことであるが、本発明は、説明され、かつ図示された構成以外の構成により実行されてもよい。例えば、計算のために使用する手段は、複数の機能ユニットを、説明した構成以外の構成により組み合わせても、或いは分離してもよい。別の例として、計算シーケンスを、説明したシーケンスと異なるシーケンスで実行してもよい。別の例として、独立変数を周波数以外の量にしてもよい。

【０１６６】

20

好適な実施形態の一般的な手法は２つのステップから成る。

（１）問題を設定する。

（２）問題を解く。

【０１６７】

本発明は、これらのステップの両方に対して新規かつ有用な手段を含む。

好適な実施形態では、次式により定義される制約付き目的関数を最小化する。

【０１６８】

【数６４】

$$COF = \frac{OF}{\lambda} + CVV + NCV + PCV. \quad (64)$$

30

上式において、

$$QF = |d| \|Q\| |d|$$

注記：これは $G(f)$ 及び $F(f)$ の幾何学特性の測度を備える目的関数の代数的に等価な形である。

【０１６９】

上式において、

Q：目的関数のヘシアン $1/2$

λ は、 $|d| \|Q\| |d| / \lambda$ を適切な大きさにするスケール因子である。 λ は $|d|$ の最新の推定値を使用して計算される。全ての制約を満たす方向に解を動かすことから計算を開始するために、COFの値に対するOFの影響を λ の値を使用することにより小さくすることが可能である。この λ の値によって、 $|d| \|Q\| |d| / \lambda$ がCVV、NCV、及びPCVの大きさに比べて小さい値を有するようになるが、 λ の値の使用は、CVV、NCV、及びPCVの値が制約が満たされることによって小さくなり始めるまで行なわれる。更に好ましくは、 λ の値を $|d|^T \|Q\| |d|$ よりも2桁大きい値として使用する。

40

【０１７０】

好適な実施形態では、OFを複数の関数を使用して設定する。これらの関数が、例えば加算、減算、乗算、及び除算を含む一つ以上の数学的处理を使用して合成されると、所定の周波数範囲に渡る合成関数が生成され、一つ以上の合成関数がＳＤＣ関数を近似する。

50

合成関数を備える関数が多項式であれば、更に好ましい。実数値の区分的連続関数を使用するのであれば、更に好ましい。周波数軸に沿って等幅であるような実数値の区分的連続関数を使用するのであれば、更に好ましい。最後に、実数値の区分的連続2次関数であって、周波数軸に沿って等幅であり、かつ交点で値が一致する1次導関数を有する実数値の区分的連続2次関数を使用するのであれば、更に好ましい。

【0171】

動脈に流れ込む血流からのスペクトルを測定する場合、デジタル化誤差が深刻であるため、好適な実施形態では、制約付き最適化問題を設定し、かつそれを解くことによって、SDC関数の解を求める。好適には、目的関数によって、一つ以上のSDC関数、 $G(f)$ 及び $F(f)$ 、またはSD関数及び位相角のような $G(f)$ 及び $F(f)$ から導出される関数の幾何学特性の測度である一つ以上の関数を最小化する、或いは最大化する。 $G(f)$ 及び $F(f)$ は位相角の余弦及び正弦のそれぞれと、SD関数の振幅に基づく。好適な目的関数(OF)は凸関数となる。OFが $|a|$ 及び $|x|$ について2次関数であれば、更に好ましい。

10

【0172】

好適な実施形態では、一つ以上のデジタル区分制約を含むように問題設定を行うが、その問題はさらに、一つ以上の非負制約、及び $G(f)$ または $F(f)$ についての一つ以上のピーク・カウント制約を含むように設定されていてもよい。好適な実施形態では、制約をペナルティ関数またはバリア関数として設定する。

【0173】

本発明において特に有用なのは、デジタル区分制約をペナルティ関数として定式化することであり、ペナルティ関数は、制約が満たされると小さい値を有し、かつ制約境界からの偏差が大きくなると増大する値を有する。デジタル区分制約では、 $f(t)$ の推定値が下限及び上限の両方の内側に収まる必要があるため、デジタル区分制約値関数はデジタル区分境界に向かって傾斜する2つのサイドを有する。このような関数は両サイド制約境界関数(double sided constraint boundary functions)である。更に頻繁に使用されるのは、求解過程が進行するにつれて調整可能な傾きを有し、両サイド制約境界関数である。一つのそのような両サイド制約境界関数は次式で表わされる。

20

【0174】

【数65】

$$b(x) = \left(\frac{2}{w} \right)^p x^p. \quad (65)$$

30

上式において、 x は、 $f(x)$ の推定値のデジタル区分の中点からの偏差である。 p は正であり、かつ偶数である。

【0175】

p が増大すると、図37に示すように、デジタル区分制約違反値関数の傾きが急峻になる。好適な実施形態では、指数 p の値が求解プロセスの間に小さい値(例えば $p=2$) から大きい値(例えば p = 大きな値)に増大する。 p が増大し始めると、デジタル区分制約値関数では、関数の両サイドの傾きは小さい値(例えば $p=2$ の場合)から始まり、 p が更に増大すると大きくなるが、この傾きの増大は、 $b(x)$ が制約境界で、関数の両サイドが非常に急峻な傾きを有する(例えば p が大きな値を有する)ことにより非常に小さい値になるまで行なわれる。通常、 p の最終値は大きく、100よりも遥かに大きく、 p が1,000よりも大きい値を有するのであれば、更によい。 p の最終値が10,000にほぼ等しいか、或いはそれを上回る値となれば、更によい。 $p=\infty$ の極限において、この関数は、制約境界 w において階段関数となる。

40

【0176】

デジタル化プロセスによって $|f|$ の実際値が真値とはほとんど確実に異なってしまうが、デジタル値は該当するデジタル区分の中心に位置し、かつこの情報によって M 個の追

50

加制約が生じる。以下に、好適な C V V 関数を複数の測定の各々に拡大適用する操作について説明する。

【0177】

測定回数を M とする。

測定値のベクトルを $|f|$ とする。 $|f|$ は M 個の値を有する列ベクトルである。

デジタル区分制約違反値 (digital bin constraint violation value) を C V V とする。この値を計算するための式の好適な実施形態は以下のようになる。

【0178】

【数66】

$$CVV = \sum_{i=1}^M B_i |A_i|^T |d|. \quad (66)$$

10

上式において、 B_i (Beta [i]) = $(2/w)^p (|A_i|^T |d| - f_i)^p$ である。この式は両サイド制約違反値関数である。上式において、

$|A_i|$ は行列 $\|A\|$ の i 番目の行である。

【0179】

$|A_i|^T |d|$ は i 番目の測定における推定値であり、 $|A_i|^T |d| - f_i$ は、i 番目の測定における推定値と測定値の差である。

p は正の偶数である。p = 2 の場合、最小二乗法によるフィッティングを行なう。p が大きくなると、制約違反値関数の傾きが急峻になり、かつその曲がり角が、 $f_i - 2/w$ 及び $f_i + 2/w$ のデジタル区分制約値に近づく。 20

【0180】

好適な実施形態では、NCV を計算するために、類似するが異なる 2 つの関数のうちの一方の関数を使用する 2 つの方法を特定する。図 38 及び 39 を参照されたい。これらの関数は以下の一般の関数形に基づく。

【0181】

【数67】

$$NCV = p^T G_j (f_{j,ext})^z f_{g1} f_{g2} f_{g3}. \quad (67)$$

30

上式において、

f_{g1} は、 G_j の極値が、 G_j が有効である周波数区間にある場合には 1 に近づき、その以外の場合には 0 に近づくゲート関数である。

【0182】

f_{g2} は、 $G_j (f_{j,ext}) < 0$ の場合には 1 に近づき、その以外の場合には 0 に近づくゲート関数である。

f_{g3} は、 $G_j (f_{j,ext}) < 0$ の場合には 1 に近づき、その以外の場合には 0 に近づく別のゲート関数である。

【0183】

$f = f_{j,ext}$ であり、この正規化された周波数において、j 番目の関数セグメントについて極値が発生する。 G_j の極値は、f が -1 と 0 との間にある場合に発生する。

f_{g1} の好適な実施形態は、互いに乗算される 2 つの関数を設定する操作に基づく。

【0184】

1) $f_{j,ext} < 0$ の場合、引数が 0 よりも小さい場合には 1 となり、それ以外の場合には 0 になる関数を設定する。

2) $f_{j,ext} > -1$ の場合、引数が -1 よりも大きい場合には 1 となり、それ以外の場合には 0 になる関数を設定する。

【0185】

40

【数 6 8】

$$fg_{1,1} = -\frac{f}{2(f^2 + k^p)^{1/2}} + \frac{1}{2}, \quad (68)$$

【0 1 8 6】

【数 6 9】

$$fg_{1,2} = \frac{1(1+f)}{2((1+f)^2 + k^p)^{1/2}} + \frac{1}{2}. \quad (69)$$

10

これらの 2 つの関数の積は次式で表わされ、 $-1 < f_{j, \text{ext}} < 0$ の範囲をカバーする。

【0 1 8 7】

【数 7 0】

$$fg_{1,1} = \left(-\frac{f}{2(f^2 + k^p)^{1/2}} + \frac{1}{2} \right) \left(\frac{1+f}{2((1+f)^2 + k^p)^{1/2}} + \frac{1}{2} \right). \quad (70)$$

20

これは、 $f_{j, \text{ext}}$ が、 $G_j(f)$ が有効である周波数区間にある場合に非負制約違反を有効にする式である。テーパー状の 2 つのヘビサイド関数を使用するこのゲート関数を示す図 40 を参照されたい。テーパー状のヘビサイド関数については更に詳細に以下に説明する。

【0 1 8 8】

k^p 項は 3 つの特徴を有する。 k は 0 と 1 の間の正の値であり、通常は 1 に近い値を有する。指数 p は正の整数である。従って、 k^p は常に非ゼロとなる。 $(1 + f^2)$ の f^2 は 0 になり得るので、 k^p を加算することにより特異点が生じるのを防止する。 p が増大すると、 k^p は 0 に向かって減少するが、常に正の値である。 f は 1 のオーダーの値を有する正規化周波数である。小さな値の p における k^p によってゲート関数は緩やかに増大し、かつ p の増大と伴に急峻になる傾きを有する。 p が大きい場合、ゲート関数は近似的にヘビサイド関数になるが、ヘビサイド関数において発生するような特異点は生じない。近似的にヘビサイド関数になるがテーパーを有するこれらの関数をテーパー状のヘビサイド関数と呼ぶ。これらの関数がテーパーを有することにより、解を求める時に、ヘビサイド関数を使用するよりもこれらの関数を使用の方が遥かに有用になる。制約においてテーパー状のヘビサイド関数を使用することは、本発明の一つの特徴である。ゲート関数の傾きを調整する機能により、求解プロセスの間の収束が容易になる。このプロセスは p の小さい値から始まり、次第に p を増大させて解が一層厳密に制約に従うようにする。 k^p 項は、ゲート関数の傾きを変更する手段を提供する他に、第 2 の有用な機能を提供する。 k^p を含むことによって、ニュートン法を使用して解を求めるために必要な非ゼロの勾配及びヘシアンが生じる。

30

40

【0 1 8 9】

fg_2 の好適な実施形態は、一つの関数を設定する操作に基づく。第 2 のゲート関数は、 $G_j(f_{j, \text{ext}}) < 0$ の場合には 1 に近づき、それ以外の場合には 0 に近づく値を有する必要がある。先に使用したものと同一の関数形に従って、 $G_j(f_{j, \text{ext}}) < 0$ の場合には 1 になり、それ以外の場合には 0 になる関数を設定する。式を、 $G_j(f_{j, \text{ext}}) < 0$ の場合には 1 の値を有し、かつ $G_j(f_{j, \text{ext}}) > 0$ の場合には -1 の値を有する $-G_j(f_{j, \text{ext}}) / (G_j(f_{j, \text{ext}})^2)^{1/2}$ に基づく式とする。この基本式は 2 の合計振幅を有する。関数の所望の範囲は $[0, 1]$ であるので、2 で割って範囲に対する正しい区間を取得し、 $1/2$ を加算して所望範囲を有する関数を

50

取得する。 $G_j(f_{j, \text{ext}}) = 0$ の場合の特異点を回避し、かつパラメータが変化すると更に急峻な結果が生じるような式とするために、分母に定数を含ませる。 $f_{j, \text{ext}}$ に基づく関数とは異なり、この関数は1の自然スケールを有しない。従って、スケール因子 μ を導入する。各 $G_j(f)$ の最大振幅は a_j について線形であり、分母の他の項は $G_j(f_{j, \text{ext}})^2$ であるので、使用する妥当なスケール因子は $|a|$ における a_j の二乗平均値である。別の手法では、スペクトル密度関数を推定する対象の関数を正規化することによって a_j をスケールリングする。この場合、自然スケール因子は1になる。一般的な場合においては、好適な実施形態では以下の式を第2のゲート関数に使用する。

【0190】

【数71】

$$fg_2 = -\frac{1G}{2(G^2 + \mu k^p)^{1/2}} + \frac{1}{2}. \quad (71)$$

上式において、

$0 < k < 1$,

$1 \leq p$,

μ はスケール因子であり、 $\mu = (a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_{N-2}^2) / (N-2)$ と表される

$G = G_j(f_{j, \text{ext}})$ は、 j 番目の関数セグメントの極値であり、その極値が $G_j(f)$ が有効である領域に渡って生じるか否かとは無関係である。 20

【0191】

第2のゲート関数を示す例である図41を参照されたい。この図は、 $G(f)$ の極値が0よりも小さい場合においてテーパー状のヘビサイド・ゲート関数を示している。

fg_3 の好適な実施形態は一つの関数を設定する操作に基づく。第2のゲート関数の場合と同じように、第3のゲート関数は、 $G_j(f_{j, \text{ext}}) < 0$ の場合には1に近づき、それ以外の場合には0に近づく値を有する必要がある。先に使用したものと同一の関数形に従って、 $G_j(f_{j, \text{ext}})$ が谷である場合には1になり、それ以外の場合には0になる関数を設定する。 $G(f)$ の j 番目のセグメントの2次導関数は $2a_j$ である。従って、 $a_j > 0$ の場合、その極値は谷である。 30

【0192】

先に使用したものと同一の関数形を使用して、 $a_j > 0$ の場合には1に、それ以外の場合は0になる関数を設定する。式を、 $a_j > 0$ の場合に1の値を有し、かつ $a_j < 0$ の場合に-1の値を有する $a_j / (a_j^2)^{1/2}$ に基づく式とする。この基本式は2の合計振幅を有し、かつ所望の範囲は $[0, 1]$ であるので、2で割って正しい振幅を取得し、次いで $1/2$ を加算してゼロをシフトさせる。 $a_j = 0$ の場合の特異点を回避し、かつパラメータが変化すると更に急峻な結果が生じるような式とするために、分母に定数を含ませる。 $f_{j, \text{ext}}$ に基づく関数とは異なり、この関数は1の自然スケールを有しない。従って、スケール因子 μ を導入する。分母の他の項は a_j^2 であるので、使用する妥当なスケール因子は $|a|$ における a_j の二乗平均値である。別の手法では、スペクトル密度関数を推定する対象の関数を正規化することによって a_j をスケールリングする。この場合、自然スケール因子は1になる。好適な実施形態では以下の式を使用する。この式は、 $G_j(f_{j, \text{ext}})$ が0よりも小さい場合にのみ非負制約違反を有効にする。この式は $[0, 1]$ の範囲を有し、前出の式と同一である。 40

【0193】

【数72】

$$fg_3 = \frac{1}{2} \frac{a_j}{\sqrt{a_j^2 + \mu k^p}} + \frac{1}{2}. \quad (72)$$

10

20

30

40

50

上式において、

$$0 < k < 1,$$

$$1 \leq p,$$

μ はスケール因子であり、 $\mu = (a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_{N-2}^2) / (N-2)$ と表わされる。

【0194】

N C V の一般式である式 6 4 は、指数 x の主要重み付け因子を有する。 $x = 2$ の場合、ゲート関数の積は $G_j (f_j, e_{x,t})^2$ により重み付けされ、これによって、N C V 1 と表記される非負制約値関数が生成される。図 3 8 は、等幅の区分的連続 2 次関数の好適な実施形態の場合における N C V 1 を表わしている。N C V 1 では、 $G(f)$ の谷を周波数軸にまで押しやり、谷の位置に影響を与えないようにする。C O F の他の成分が谷を負にするように作用する場合、谷が周波数軸に静止する平衡位置が結果として生じる。この状態は図 4 2 に示される。N C V の一般式において $x = 1$ である場合、非負制約値関数は N C V 2 と表記される。図 3 9 は、等幅の区分的連続 2 次関数の好適な実施形態の場合における N C V 2 を表わしている。

【0195】

本発明の一つの態様は、下限周波数 f_L 及び上限周波数 f_H の値を求める機能に関する。これらの限界が既知ではない場合、好適な実施形態では、探索を行なってこれらの限界を検出する。この探索では、N C V 1 を非負制約として、最小化される目的関数としての $G(f)$ 及び $F(f)$ の両方の 2 次曲率、並びにデジタル区分制約と共に使用する。探索は広い周波数区間を使用することから始まる。次いで、その結果を使用して一つ以上の更に狭い周波数範囲を特定し、これらの周波数範囲を計算の別のシーケンスの区間として使用して関数パラメータを求める。この反復プロセスを、更なる改善が観察されなくなるまで必要な限り多くの回数だけ実行すればよい。多くの場合、探索は 10 回未満反復すれば十分であり、この回数を上回る反復はしない方が好ましい。何故なら、結果に現われる後続の改善の程度が小さくなるからである。周波数限界に対するこの反復探索は、S D C 関数の最良の推定値を検出するための計算の開始前にこのような限界が既知にはなっていない場合に使用されると好ましい。周波数限界が求まると、N C V 2 の非負制約は、S D C 関数の最良の推定値を生成する場合に使用される。

【0196】

図 4 3 のピーク・カウント制約値関数 (P C V : peak count constraint value function) は非負関数に非常に類似する。ピーク・カウント制約関数は 2 つのゲート関数を使用する。すなわち、第 1 のゲート関数は $a_j < 0$ (極値がピークであることを意味する) の場合に 1 に近づき、第 2 のゲート関数は、 G_j の極値が G_j が有効となる周波数区間にある場合に 1 に近づく。テーパー状のヘビサイド関数がその式に使用される。この関数では、基本的にピークの数のカウントし、ピークの数とピークの目標数との間の差を二乗する。その結果の大きさは 1 であり、他の制約の大きさと同じである。P C V 制約が満たされると、この制約の値は差の二乗に従って減少する。これらの理由により、いかなる追加の重み付け因子も含めない。N C V 関数に使用した k^p 項を更に高速に小さい値にするために、好適な実施形態では $k^{(4/p)}$ を P C V 関数に使用する。

【0197】

C O F を最小化する解を計算する好適なプロセスでは、バックステッピング (backstepping) を用いる多次元ニュートン法による探索を使用する。S D 関数または S D C 関数を推定するための好適な計算シーケンスの基本シーケンスは図 4 4 ~ 図 4 6 に列挙されている。このシーケンスは、計算シーケンスを設定し、次いでその計算シーケンスを実行するために使用するステップを含む。

【0198】

図示のプロセスから、スケール因子 λ を計算に使用することが分かる。しかしながら、そのスケール因子の値は、スケール因子がチホノフ正則化のような正則化を用いて使用される場合とは異なり、容易に計算される。このプロセスではまた、パラメトリック・スペ

クトル解析法の場合と同じように、時系列モデルの順序を推定する必要がないことが分かる。図示のプロセスでは更に、本発明では、推定値と測定値の誤差を最小化するノルム（例えば、最小二乗誤差）を使用してデータをフィッティングする必要がないこと、及び本方法によって明らかに、推定値は推定値の精度の範囲内の値のみをとることが可能であることが分かる。明らかに推定値は該当するデジタル区分の内側であれば任意の値をとることが許容されるが、解に制約を課して、推定値を正しいデジタル区分の内側に位置させるようにのみ解が選択されることにより、他のスペクトル解析法よりも良好な解が得られる。

【0199】

図44～図46に示す計算の基本シーケンスは仮の $|d|$ から始まる必要がある。多くの場合、 $|d|$ の成分の開始値は近似的に知られており、この場合、これらの近似値を使用する必要がある。近似値がない場合には、 $|d|$ の値は非常に小さい非ゼロ値から開始して、解を求めるために必要な反復回数を減らす必要がある。 $|d|$ の値の近似的な推定値がない場合には、 $|d|$ の好適な開始値は 10^{-1} 未満、更に好適には 10^{-5} 未満、更に好適には 10^{-10} 未満、更に好適には 10^{-15} 未満である。

【0200】

使用する好適な目的関数は $|a|$ 及び $|x|$ の二乗値の和である。この目的関数は $|d|$ の大きさの二乗と同一である。この関数が最小化されることになる。

図44～図46に示す計算の基本シーケンスを、計算の最初から、測定の完全な集合と共に使用してもよい。 $|d|$ の開始値として精度の低い推定値のみが利用可能な場合に、全ての測定の部分集合を使用すると計算は速くなる。本発明による方法では、使用される測定回数が少ない場合であっても、SD関数またはSDC関数を定義する $|d|$ の妥当な値に高速に収束する。 $|d|$ の良好な近似値から開始すると、通常、妥当な推定値への収束が高速になり、この推定値を測定の完全な集合を使用する場合の開始値 $|d|$ として使用することが可能である。測定回数が適度な回数、例えば128回を超えると、好適な実施形態は、測定時間の区間の全体に渡る測定の部分集合から開始する。初期計算における測定の好適な回数は約4,096回未満であり、更に好適には約512回未満である。初期計算における測定の好適な回数は10回超である。初期計算における測定の更に好適な回数は32～128回の範囲である。例えば、64回の測定を初期計算において選択することが可能である。

【0201】

好適な実施形態はバックステッピングを含む。このバックステッピングはニュートン法及び擬似ニュートン法において用いられる通常のバックステッピングとは異なる。好適なバックステッピングにより、 $|d|$ の連続する各試行変化を1桁以上小さくする。好適な手法では、COFを小さくする試みにおいて、5～15桁小さくする試行を1桁ステップ単位で行なう。開始ステップを計算する操作は、周知の如く、ニュートン法において行われる通常の方法で実行される。この計算は、ステップ・サイズを連続的に小さくしていく試みよりも計算コストが高く付く。何故なら、これらの試行はCOFを小さくするために行なわれるからである。COFを小さくするステップ・サイズを求めた後、多種多様な微調整を行なうことが可能である。例えば、最後の2ステップの間の区間を更に分割して更に小さいCOFを検出しようと試みることが可能である。このような微調整では更に、2次最小化または他の最小化を使用して最小のCOFを与えるステップ・サイズを推定することが可能である。

【0202】

好適な実施形態では、テーパー状のヘビサイド関数及び両サイド制約関数に含まれる指数 p の値は小さい値から始まり、次第に増大する。 p の全ての値は正の偶数である必要があり、これによって p は制約値関数の全てにおいて使用することが可能である。好適な開始値は $p=2$ である。好適な実施形態では、 p の最終値はCVVにおける両サイド制約関数に要求される急峻性によって変化する。 p の最終値を計算する好適な実施形態は以下の通りである。 ε をデジタル化制約境界における0からの許容偏差とする。この許容偏差は

、有効的に 0 と同一の値である。制約が ε 以下の場合、その制約は満たされる。好適な実施形態では、 ε の値は 1 よりも遥かに小さく、 ε の更に好適な値は 0.001 よりも小さく、 ε の更に好適な値は 0.00001 以下である。 α を ε が規定されるデジタル区分幅の何分の 1 かに定義する。 α は、デジタル区分のエッジに ε がどれほど近くに規定されるかを示す。好適な実施形態では、 α の値は 0 と 1 の間である。更に好適には、 α の値は約 0.9 と 1 の間である。更に好適には、 α の値は約 0.99 と 1 の間である。更に好適には、 α の値は約 0.999 と 1 の間である。指数 p の最終値を、0 からの偏差が ε になるデジタル区分幅の何分の 1 かの幅に基づいて計算する。最終の p の値は偶数の正の値であり、この値は以下の式 $(2/w)^p (\alpha w/2)^p = \varepsilon$ をほぼ完全に満たし、この式は $\alpha^p = \varepsilon$ と等価である。従って、好適な実施形態では、 p の最終値を正の偶数として選択し、この整数によって式 73 と同一である式 $p = \ln(\varepsilon) / \ln(\alpha)$ がほぼ完全に成立する。

【0203】

【数 73】

$$p = \frac{\log_{10}(\varepsilon)}{\log_{10}(\alpha)} \quad (73)$$

例えば、 $\varepsilon = 0.00001$ であり、かつ $\alpha = 0.999$ である場合、 p の最終値は $p_{\text{ValStop}} := 11508$ である。

【0204】

p の値は、バックステッピング手法を用いて行なうニュートン法による各探索の後に増大させる。 p の好適な増分は、直近に使用した p の値の 10 倍以下の、次の正の偶数となる値である。更に好適には、 p の増分は、直近に使用した p の値の 2 倍以下の、次の正の偶数となる値である。更に好適には、 p の増分は、直近に使用した p の値の $3/2$ 倍以下の、次の正の偶数となる値である。好適な実施形態では、 p の最小増分は、直近に使用した p の値に 2 を加算することにより計算される。

【0205】

p の各値に対して、バックステッピング手法を用いるニュートン法による探索は、COF に著しい変化が生じなくなるまで、或いは $|d|$ の成分のいずれにおいても著しい変化が生じなくなるまで、或いはニュートン法による探索手順が特定回数の探索ステップを実行し終えるまで行なわれる。好適な実施形態では、ニュートン法による探索を更に繰り返す必要を生じさせる COF または $|d|$ の著しい変化は、開始値の 10^{-2} を超える変化率、更に好適には、開始値の 10^{-4} を超える変化率、更に好適には、開始値の 10^{-6} を超える変化率である。好適な実施形態では、 p の特定の値に対するニュートン法による探索の繰り返しの最大回数は 5 ～ 100 回、更に好適には 10 ～ 50 回、更に好適には 10 ～ 25 回である。

【0206】

好適な実施形態では、基底周波数の数 N は約 3 ～ 約 50、更に好適には約 6 ～ 約 30 である。好適な実施形態では、基底周波数の数が約 10 を超える場合、計算は、最終の N よりも小さい N の値、及びその場合の $|d|$ についての SDC 関数または SD 関数から開始され、それらの関数は最終の N に対する開始の $|d|$ を求めるために使用される。更に好適には、 N の開始値は最終の N の因数とする。例えば、 $N = 21$ の場合の $|d|$ が望ましく、かつ $G(f)$ 及び $F(f)$ が 2 次多項式によって近似される場合、計算される第 1 の $|d|$ を $N = 7$ の場合のものとする。従って、 $N = 7$ から始まる $|d|$ から得られる $G(f)$ 及び $F(f)$ を使用して $N = 21$ の場合の $|d|$ を計算するが、この計算は、21 個の区分的連続 2 次関数セグメントを $N = 7$ を使用して計算される $|d|$ にフィッティングすることにより行なわれる。標準の線形回帰法を使用して、このような曲線フィッティングを行なうことが可能である。次いで、この $|d|$ を $N = 21$ を使用する一連の計算における開始の $|d|$ として使用する。

【0207】

好適な実施形態では、拡張計算システム（augmented computing system）を使用して計算を実行するが、そのような拡張計算システムは一つ以上の電子部品、磁気部品、または光学部品を用いてデジタル計算、即ち、数値計算を実行し、その計算結果を保存するか、或いは表示する。拡張計算システムは、一つ以上のコンピュータ、マイクロプロセッサ、またはマイクロコントローラを使用するデバイスを含むが、これらのコンピュータ、マイクロプロセッサ、またはマイクロコントローラは、磁気、光、または電子によるデータ保存または取出し手段のような不揮発性または揮発性データ保存または取出し手段と共に構成され、更には、計算結果を表示するか、計算結果を保存するか、或いは計算結果を次の処理ステップまたは処理システムに転送するように構成されている。

10

【0208】

好適な実施形態では、スペクトル密度データを利用する他のアルゴリズムが使用するために、計算結果を保存するが、他のアルゴリズムとしては、例えばこのような情報を使用して流速を計算するか、或いは病状を診断するためのアルゴリズムを挙げられる。このようなアルゴリズム及び関連する構造の例は、2003年4月17日発行の国際公開第03/032556号パンフレットに開示されており、この文献の内容は、本明細書において参照することにより、本発明に組み入れられる。このような保存は、電子手段、磁気手段、光学手段、またはハード・コピー手段のうちの一つ以上を用いる方法を使用して行なうことが可能である。

【0209】

好適な実施形態の別のバージョンでは、数値ディスプレイまたはグラフィカル・ディスプレイのような光学手段を使用してデータを表示するが、このようなディスプレイとしては、例えば一つ以上の電子手段またはハード・コピーを使用するディスプレイが挙げられる。

20

【0210】

図47～図53は、上記手順を使用する計算についての表示例である。これらの図の全ては18個のデジタル化ビットを使用して計算されたものであり、この計算によって、測定による $f(t)$ が $\|P\|$ を使用して計算されるスペクトル密度推定値が1桁以上外れてしまう点にまで外れており、さらに $G(f)$ は大きな非負制約違反を含んでいる。図47～図49は50回の測定を使用して計算されたものである。これらの結果は、少数回の測定を使用する実際のSDC関数及びSD関数に近く、本方法によって測定コストは低く抑えられ有用な結果が得られることを示している。図50～図53は200回の測定を使用して計算されたものである。これらの結果は、実際のSDC関数及びSD関数にさらに近くなっているが、これは、結果が更に多くのデジタル区分制約によって更に制約を受けるので、結果が必然的にそのようになるからである。図53はSD関数から計算される累積分布である。累積分布は、組織構造の寸法を計算するような特定の目的の密度関数よりも有用となる可能性がある。本発明の一つの態様は連続スペクトル密度関数を生成する機能に関するものであり、これらの関数は正確な構成の累積処理されたスペクトル関数に変換され、この変換は、フーリエ法のような特定周波数の値を生成する方法における場合よりも容易である。

30

40

【0211】

図54は、本発明による医療用途の一例を示している。特に、図示のシステムは、検査信号2を患者3に入力させる超音波トランスデューサ1を使用して、例えば流速または寸法関連情報を本発明による変換ユーティリティを使用して計算する。トランスデューサは種々の従来の超音波ユニットのいずれかとすればよく、かつ信号2をパルス列の形で供給すればよい。本発明によれば、トランスデューサ1は患者3の外部に、例えば頸切痕（suprasternal notch）に配置すればよく、かつ信号が上行大動脈に向かうように向きを定めればよい。深さ方向に目標を定める操作は、所望深さに対応するタイム・ウィンドウの間に受信する戻り信号成分を処理することにより行なうことが可能である。

【0212】

50

検査信号 2 は患者組織 4 によって後方散乱され、戻り信号 5 は受信トランスデューサ 6 により検出される。受信トランスデューサ 6 は戻り信号 5 の力学的エネルギー（図示せず）を電気発振信号（図示せず）に変換し、これらの電気発振信号はアナログ増幅処理モジュール 7 に入力される。このモジュールは、アナログデジタル変換、増幅、フィルタリング、調整及び他の信号強調手段を含む多種多様な機能を実行し得る。アナログ増幅処理モジュール 7 からの出力はデータのデジタル・ストリームであり、このデータはデジタル処理モジュール 8 への入力となる。デジタル処理モジュール 8 は、上述の本発明に従って、デジタル信号データを周波数スペクトルに変換し、次いで速度データに変換し、この速度データは速度ベクトルとなり、この速度ベクトルをデジタル処理モジュール 8 がデジタル次元の速度プロファイル・データのベクトルとしてデジタル処理モジュール 9 のメモリ・ロケーション（図示せず）に保存する。デジタル処理モジュール 9 は速度プロファイル・データ（図示せず）を、区分的連続な次元を使用する速度スペクトル密度関数を表わす一つ以上のデータベクトル（図示せず）に変換する。

10

20

30

【0213】

デジタル処理モジュール 8 は、一つ以上のマイクロプロセッサ及び一つ以上のデータ・ストレージ構造を含んでいてもよく、これらのマイクロプロセッサ及びデータ・ストレージ構造によって、先に引用した PCT 出願に記載されているように、容積流量（VFR：Volumetric Flow Rate）及び生成パラメータを求めるために必要な計算が可能になる。データ・ストレージ構造は、特殊関数を評価する必要性が回避されたか、或いは低減された計算を容易にするルックアップ・テーブルに使用されるパラメータ値を含む。更に、チャンネル寸法または平均流量などのような特定の値は、予め設定され、キャッシュまたは他のストレージに保存され、後の測定プロセスに関連して取得される値と組み合わせてもよい。図 54 はまた、システムが制御モジュール 10 を含むことを示しており、このモジュールは設定パラメータ（図示せず）をユーザ 11 から受け取る。設定パラメータは、患者パラメータ、例えばヘマトクリット値、及びデータ読み取り及びデータ処理が始まり、終了する予定の時間に関するオン／オフ信号のようなデータを含むことが可能である。制御モジュール 10 は信号をデジタル処理モジュール 9 から受信するが、これらの信号は、受信データ（図示せず）のステータス、及び品質測定データを改善するか、或いは維持するために必要な検査信号 2 の変化に関するものである。制御モジュール 10 は適宜、心臓の動きに関する電気信号のような生物活動 12 の信号を受信する。生体信号 12 を使用して検査信号 2 を生物学的機能に同期させるか、或いは VFR のような計算値をこのような生物学的機能と相関させてもよい。制御モジュール 10 は、検査信号 2 が始まり、終了する予定の時間をトランスデューサ・パワー・モジュール 13 に通知する。トランスデューサ・パワー・モジュール 13 は駆動信号 14 を超音波トランスデューサ 1 に供給する。デジタル処理モジュール 9 は出力モジュール 16 に向かう出力データ 15 を生成する。

【0214】

出力モジュール 16 は画像ディスプレイ 17 及び音声デバイス 18 を生成してユーザにシステムの動作状態及び患者 3 に関するシステムによる検査結果を通知する。

出力モジュール 16 はまた、データを他の機器（例えば、EKG）または処理システムに、例えば LAN または WAN を通して供給するポートを含んでいてもよい。ここで、上述の種々の処理モジュールは、ネットワークを通してローカルに配置されるか、或いは接続され、かつ適切なロジックによって関連するアルゴリズムを実行するように構成される一つ以上のコンピュータにおいて実現され得ることは理解されよう。更に、特定の信号駆動部品及び信号処理部品を超音波システムのような検査信号機器に組み込んでもよい。

40

【0215】

これまでの説明は本発明を限定するものではなく、本発明の幾つかの態様のうちの例示としての一つの実施形態を提供するものである。

尚、本願の国際出願の英文明細書においては、数式番号 19, 41, 56 が 2 つの数式に対して 2 重に付与されていた。整合性をとるために、本翻訳文においては、英文明細書における二つの式 19 は式 19 及び式 20 に置き換えられ、英文明細書における式 20 か

50

ら式 4 0 は式 2 1 から式 4 1 に置き換えられ、英文明細書における二つの式 4 1 は式 4 2 及び式 4 3 に置き換えられ、英文明細書における式 4 2 から式 5 5 は式 4 4 から式 5 7 に置き換えられ、英文明細書における二つの式 5 6 は式 5 8 及び式 5 9 に置き換えられ、英文明細書における式 5 7 から式 7 0 は式 6 0 から式 7 3 に置き換えられている。

【図面の簡単な説明】

【0 2 1 6】

【図 1】スペクトル密度関数の例。

【図 2】ガウス・パルスの例。

【図 3】10 個の区分的連続関数から生成される振幅関数の例。

【図 4】重なり領域を有する複数の関数から構成される振幅関数の例。

10

【図 5】ドップラー計測による位相角の例。

【図 6】近似的に線形の位相角応答を生じるように放出周波数が選択された場合のドップラー計測による位相角の例。

【図 7】必ず正で、かつ近似的に線形の位相角応答を生じるように放出周波数が選択された場合のドップラー計測による位相角の例。

【図 8】ゼロ位相角に近い正の位相角応答を生じるように放出周波数が選択された場合のドップラー計測による $\sin$ (位相角) の例。

【図 9】ゼロ位相角に近い正の位相角応答を生じるように放出周波数が選択された場合のドップラー計測による $\cos$ (位相角) の例。

【図 10】2 MHz の放出信号を使用するドップラー計測による位相角の例。

20

【図 11】2 MHz の放出信号を使用するドップラー計測による $\cos$ (位相角) の例。

【図 12】2 MHz の放出信号を使用するドップラー計測による $\sin$ (位相角) の例。

【図 13】速度に対する 6 個のパラメータの分布。

【図 14】連続性を課さない場合の $f(t)$ についての 2 次関数セグメント表現式。

【図 15】パラメータの例。

【図 16】行列 $\|A\|$ の例。

【図 17】行列 $\|P\|$ の例。

【図 18】包絡関数の例。

【図 19】スペクトル密度成分関数：例示としての $f(t)$ 値を計算するために使用される。

30

【図 20】信号及び測定点位置の例。

【図 21】ガウス型包絡線を調整した後の信号及び測定点位置の例。

【図 22】 $G(f)$ の計算結果及び実際の $G(f)$ の例。

【図 23】 $F(f)$ の計算結果及び実際の $F(f)$ の例。

【図 24】区分的連続な等幅の 2 次関数セグメントについての式。

【図 25】区分的連続な等幅の線形関数セグメントについての式。

【図 26】4 個のデジタル区分を有する 3 つの周波数関数。

【図 27】4 個のデジタル区分を有する 3 つの周波数関数及び最小二乗誤差による推定値。

【図 28】4 個のデジタル区分を有する 3 つの周波数関数及び最小絶対値誤差による推定値。

40

【図 29】4 個のデジタル区分を有する 3 つの周波数関数、並びに最小二乗誤差による推定値及び最小絶対値誤差による推定値。

【図 30】実際の $G(f)$ 及びデジタル化を考慮せずに計算される $G(f)$ の推定値。

【図 31】実際の $F(f)$ 及びデジタル化を考慮せずに計算される $F(f)$ の推定値。

【図 32】区分的連続な 2 次関数セグメントを使用する場合の規定面積測度。

【図 33】区分的連続な 2 次関数セグメントに基づくスペクトル密度成分関数についての弧長測度。

【図 34】区分的連続な 2 次関数セグメントに基づくスペクトル密度成分関数についての規定面積測度。

50

【図 3 5】区分的連続な 2 次関数セグメントに基づくスペクトル密度成分関数についての 2 次曲率測度。

【図 3 6】 $G(f)$ 及び $F(f)$ の両方についての弧長測度及び面積測度を組み合わせた目的関数。

【図 3 7】両サイド制約違反値関数。

【図 3 8】非負制約値関数 1 ($NCV1$)。

【図 3 9】非負制約値関数 2 ($NCV2$)。

【図 4 0】テーパ状のヘビサイド・ゲート関数の例。

【図 4 1】 $G(f)$ の極値がゼロよりも小さい場合におけるテーパ状のヘビサイド・ゲート関数。

10

【図 4 2】 $NCV1$ で表わされる非負制約関数を使用して計算された $G(f)$ の例。

【図 4 3】ピーク・カウント制約値 (PCV) 関数。

【図 4 4】基本計算シーケンス (3 頁のうちの第 1 頁)。

【図 4 5】基本計算シーケンス (3 頁のうちの第 2 頁)。

【図 4 6】基本計算シーケンス (3 頁のうちの第 3 頁)。

【図 4 7】実際の $G(f)$ 及びデジタル化データ ($M=50$) から計算された $G(f)$ 。

【図 4 8】実際の $F(f)$ 及びデジタル化データ ($M=50$) から計算された $F(f)$ 。

【図 4 9】実際のスペクトル密度関数及びデジタル化データ ($M=50$) から計算されたスペクトル密度関数。

【図 5 0】実際の $G(f)$ 及びデジタル化データ ($M=200$) から計算された $G(f)$ 20

。【図 5 1】実際の $F(f)$ 及びデジタル化データ ($M=200$) から計算された $F(f)$ 。

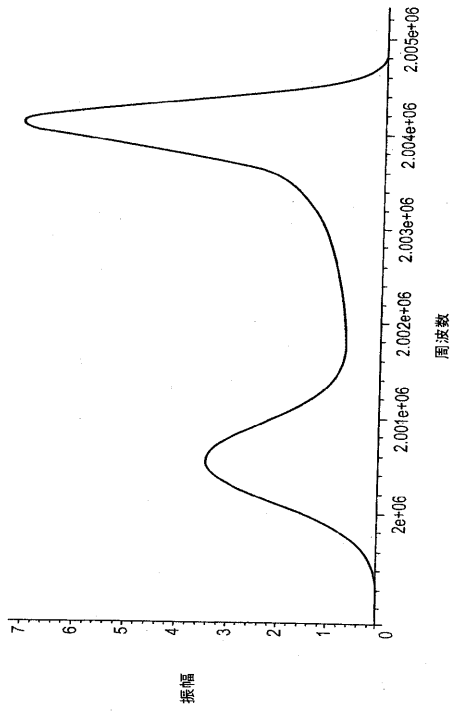
【図 5 2】実際のスペクトル密度関数及びデジタル化データ ($M=200$) から計算されたスペクトル密度関数。

【図 5 3】実際の累積スペクトル密度関数及びデジタル化データ ($M=200$) から計算された累積スペクトル密度関数。

【図 5 4】本発明によるシステムの一つの実施形態を示すブロック図。

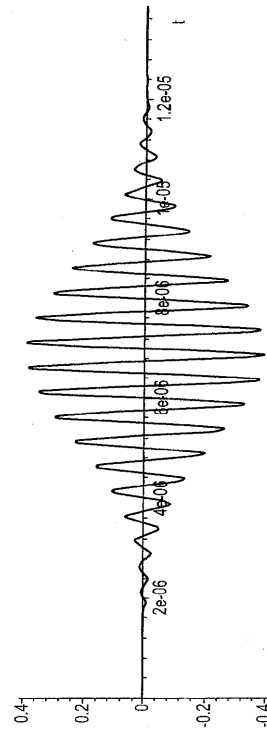
【図 1】

スペクトル密度関数の例

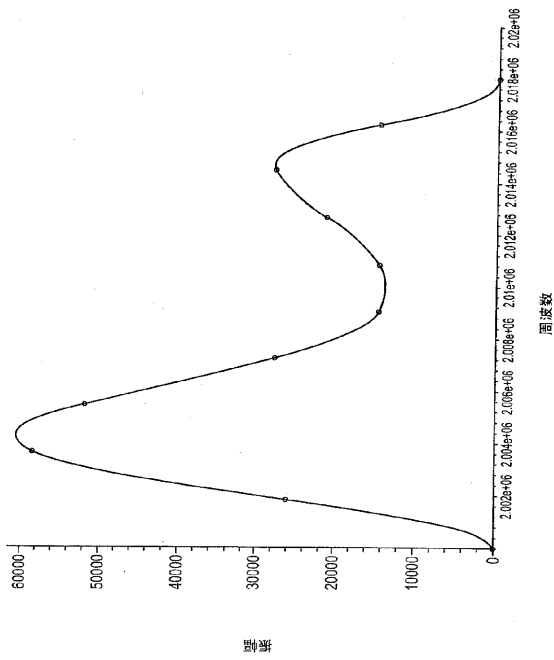


【図 2】

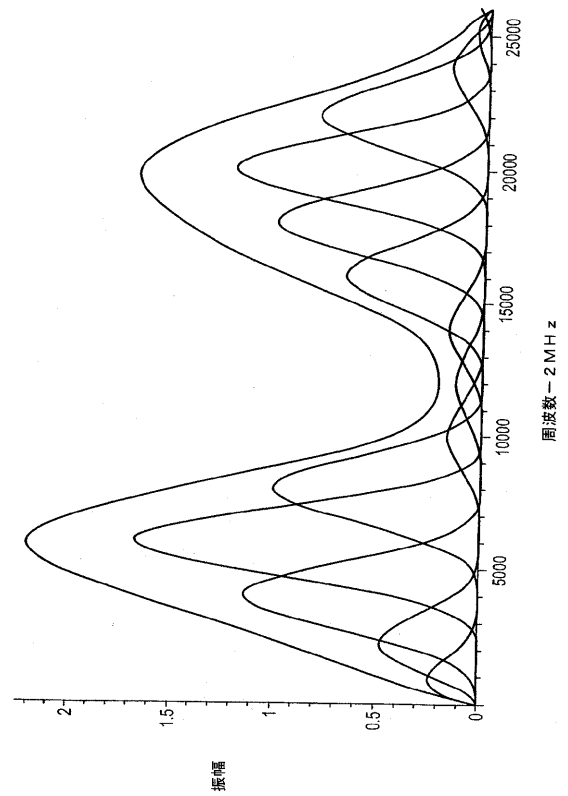
ガウス・パルスの例



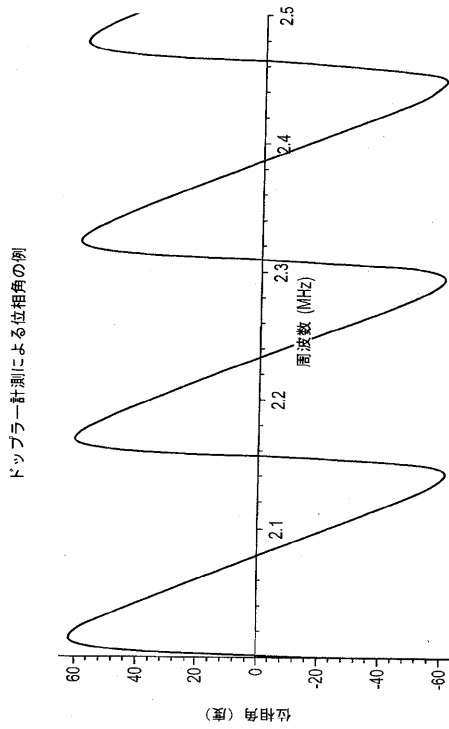
【図 3】

10個の区分的連続関数から生成される振幅関数の例
(中括きのドットは接点である)

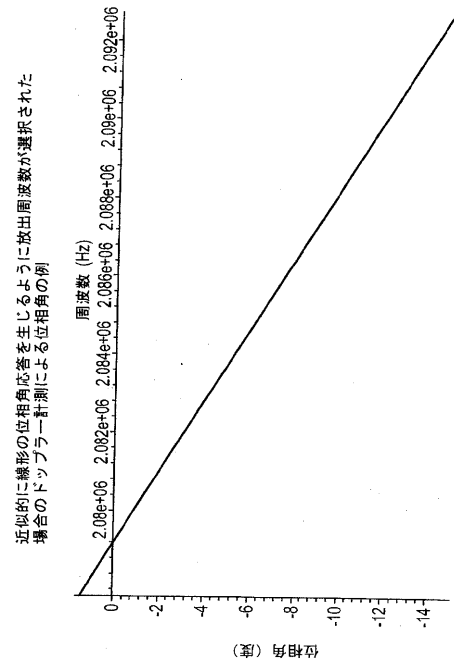
【図 4】

重なり領域を有する複数の関数から構成される振幅関数の例
(最上段の曲線はその下の曲線の和である)

【図 5】

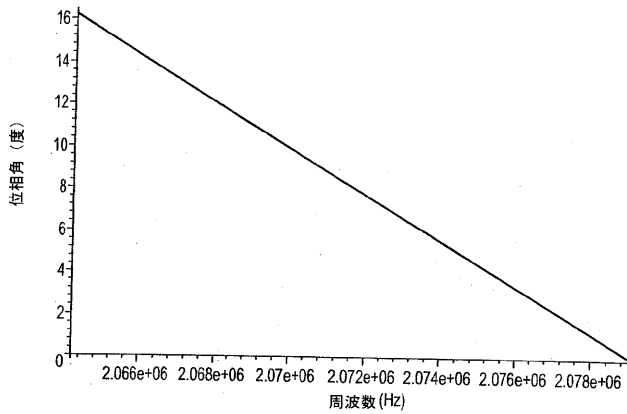


【図 6】



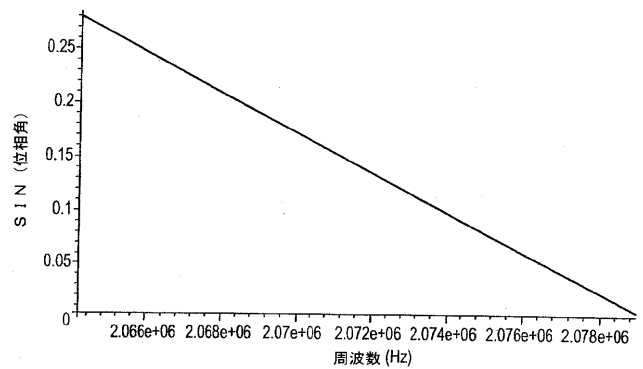
【図 7】

必ず正であり、かつ近似的に線形の位相角応答を生じるように放出周波数が選択された場合のドップラー計測による位相角の例

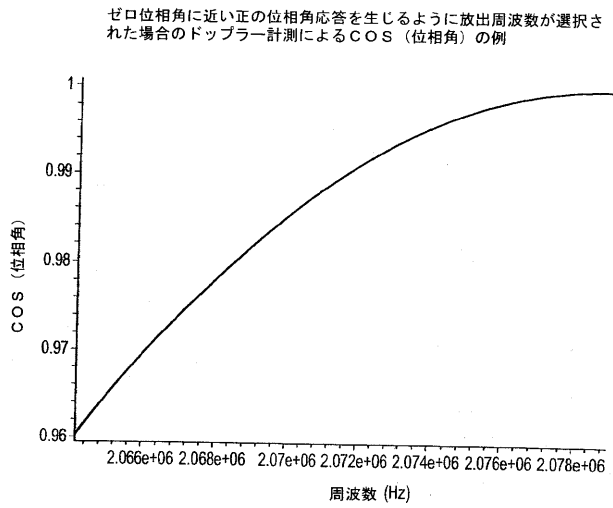


【図 8】

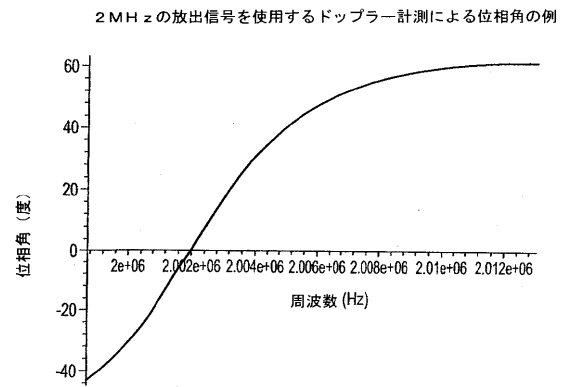
ゼロ位相角に近い正の位相角応答を生じるように放出周波数が選択された場合のドップラー計測によるSIN (位相角) の例



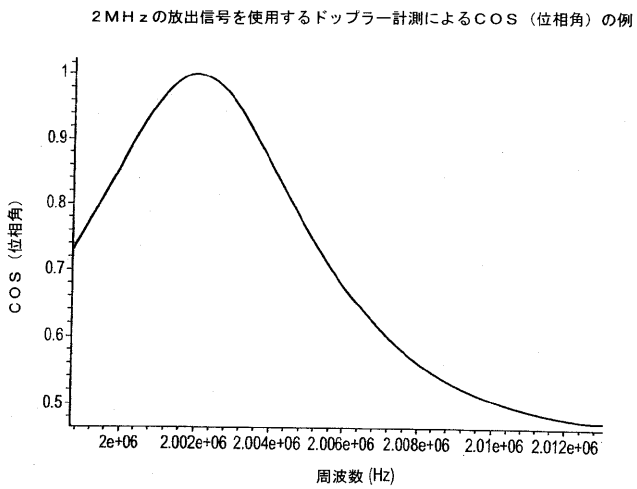
【図 9】



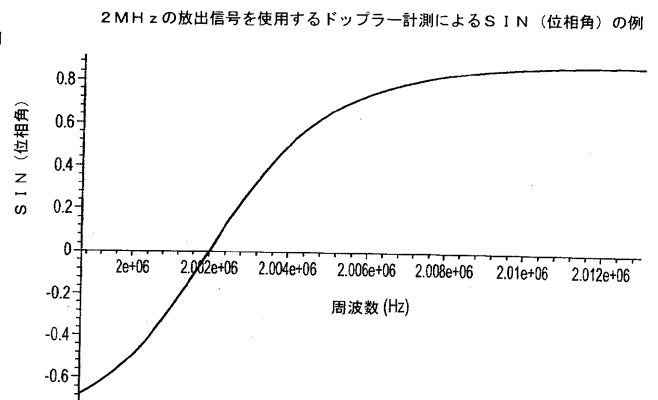
【図 10】



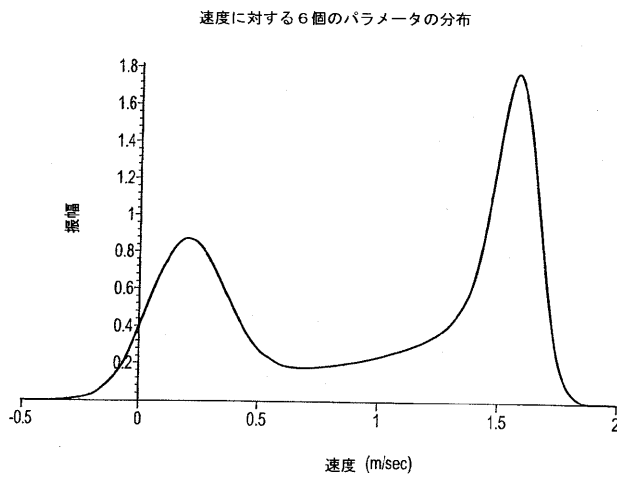
【図 11】



【図 12】



【図 13】



【図 14】

運動性を課さない場合の $f(t)$ についての2次関数セグメント表現式

$$f(t) = \left(\frac{N}{\sum_{i=1}^N} \right) \left(\frac{1}{2} \frac{-\sin(2\pi t L_i) L_i^2 + \sin(2\pi t H_i) H_i^2}{\pi t} - \frac{1}{4} \frac{\sin(2\pi t H_i) - \sin(2\pi t L_i)}{\pi^3 t^3} + \frac{1}{2} \frac{(-\cos(2\pi t L_i) L_i + \cos(2\pi t H_i) H_i)}{\pi^2 t^2} \right) x_i$$

$$+ \left(\frac{1}{2} \frac{-\sin(2\pi t L_i) L_i + \sin(2\pi t H_i) H_i}{\pi t} + \frac{1}{4} \frac{(\cos(2\pi t H_i) - \cos(2\pi t L_i))}{\pi^2 t^2} \right) y_i$$

$$+ \left(\frac{1}{2} \frac{(\sin(2\pi t H_i) - \sin(2\pi t L_i)) z_i}{\pi t} + \frac{N}{\sum_{i=1}^N} \left(\frac{1}{2} \frac{\cos(2\pi t L_i) L_i^2 - \cos(2\pi t H_i) H_i^2}{\pi t} - \frac{1}{4} \frac{\cos(2\pi t H_i) + \cos(2\pi t L_i)}{\pi^3 t^3} \right. \right.$$

$$\left. \left. - \frac{1}{2} \frac{\sin(2\pi t L_i) L_i - \sin(2\pi t H_i) H_i}{\pi^2 t^2} \right) a_i \right)$$

$$+ \left(\frac{1}{2} \frac{\cos(2\pi t L_i) L_i - \cos(2\pi t H_i) H_i}{\pi t} - \frac{1}{4} \frac{(-\cos(2\pi t H_i) + \cos(2\pi t L_i))}{\pi^2 t^2} b_i + \frac{1}{2} \frac{(-\cos(2\pi t H_i) + \cos(2\pi t L_i))}{\pi t} c_i \right)$$

【図 15】

パラメータの例

関数セグメントの数: $N=7$ $M=20$
 基底周波数の最低周波数 $f_0 = 0.1996961309 \cdot 10^7$
 開始時間: $t_0 = 0.00006843506494$
 周波数増分: $H_0 = 2207.908286$ 終了時間: $T_M = 0.00007493194556$

【図 17】

行列 $\|A\|$ の例

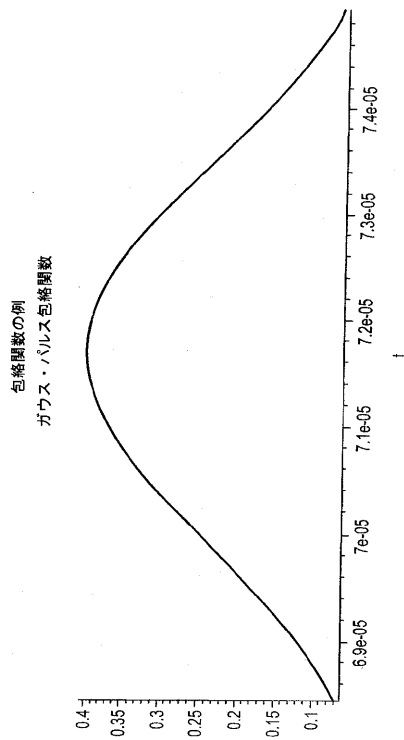
0.8203	10 ¹⁰	0.6331	10 ¹⁰	0.3611	10 ¹⁰	0.1218	10 ¹⁰	0.5626	10 ⁸	-0.4482	10 ¹⁰	-0.5229	10 ¹⁰	-0.4925	10 ¹⁰	-0.3361	10 ¹⁰	-0.1319	10 ¹⁰
0.1346	10 ¹⁰	0.3307	10 ¹⁰	0.4440	10 ¹⁰	0.3724	10 ¹⁰	0.1696	10 ¹⁰	0.1309	10 ¹¹	0.1109	10 ¹¹	0.7411	10 ¹⁰	0.3434	10 ¹⁰	0.7354	10 ⁹
-0.1704	10 ¹¹	-0.1562	10 ¹¹	-0.1164	10 ¹¹	-0.6280	10 ¹⁰	-0.1893	10 ¹⁰	-0.5179	10 ¹⁰	-0.1706	10 ¹⁰	0.1659	10 ¹⁰	0.2869	10 ¹⁰	0.1717	10 ¹⁰
0.1481	10 ¹¹	0.9966	10 ¹⁰	0.3906	10 ¹⁰	-0.2836	10 ¹⁰	-0.1129	10 ¹⁰	-0.1785	10 ¹¹	-0.1732	10 ¹¹	-0.1488	10 ¹¹	-0.9045	10 ¹⁰	-0.3161	10 ¹⁰
0.1343	10 ¹¹	0.1588	10 ¹¹	0.1535	10 ¹¹	0.1065	10 ¹¹	0.4226	10 ¹⁰	0.2574	10 ¹¹	0.2027	10 ¹¹	0.1179	10 ¹¹	0.4082	10 ¹⁰	0.2339	10 ⁹
-0.3484	10 ¹¹	-0.3000	10 ¹¹	-0.2036	10 ¹¹	-0.9561	10 ¹⁰	-0.2240	10 ¹⁰	0.2920	10 ¹⁰	0.8161	10 ¹⁰	0.1159	10 ¹⁰	0.9896	10 ¹⁰	0.4623	10 ¹⁰
0.1249	10 ¹¹	0.4762	10 ¹⁰	-0.3243	10 ¹⁰	0.6434	10 ¹⁰	-0.3971	10 ¹⁰	-0.3852	10 ¹¹	-0.3579	10 ¹¹	-0.2708	10 ¹¹	-0.1479	10 ¹¹	-0.4493	10 ¹⁰
0.3418	10 ¹¹	0.3478	10 ¹⁰	0.2935	10 ¹¹	0.1808	10 ¹¹	0.6373	10 ¹⁰	0.2942	10 ¹¹	0.2041	10 ¹¹	0.8411	10 ¹⁰	-0.2369	10 ⁹	-0.2168	10 ¹⁰
-0.4323	10 ¹¹	-0.3471	10 ¹¹	-0.2061	10 ¹¹	-0.7312	10 ¹⁰	-0.4937	10 ⁹	0.2158	10 ¹¹	0.2583	10 ¹¹	0.2562	10 ¹¹	0.1809	10 ¹¹	0.7252	10 ¹⁰
-0.3265	10 ¹⁰	-0.1078	10 ¹¹	-0.1518	10 ¹¹	-0.1437	10 ¹¹	-0.6751	10 ¹⁰	-0.4967	10 ¹¹	-0.4344	10 ¹¹	-0.2996	10 ¹¹	-0.1425	10 ¹¹	-0.3377	10 ¹⁰
0.4665	10 ¹¹	0.4393	10 ¹¹	0.3375	10 ¹¹	0.1866	10 ¹¹	0.5713	10 ¹⁰	0.1602	10 ¹¹	0.6875	10 ¹⁰	-0.3284	10 ¹⁰	-0.7717	10 ¹⁰	-0.4921	10 ¹⁰
-0.3126	10 ¹¹	-0.2234	10 ¹¹	-0.9637	10 ¹⁰	-0.9902	10 ⁸	0.2245	10 ¹⁰	0.3510	10 ¹¹	0.3615	10 ¹¹	0.3102	10 ¹¹	0.1938	10 ¹¹	0.6886	10 ¹⁰
-0.1869	10 ¹¹	-0.2265	10 ¹¹	-0.2230	10 ¹¹	-0.1645	10 ¹¹	-0.6670	10 ¹⁰	-0.3885	10 ¹¹	-0.3181	10 ¹¹	-0.1926	10 ¹¹	-0.7002	10 ¹⁰	-0.5391	10 ⁹
0.3792	10 ¹¹	0.3368	10 ¹¹	0.2360	10 ¹¹	0.1138	10 ¹¹	0.2727	10 ¹⁰	-0.1091	10 ¹⁰	-0.7552	10 ¹⁰	-0.1208	10 ¹¹	-0.1106	10 ¹¹	-0.5284	10 ¹⁰
-0.1094	10 ¹¹	-0.5185	10 ¹⁰	-0.1692	10 ¹⁰	0.4946	10 ¹⁰	0.3267	10 ¹⁰	0.3027	10 ¹¹	0.2888	10 ¹¹	0.2253	10 ¹¹	0.1261	10 ¹¹	0.3892	10 ¹⁰
-0.1932	10 ¹¹	-0.2012	10 ¹¹	-0.1755	10 ¹¹	-0.1112	10 ¹¹	-0.3987	10 ¹⁰	-0.1775	10 ¹¹	-0.1396	10 ¹¹	-0.5880	10 ¹⁰	-0.2589	10 ⁹	0.1244	10 ¹⁰
0.1869	10 ¹¹	0.1560	10 ¹¹	0.9637	10 ¹⁰	0.3585	10 ¹⁰	0.3077	10 ⁹	-0.8691	10 ¹⁰	-0.1060	10 ¹¹	-0.1086	10 ¹¹	-0.8017	10 ¹⁰	-0.3287	10 ¹⁰
0.5433	10 ⁹	0.2813	10 ¹⁰	0.4824	10 ¹⁰	0.4561	10 ¹⁰	0.2216	10 ¹⁰	0.1551	10 ¹¹	0.1398	10 ¹¹	0.9954	10 ¹⁰	0.4866	10 ¹⁰	0.1180	10 ¹⁰
-0.1053	10 ¹¹	-0.1016	10 ¹¹	-0.8853	10 ¹⁰	-0.4566	10 ¹⁰	-0.1421	10 ¹⁰	-0.3978	10 ¹⁰	-0.2056	10 ¹⁰	0.4279	10 ⁹	0.1697	10 ¹⁰	0.1162	10 ¹⁰
0.5391	10 ¹⁰	0.4081	10 ¹⁰	0.1913	10 ¹⁰	0.1417	10 ⁹	-0.3689	10 ⁹	-0.5704	10 ¹⁰	-0.5995	10 ¹⁰	-0.5321	10 ¹⁰	-0.3419	10 ¹⁰	-0.1237	10 ¹⁰

【図 16】

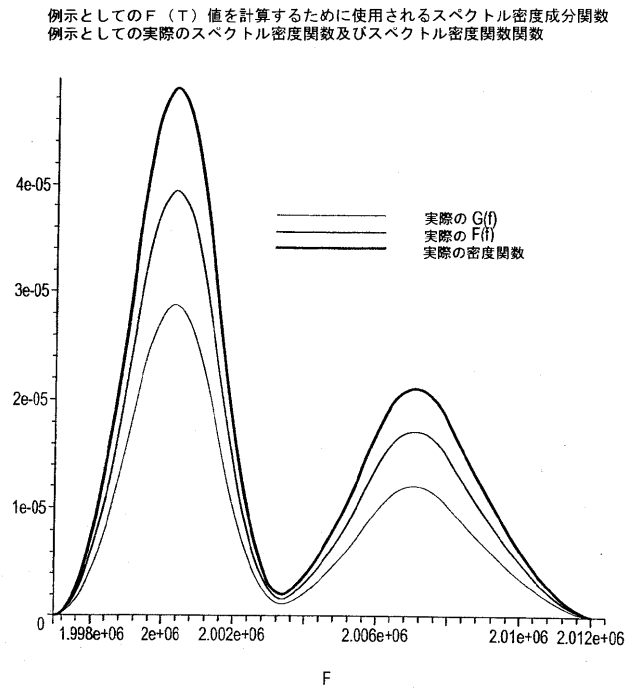
行列 $\|P\|$ の例

-0.1105	-0.06701	0.0359	0.0232	0.0055	-0.1066	-0.0105	0.01016	0.04178	0.0467	-0.1111	0.02559	-0.01052	0.07140	0.003079	-0.1452	0.05433	0.03498	0.1329	-0.05956
0.2058	0.8055	-0.2468	0.1085	-0.6869	0.4025	0.2752	-0.06566	-0.06227	4.5565	0.3727	0.03843	0.08169	-0.3012	-0.3731	0.6581	-0.7258	0.2657	-0.8206	-0.1547
0.0361	-0.7129	0.4505	0.6520	1.409	-0.1543	-0.6867	0.1087	-0.2694	1.435	-0.7179	4.6586	-0.1750	0.2214	1.322	-1.200	-0.2084	-0.5118	1.350	1.289
-1.870	1.111	-0.7183	1.043	-0.8198	0.9507	0.9457	-0.01528	0.7811	-1.356	-0.2657	0.8417	0.1320	0.4560	-1.397	0.3979	0.8116	0.2872	-0.3208	-2.185
1.861	0.3113	-0.2214	-0.6092	-0.4113	1.248	-0.2773	-0.09537	-0.8674	0.1868	1.100	4.5518	0.02306	-0.1798	0.5253	0.7160	-0.7770	0.1579	-0.9697	1.389
0.0750	-0.0163	0.02010	-0.05976	0.04413	0.07233	-0.09378	0.07381	-0.04051	0.1860	-0.02356	0.04468	-0.01117	0.0009672	0.0078	-0.07919	-0.02686	-0.03331	0.07848	0.1205
-0.8880	0.1637	0.0001696	0.2351	-0.09710	0.4063	0.2409	0.035766	0.2827	0.2865	-0.2388	0.2750	0.01423	0.2376	-0.4415	-0.04452	0.3074	0.02590	0.1145	-0.7029
1.559	0.8498	-0.353	-0.4500	-0.0851	1.333	-0.6118	-0.1083	-0.5310	0.2800	1.238	-0.4469	0.06994	0.8711	0.2850	1.067	-0.7480	0.3130	-1.384	1.084
-1.125	-2.253	0.7277	-0.05713	1.952	-1.520	-0.5310	0.1987	0.4118	1.427	-1.573	0.36831	-0.2248	1.082	0.7490	-2.168	0.8702	0.7255	2.514	-0.1097
-0.1935	1.689	-0.5195	0.1508	-1.559	0.4897	0.8268	-0.1272	0.1107	-1.458	1.919	0.3411	0.1933	0.4487	-1.198	1.433	0.00324	0.3740	-1.882	-0.9506

【図 18】

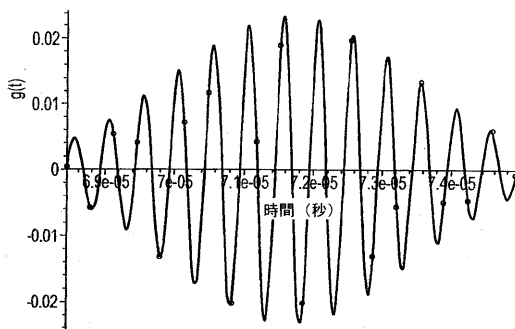


【図 19】



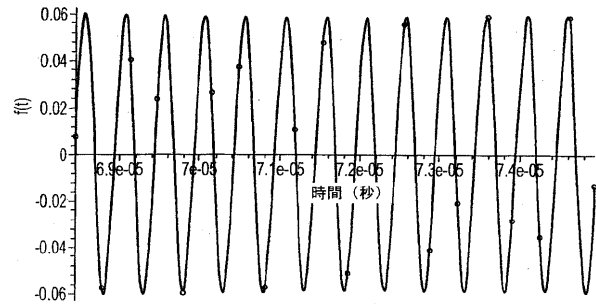
【図 20】

例示としての信号及び測定点の位置
 $g(t)$ 及び測定される点



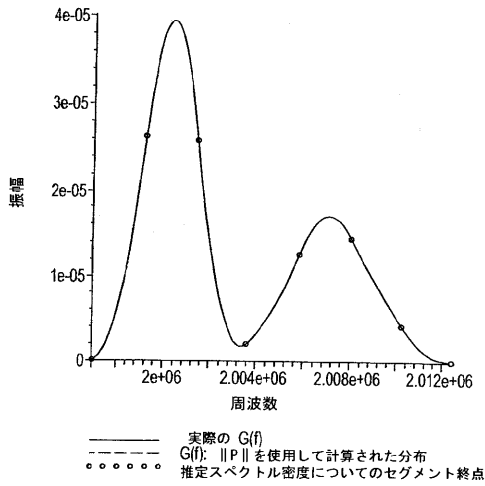
【図 21】

ガウス型包絡線を調整した後の例示としての信号及び測定点の位置
(この信号の周期は図示された短いセグメントよりも遙かに長い)
 $f(t)$ 及び測定される点



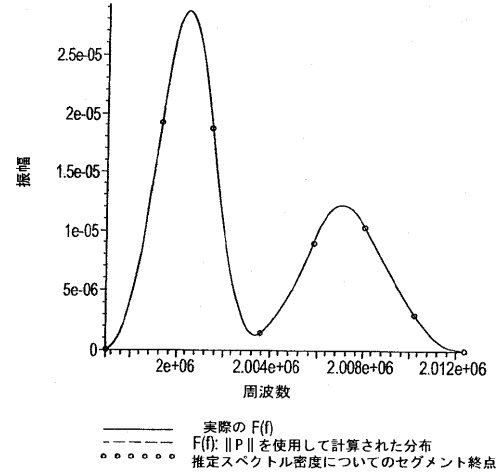
【図 2 2】

例示としての $G(f)$ についての計算結果及び実際の $G(f)$
 (計算結果は実際の $G(f)$ に重なっている)
 $G(f)$: 実際のスペクトル密度及び推定スペクトル密度



【図 2 3】

例示としての $F(f)$ についての計算結果及び実際の $F(f)$
 (計算結果は実際の $F(f)$ に重なっている)
 $F(f)$: 実際のスペクトル密度及び推定スペクトル密度



【図 2 4】

区分的連続な等幅の 2 次関数セグメントについての式

$\|A\|$ の初めの $(N-2)$ 個の列についての式

$$A_{ij} = \frac{1}{8} E(i) \left((-4N+4j+2) \cos(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + 2\cos(2\pi(H_0+H_8)j) + 2(N-1) \cos(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) \right) + 2(N-1-j) \cos(2\pi(H_0+H_8)j) / (\pi^2 3^3)$$

$\|A\|$ の残りの $(N-2)$ 個の列についての式

$$A_{ij} + N-2 = \frac{1}{8} E(i) \left(2\sin(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + \sin(2\pi(H_0+H_8)(N-2)H_8) + (-2N+2j-2) \sin(2\pi(H_0+H_8)j) + 2\sin(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) \right) + 2(N-1-j) \cos(2\pi(H_0+H_8)j) / (\pi^2 3^3)$$

$|a|$ 及び $|x|$ の N 番目の項及び $(N-1)$ 番目の項を最初の $(N-2)$ 個の項から計算するための式

$$a_{N-1} = \sum_{p=1}^{N-2} a_p(p-N) \quad a_N = \sum_{p=1}^{N-2} a_p(p-N+1) \quad (46)$$

スペクトル密度成分関数についての式

$$d(f) = \sum_{i=1}^{N-1} \text{HEAVISIDE}(H_0+H_8) \text{HEAVISIDE}(H_0+H_8) \left(\sum_{p=1}^{N-1} (-a_p(H_0+H_8)2(p+1-N)) \right) + \text{HEAVISIDE}(-H_0-N-1)H_8 \text{HEAVISIDE}(H_0+H_8) \left(\sum_{p=1}^{N-2} (-a_p(H_0+H_8)2(p+1-N)) \right)$$

時間の推定関数を計算するための式

$$g(f) = E(i) \left(\sum_{j=1}^{N-2} \frac{1}{8} \left(\sin(2\pi(H_0+H_8)(N-2)H_8) + \sin(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + 2\sin(2\pi(H_0+H_8)j) + 2\sin(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) \right) + 2(N-1-j) \cos(2\pi(H_0+H_8)j) \right) + \frac{1}{8} \left(2(N-1) \cos(2\pi(H_0+H_8)(N-2)H_8) + 2\cos(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + 2\cos(2\pi(H_0+H_8)j) + 2\cos(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) \right) / (\pi^2 3^3)$$

区分的連続な等幅の線形関数セグメントについての式

$\|A\|$ の初めの $(N-1)$ 個の列についての式

$$A_{ij} = \frac{1}{4} E(i) \left(\sin(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + \sin(2\pi(H_0+H_8)j) + \sin(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + \sin(2\pi(H_0+H_8)j) \right) / (\pi^2 2^2)$$

$\|A\|$ の残りの $(N-1)$ 個の列についての式

$$A_{ij} + N-1 = \frac{1}{4} E(i) \left(\cos(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + \cos(2\pi(H_0+H_8)j) + \cos(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + \cos(2\pi(H_0+H_8)j) \right) / (\pi^2 2^2)$$

$|a|$ 及び $|x|$ の N 番目の項を最初の $(N-1)$ 個の項から計算するための式

$$a_N = - \sum_{p=1}^{N-1} a_p$$

スペクトル密度成分関数についての式

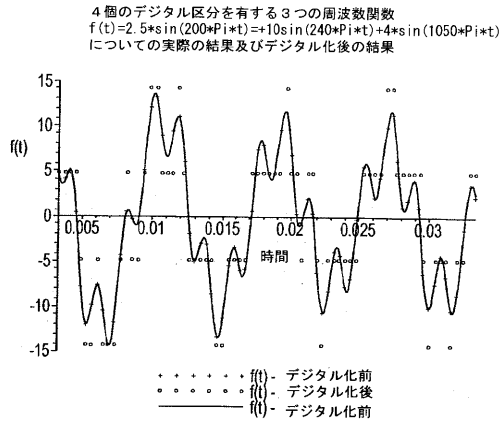
$$d(f) = \sum_{i=1}^{N-1} \text{HEAVISIDE}(H_0+H_8) \text{HEAVISIDE}(H_0+H_8) \left(\sum_{p=1}^{N-1} (-a_p(H_0+H_8)2(p+1-N)) \right) + \text{HEAVISIDE}(-H_0-N-1)H_8 \text{HEAVISIDE}(H_0+H_8) \left(\sum_{p=1}^{N-1} (-a_p(H_0+H_8)2(p+1-N)) \right)$$

時間の推定関数を計算するための式

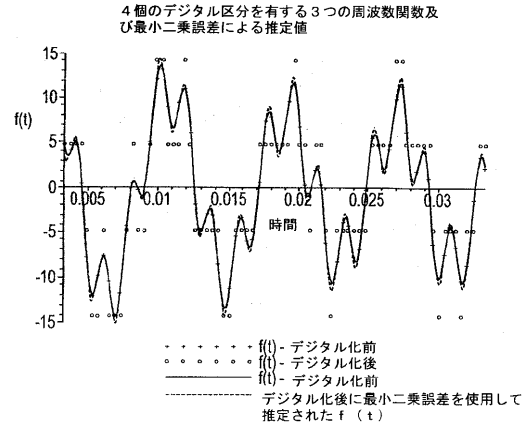
$$g(f) = E(i) \left(\sum_{j=1}^{N-1} \frac{1}{4} \left(\sin(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + \sin(2\pi(H_0+H_8)j) + \sin(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + \sin(2\pi(H_0+H_8)j) \right) + 2(N-1-j) \cos(2\pi(H_0+H_8)j) \right) + \frac{1}{4} \left(\sum_{j=1}^{N-1} \frac{1}{4} \left(\cos(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + \cos(2\pi(H_0+H_8)j) + \cos(2\pi(H_0+H_8)(N-1)H_8) + \cos(2\pi(H_0+H_8)j) \right) \right) / (\pi^2 2^2)$$

【図 2 5】

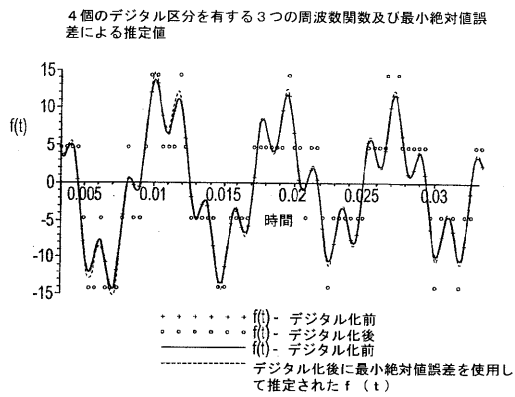
【図 26】



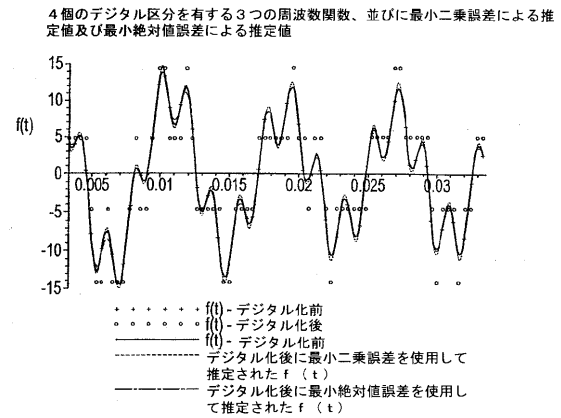
【図 27】



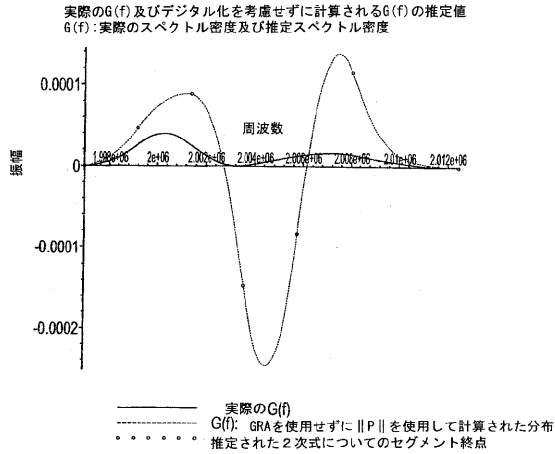
【図 28】



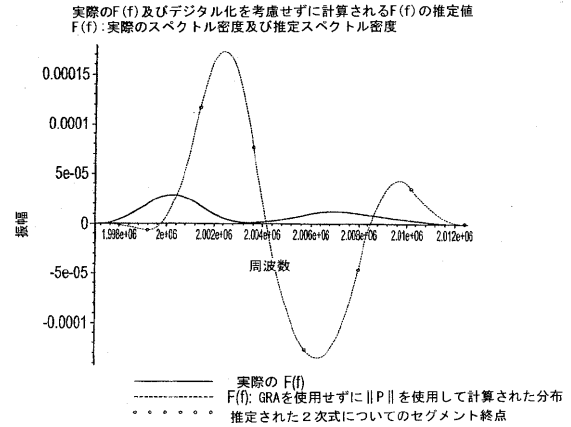
【図 29】



【図 30】



【図 31】



【図 32】

区分的連続2次関数セグメントを使用する場合の規定面積測定

$$\begin{aligned}
 MAS_{1,N} = & \left(\sum_{q=1}^{N/2} \left(\sum_{i=1}^{N/2} \left(3a_i^2 + 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2-2q+1)a_q \right)^2 - 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2-2q+1)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 10a_1 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2-2q+1)a_q \right) \right) \right) \right)^2 \\
 & + 68 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right)^2 + 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) - 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 40 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right)^2 \\
 & + 85 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 3 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+1-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) - 60 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (1-2N+2q)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \\
 & - 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (1-2N+2q)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+1-N) \right) + 25 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+1-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \\
 & - 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+1-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right)
 \end{aligned}$$

【図 33】

区分的連続2次関数セグメントに基づいたスペクトル密度成分関数についての弧長測定

$$\begin{aligned}
 \text{Marc_length } G(f=5) &= \sum_{q=1}^{N/2} a_q \left(\sum_{i=1}^{N/2} a_i \right)^2 + 2 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_i(N+i) \right)^2 + 4 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_i \right)^2 + \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_k \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + a_q^2 \\
 \text{Marc_length } F(f=5) &= \sum_{q=1}^{N/2} x_i \left(\sum_{i=1}^{N/2} x_i \right)^2 + 2 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_i(N+i) \right)^2 + 4 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_i \right)^2 + \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_k \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q \right) + x_q^2
 \end{aligned}$$

【図 3 4】

区分的連続2次関数セグメントに基づいたスペクトル密度成分関数についての規定面積測定

$$M_{\text{BOUNDED_AREA}} G(p) = \sum_{q=1}^{N/2} \left(3a_q^2 + 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2i-2q-1)a_q \right)^2 + 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2i-2q-1)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 10a_q \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2i-2q-1)a_q \right) + 20 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right)^2 + 15a_q \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \right) \\ + 68 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right)^2 + 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)a_q \right)^2 - 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) - 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)a_q \right) + 40 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right)^2 \\ + 65 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 3 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right)^2 - 80 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (1-2N+2q)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) - 25 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \\ - 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (1-2N+2q)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) - 25 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \\ - 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right)$$

【図 3 5】

区分的連続2次関数セグメントに基づくスペクトル密度成分関数についての2次曲率測定

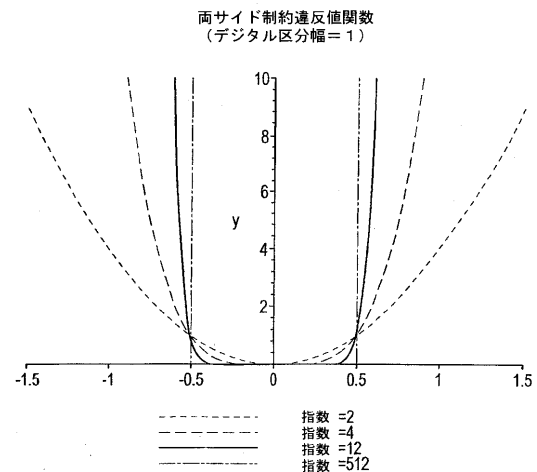
$$M_{\text{CURVATURE, } G(p)} = \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q^2 \right) + \left(\sum_{p=1}^{N/2} a_p(p-N) \right)^2 + \left(\sum_{p=1}^{N/2} a_p(p+1-N) \right)^2 \\ M_{\text{CURVATURE, } F(p)} = \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q^2 \right) + \left(\sum_{p=1}^{N/2} x_p(p-N) \right)^2 + \left(\sum_{p=1}^{N/2} x_p(p+1-N) \right)^2$$

【図 3 6】

G (f) 及び F (f) の両方についての通量測定及び面積測定を組み合わせた目的関数

$$O(p) = 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (1-2N+2q)a_q \right)^2 + \sum_{q=1}^{N/2} \left(3a_q^2 + 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2i-2q-1)a_q \right)^2 + 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2i-2q-1)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 10a_q \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2i-2q-1)a_q \right) + 20 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right)^2 + 15a_q \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \right) \\ + 68 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right)^2 + 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)a_q \right)^2 - 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) - 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)a_q \right) + 40 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right)^2 \\ - 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 3 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right)^2 - 80 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (1-2N+2q)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) - 25 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \\ + 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) - 25 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) - 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \\ + \sum_{q=1}^{N/2} \left(3 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right)^2 + 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)a_q \right)^2 + 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)a_q \right) + 20 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right)^2 + 15a_q \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \right) \\ + 65 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 3 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right)^2 - 80 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (1-2N+2q)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) - 25 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \\ - 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (1-2N+2q)a_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) + 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) - 25 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \\ - 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} a_q \right) \\ + \sum_{q=1}^{N/2} \left(3x_q^2 + 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2i-2q-1)x_q \right)^2 + 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2i-2q-1)x_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q \right) + 10x_q \left(\sum_{q=1}^{N/2} (2i-2q-1)x_q \right) + 20 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q \right)^2 + 15x_q \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q \right) \right) \\ + 68 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q(q-N) \right)^2 + 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)x_q \right)^2 - 30 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)x_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q(q-N) \right) - 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} (3-2N+2q)x_q \right) + 40 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q \right)^2 \\ - 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q \right) + 3 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q(q+N) \right)^2 - 80 \left(\sum_{q=1}^{N/2} (1-2N+2q)x_q \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q(q+N) \right) - 25 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q \right) \\ + 10 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q(q-N) \right) - 25 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q(q-N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q \right) - 15 \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q(q+N) \right) \left(\sum_{q=1}^{N/2} x_q \right)$$

【図 3 7】



【图 3 8】

非負制約値関数 1 (NCV1)

[illegible]

注記: $p' = N^2$ となるように r の値を選択する

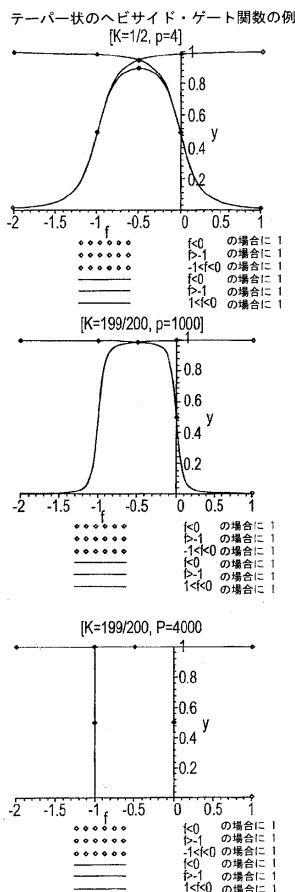
【 図 3 9 】

非負制約値関数 2 (NCV 2)

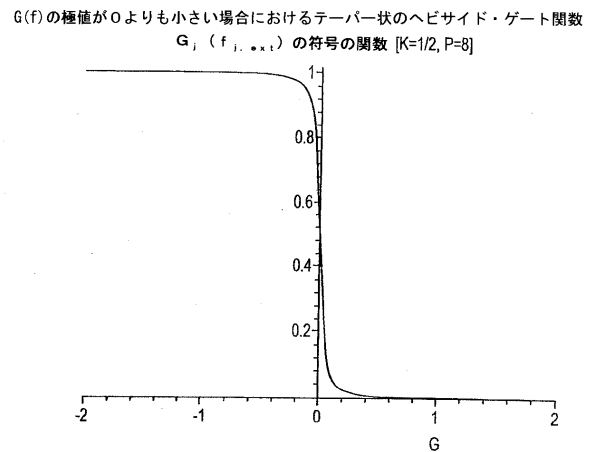
[illegible]

注記：NCV2を使用する場合、指数 $r = 0$ を設定する

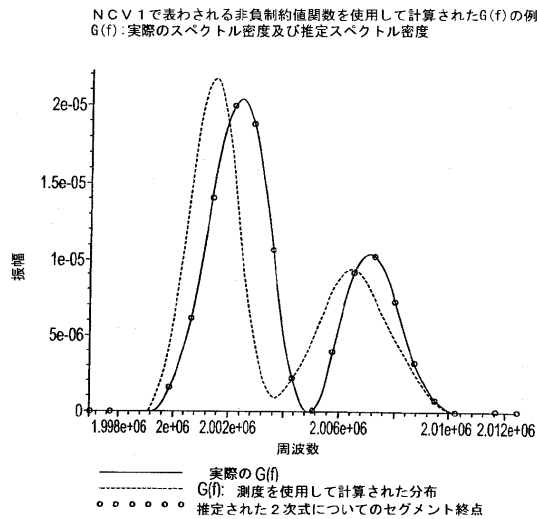
【図 4 0】



【図 4 1】



【図 4 2】



【図 4 3】

ピーク・カウント制約値 (PCV) 関数

$$PCV = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^{N^2} \left[\frac{1}{1 + \frac{\sum_{j=1}^{N^2} a_{ij}}{a_i}} \right] \cdot \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\left(\frac{\sum_{j=1}^{N^2} a_{ij}}{a_i} \right)^2 + k(4p)} \right] \cdot \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\left(\frac{\sum_{j=1}^{N^2} a_{ij}}{a_i} \right)^2 + k(4p)} \right]$$

$$PCV = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^{N^2} \left[\frac{1}{1 + \frac{\sum_{j=1}^{N^2} a_{ij}}{a_i}} \right] \cdot \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\left(\frac{\sum_{j=1}^{N^2} a_{ij}}{a_i} \right)^2 + k(4p)} \right] \cdot \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\left(\frac{\sum_{j=1}^{N^2} a_{ij}}{a_i} \right)^2 + k(4p)} \right]$$

【図 4 4】

基本計算シーケンス

1. 解のパラメータを指定する

- A. 測定条件を指定する
a. 測定の回数 (M)
b. 測定間の時間間隔
- B. 基底周波数を指定する
a. 下限周波数及び上限周波数 (f_L, f_H)
b. 周波数区間の数 (N)
- C. 目的関数の成分を選択する
(図 3 3, 図 3 4, 図 3 5 参照)
a. $G(f)$, $F(f)$ の弧長測度
b. $G(f)$, $F(f)$ の規定面積測度
c. $G(f)$, $F(f)$ の 2 次曲率
- D. 非負制約のタイプを選択する
(図 3 8 及び図 3 9 参照)
a. $G_1(f_1, \dots, f_N)$ によりスケーリングする
b. $-G_1(f_1, \dots, f_N)$ によりスケーリングする
- ピーク・カウント制約を選択する
(図 4 3 参照)
a. ピーク・カウント制約を使用するか否かを選択する
b. $G(f)$, $F(f)$ のピークの数を選択する
- F. デジタル区分制約の特性を指定する
a. 制約ペナルティの急峻性
(パラメータ w の最終値)
b. 最終計算の間のペナルティ値
(パラメータ p の最終値)
- G. 非負制約の変化の割合を指定する
(パラメータ k)

事前計算に進む

【図 4 5】

基本計算シーケンス

2. 事前計算 (解探索の前)

- A. 行列 $\|A\|$ を計算する (図 2 5 参照)
- B. 目的関数 (OF) 式及びそのヘシアンを計算する (これは数値の行列になる)
- C. 非負制約値 (NCV) 関数、並びにその勾配及びヘシアンを計算する (これは $|a|$ 及び $|x|$ についてのベクトル及び行列になる)
- D. ピーク・カウント制約 (PCV) 関数、並びにその勾配及びヘシアンを計算する (これは $|a|$ 及び $|x|$ についてのベクトル及び行列になる)
- C. $|d|$ の開始値を使用して OF を計算し、スケール因子 λ の開始値を計算する ($\lambda = 10^{-2} \cdot (OF - 2)$ の大きさの数)
- D. パラメータ p の開始値を選択する、例えば $p = 2$
- E. 制約値関数、すなわちデジタル区分制約違反関数 (CVV)、非負制約値関数 (NCV)、ピーク・カウント制約値関数 (PCV) の開始値を計算する
- F. 制約付き目的関数 (COF) の値を計算する
 $COF = OF / \lambda + CVV + NCV + PCV$

3. 初期化

- A. $|a|$ 及び $|x|$ の開始値を選択する
一例え、小さい値を有する定数ベクトル
- B. $|a|$ を $|x|$ に積み重ねることにより $|d|$ の開始値を生成する

多次元ニュートン法による探索に進む

【図 4 6】

基本計算シーケンス

4. 多次元ニュートン法による探索

(変数の開始値を添字 k を付して指定する、例えば $|d|$ の開始値を $|d_k|$ として指定する)

A. P の現在値を使用する

a. (このシーケンスで新規の $|d|$ を計算する) $|d_k|$ を使用する

- (1) OF の勾配を計算する
- (2) C V V の勾配及びヘシアンを計算する
- (3) N V V の勾配及びヘシアンを計算する
- (4) P C V の勾配及びヘシアンを計算する
- (5) 勾配の和を求め、ヘシアンの和を求め、さらにこれらを使用して $|d|$ の変化 $|s|$ を計算する
- (6) $|d_{k+1}| = |d_k| + |s|$ を計算する
- (7) 新規の OF, CW, NCV, PCV, 及び COF_{k+1} を計算する

b. (必要に応じてバックステップを適用する)

- (1) $\text{COF}_{k+1} < \text{COF}_k$ の場合、ステップ C に進む
- (2) $|s|$ を 1 桁小さくする
- (3) $|d_{k+1}| = |d_k| +$ を計算する

(4) $\text{COF}_{k+1} < \text{COF}_k$ の場合、ステップ C に進み、それ以外の場合はステップ b. (2) に進み、 $|s|$ が非常に小さい値に減少していない限り $|s|$ を小さくし、この場合、ステップ d に進む

c. (ここで、COF を小さくした時間を知る) $|d_k|$ から $|d_{k+1}|$ への変化が著しい場合には、
(1) $|d_k| = |d_{k+1}|$ を設定する
(2) ステップ 4. A. a に戻り、それ以外の場合にはステップ d に進む

d. (ここで、 $|d_{k+1}|$ の変化の取得を中止した時間を知る) パラメータ p が最終値になった場合、ステップ B に進み、それ以外の場合には、
(1) p を大きくする、例えば p の現在値に $3/2$ を乗算する
(2) $|d_k|$ 及び新規の p を使用して OF を計算する
(3) スケール因子 λ の新規の値を計算する
(4) ステップ 4. A に戻る

B. (ここで、 p の最終値により計算を終了した時間を知る)

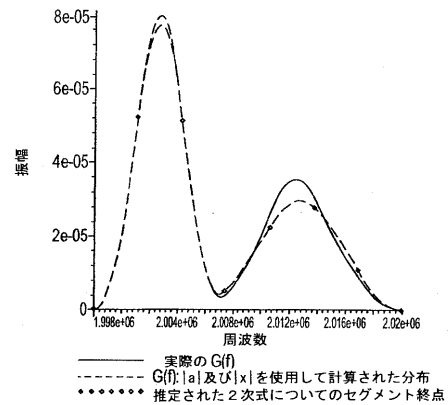
“探索終了”

【図 4 7】

実際の $G(f)$ 及びデジタル化データから計算された $G(f)$

$M=50$

$G(f)$: 実際のスペクトル密度及び推定されたスペクトル密度

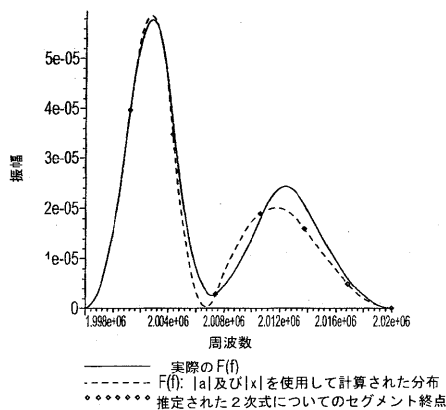


【図 4 8】

実際の $F(f)$ 及びデジタル化データから計算された $F(f)$

$M=50$

$F(f)$: 実際のスペクトル密度及び推定されたスペクトル密度

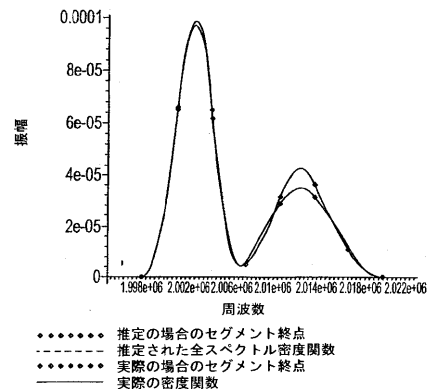


【図 4 9】

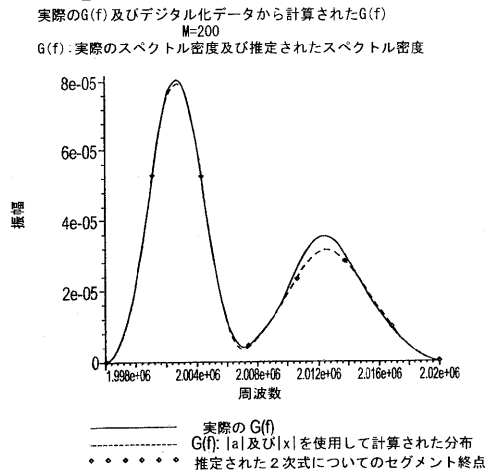
実際のスペクトル密度関数及びデジタル化データから計算されたスペクトル密度関数

$M=50$

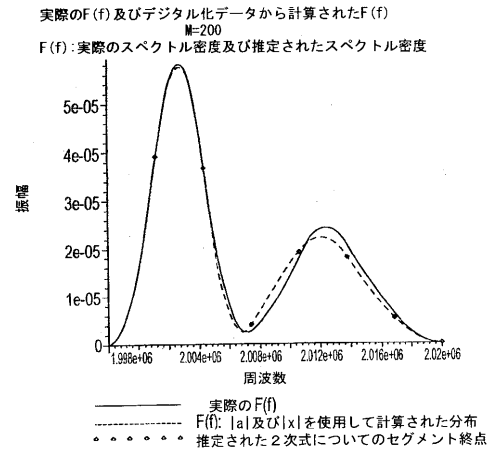
全スペクトル密度関数: 実際のスペクトル密度及び推定されたスペクトル密度



【図 50】

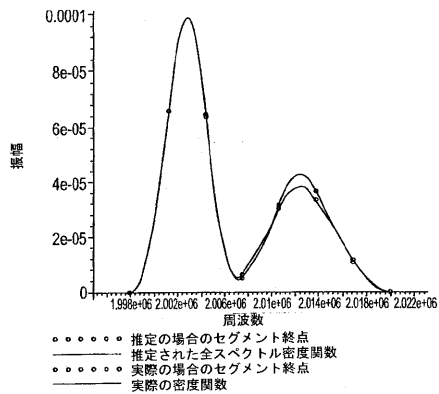


【図 51】



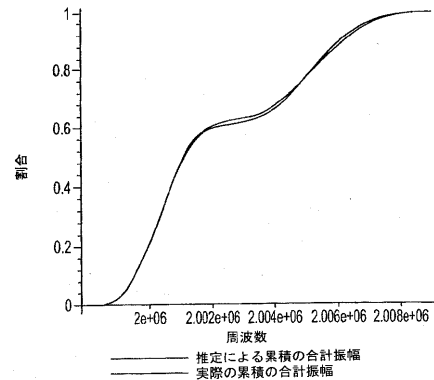
【図 52】

実際のスペクトル密度関数及びデジタル化データから計算されたスペクトル密度関数
 $M=200$
 全スペクトル密度関数: 実際のスペクトル密度及び推定されたスペクトル密度



【図 53】

実際の累積スペクトル密度関数及びデジタル化データから計算された累積スペクトル密度関数
 $M=200$
 7個のセグメントを使用し、200回の測定の場合のスペクトル密度関数に基づく合計振幅の累積分布



【図 5 4】

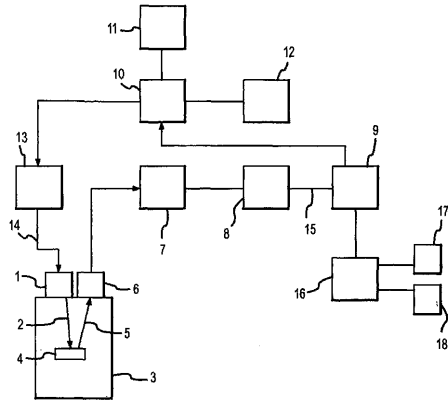
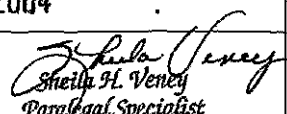


FIG.54

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US03/36804
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC(7) : A61B 8/00 US CL : 600/437 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) U.S. : 600/437-472, 73/595-633; 367/7, 11, 130, 138; 128/916 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) Please See Continuation Sheet		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 4,509,526 A (BARNES et al.) 09 April 1985 (09.04.1985), entire document.	1-95
A	US 5,628,321 A (SCHEIB et al.) 13 May 1997 (13.05.1997), entire document.	1-95
☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.		
* Special categories of cited documents:		
"A"	document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"E"	earlier application or patent published on or after the international filing date	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"L"	document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"O"	document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	"&" document member of the same patent family
"P"	document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	
Date of the actual completion of the international search 17 May 2004 (17.05.2004)		Date of mailing of the international search report 28 MAY 2004
Name and mailing address of the ISA/US Mail Stop PCT, Attn: ISA/US Commissioner for Patents P.O. Box 1450 Alexandria, Virginia 22313-1450 Facsimile No. (703) 305-3230		Authorized officer Ali Imam Telephone No. 703-308-1148  Sheila H. Veney Paralegal Specialist Tech. Center 3700

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1998)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

PCT/US03/36804

Continuation of B. FIELDS SEARCHED Item 3:

EAST:

search terms: signal, processing, ultrasound, frequency, transform, nonzero, amplitude, diagnostic, CW Doppler

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW