

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2013-127405

(P2013-127405A)

(43) 公開日 平成25年6月27日(2013.6.27)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
GO 1 R 23/20 (2006.01)	GO 1 R 23/20	A
GO 1 R 23/16 (2006.01)	GO 1 R 23/16	B

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2011-277037 (P2011-277037)	(71) 出願人	302062931 ルネサスエレクトロニクス株式会社 神奈川県川崎市中原区下沼部1753番地
(22) 出願日	平成23年12月19日(2011.12.19)	(74) 代理人	100089071 弁理士 玉村 静世
		(72) 発明者	中村 武治 神奈川県川崎市中原区下沼部1753番地 ルネサスエレクトロニクス株式会社内

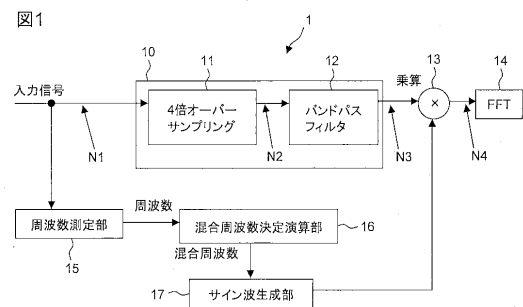
(54) 【発明の名称】 歪み成分解析装置

(57) 【要約】

【課題】歪み成分解析におけるスペクトルの広がりを解消する。

【解決手段】入力信号の周波数を測定する周波数測定部(15)と、上記周波数に応じた混合周波数を決定する混合周波数決定演算部(16)と、上記混合周波数のサイン波を生成するサイン波生成部(17)とを設ける。さらに上記入力信号に由来する周波数成分と無音より成り、且つ上記入力信号に由来する成分より広い周波数帯域を持つ変換前信号を生成する変換前信号生成部(10)と、上記変換前信号に上記サイン波を乗ずる乗算部(13)と、上記乗算部の出力をフーリエ級数展開して解析する高速フーリエ変換部(14)とを設ける。上記混合周波数決定演算部において、上記入力信号の周波数と上記混合周波数との和または差が、上記高速フーリエ変換部の解析単位周波数の整数倍となるように上記混合周波数を決定することにより、歪み成分解析におけるスペクトルの広がりが解消される。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力信号の歪み成分解析を行う歪み成分解析装置であって、
 上記入力信号の周波数を測定する周波数測定部と、
 上記周波数に応じて混合周波数を決定する混合周波数決定演算部と、
 上記混合周波数のサイン波を生成するサイン波生成部と、
 上記入力信号に由来する周波数成分と無音より成り、且つ上記入力信号に由来する成分より広い周波数帯域を持つ変換前信号を生成する変換前信号生成部と、
 上記変換前信号に上記サイン波を乗ずる乗算部と、
 上記乗算部の出力をフーリエ級数展開して解析する高速フーリエ変換部と、を含み、
 上記混合周波数決定演算部は、上記入力信号の周波数と上記混合周波数との和または差が、上記高速フーリエ変換部の解析単位周波数の整数倍となるように上記混合周波数を決定することを特徴とする歪み成分解析装置。

10

【請求項 2】

上記変換前信号生成部は、上記入力信号をオーバーサンプリングするオーバーサンプリング部と、
 上記オーバーサンプリング部の出力から折り返し成分を除去するフィルタと、を含む請求項 1 記載の歪み成分解析装置。

【請求項 3】

上記変換前信号生成部は、上記入力信号の一部帯域を抽出し、抽出帯域以外を除外した信号を生成するフィルタを含む請求項 1 記載の歪み成分解析装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、入力信号の歪み成分解析技術に関し、例えばオーディオ信号処理 L S I (Large Scale Integration) の評価や音声の歪み率の測定に適用して有効な技術に関する。

【背景技術】

【0002】

特許文献 1 には、時間領域信号である入力信号を周波数領域信号に変換して周波数領域で歪みを検出する歪み検出装置が記載されている。

30

【0003】

特許文献 2 には、サンプリング周波数関数を補間点で再サンプリングするための技術が記載されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】国際公開第 2006 / 082681 号パンフレット

【特許文献 2】特開平 6 - 294830 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

40

【0005】

歪み率測定の一方法として、特許文献 1 の従来例に記されているように、フーリエ級数展開を用いて、基本周波数成分と歪み成分とを分離し、それら成分の比を歪み率とする方法が知られている。このような方式における誤差要因の一つは、フーリエ級数展開における着目点数が少ないと周波数分解能が減少することである。例えば 1 k H z のサイン波に 2048 ポイントの F F T (Fast Fourier Transform; 高速フーリエ変換) を施すと、図 14 に示されるようなスペクトルとなる。

【0006】

この信号には 1 k H z のサイン波しか含まれていないので、正しいスペクトルは横軸 1 k H z の点に垂直状のグラフが存在するだけのはずであるが、図 14 のように幅を持った

50

スペクトルとして検出されてしまう。

これはフーリエ級数展開の原理に由来する良く知られた現象で、この例では2048サンプルの周期で入力信号を繰り返した場合の信号系列のスペクトルを表示しているため、このようなスペクトルの広がりが見測される。この現象は高速フーリエ変換のポイント数を増やせば軽減される。着目期間を繰り返すことによる影響が、相対的に減少するからである。例えば高速フーリエ変換を4096ポイントとすると、図15に示されるようなスペクトルになる。

【0007】

高速フーリエ変換のポイント数を増やすことは、測定時間を長くすることと等価であり、特許文献1では、同様の効果を長時間の信号を平均化することにより実現している。特許文献1は放送の送信電波の測定を想定しており、入力信号は一定周波数が持続するため、測定時間を長くすることができるが、オーディオ機器の特性測定の用途では、試験信号は有限長であり、測定時間を無制限に長くすることはできない。

10

【0008】

有限長の信号に対し、信号長より長いポイント数のフーリエ級数展開を施す一つの方法は、不足分の入力データをゼロとして実施する方法で、例えば特許文献2に記載されている。フーリエ級数展開のポイント数を増やせばスペクトルの広がりを狭くすることはできるが、演算量は増えてしまう。原理上ポイント数を増やすことで広がりをゼロにすることはできないため、広がりの許容量と演算量との間で妥協しなければならない。

【0009】

有限長の入力データに対し、フーリエ級数展開を施すと、本来は単一スペクトルであるはずの信号が、広がりを持って観測される。この現象を軽減するには、フーリエ級数展開のポイント数を増やすか、測定時間を増やして同様の効果をもたらす考案を適用する必要がある。前者は演算量が増え、後者は測定時間が限られる場合に適用できない。また、いずれの対処でも、スペクトルの広がりが軽減されるだけで、解消はされない。

20

【0010】

本発明の目的は、歪み成分解析におけるスペクトルの広がりを解消することによって歪み成分解析精度の向上を図るための技術を提供することにある。

【0011】

本発明の前記並びにその他の目的と新規な特徴は本明細書の記述及び添付図面から明らかになるであろう。

30

【課題を解決するための手段】

【0012】

本願において開示される発明のうち代表的なものの概要を簡単に説明すれば下記の通りである。

【0013】

すなわち、歪み成分解析装置において、入力信号の周波数を測定する周波数測定部と、上記周波数に応じた混合周波数を決定する混合周波数決定演算部と、上記混合周波数のサイン波を生成するサイン波生成部とを設ける。さらに歪み成分解析装置において、上記入力信号に由来する周波数成分と無音より成り、且つ上記入力信号に由来する成分より広い周波数帯域を持つ変換前信号を生成する変換前信号生成部と、上記変換前信号に上記サイン波を乗ずる乗算部と、上記乗算部の出力をフーリエ級数展開して解析する高速フーリエ変換部とを設ける。上記混合周波数決定演算部は、上記入力信号の周波数と上記混合周波数との和または差が、上記高速フーリエ変換部の解析単位周波数の整数倍となるように上記混合周波数を決定する。

40

【発明の効果】

【0014】

本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば下記のとおりである。

【0015】

50

すなわち、歪み成分解析におけるスペクトルの広がりを解消することによって歪み成分解析精度の向上を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】本発明にかかる歪み成分解析装置の構成例ブロック図である。

【図2】図1におけるノードN1において高速フーリエ変換を行った結果を示す波形図である。

【図3】図1におけるノードN2において高速フーリエ変換を行った結果を示す波形図である。

【図4】図1におけるノードN3において高速フーリエ変換を行った結果を示す波形図である。

【図5】図1におけるノードN4において高速フーリエ変換を行った結果を示す波形図である。

【図6】本発明にかかる歪み成分解析装置の別の構成例ブロック図である。

【図7】図6におけるノードN5において高速フーリエ変換を行った結果を示す波形図である。

【図8】図6におけるノードN6において高速フーリエ変換を行った結果を示す波形図である。

【図9】図6におけるノードN7において高速フーリエ変換を行った結果を示す波形図である。

【図10】図6におけるノードN8において高速フーリエ変換を行った結果を示す波形図である。

【図11】スペクトルの折り返しを説明するための波形図である。

【図12】図6におけるノードN8において高速フーリエ変換を行った結果を示す波形図である。

【図13】本発明にかかる歪み成分解析装置の別の構成例ブロック図である。

【図14】フーリエ級数展開における着目点数と周波数分解能との関係を説明するための波形図である。

【図15】フーリエ級数展開における着目点数と周波数分解能との関係を説明するための波形図である。

【発明を実施するための形態】

【0017】

1. 実施の形態の概要

先ず、本願において開示される発明の代表的な実施の形態について概要を説明する。代表的な実施の形態についての概要説明で括弧を付して参照する図面中の参照符号はそれが付された構成要素の概念に含まれるものを例示するに過ぎない。

【0018】

〔1〕本発明の代表的な実施の形態に係る歪み成分解析装置(1)は、入力信号の周波数を測定する周波数測定部(15)と、上記周波数に応じた混合周波数を決定する混合周波数決定演算部(16)と、上記混合周波数のサイン波を生成するサイン波生成部(17)とを含む。さらに歪み成分解析装置(1)は、上記入力信号に由来する周波数成分と無音より成り、且つ上記入力信号に由来する成分より広い周波数帯域を持つ変換前信号を生成する変換前信号生成部(10)と、上記変換前信号に上記サイン波を乗ずる乗算部(13)と、上記乗算部の出力をフーリエ級数展開して解析する高速フーリエ変換部(14)とを含む。上記混合周波数決定演算部(16)は、上記入力信号の周波数と上記混合周波数との和または差が、上記高速フーリエ変換部の解析単位周波数の整数倍となるように上記混合周波数を決定する。

【0019】

上記構成の歪み成分解析装置は、スペクトルの広がりが、高速フーリエ変換を施す期間のデータ系列が繰り返すことによって発生するというメカニズムに着目し、高速フーリエ

10

20

30

40

50

変換期間の整数分の一の周期の入力信号であれば例外的にスペクトルの広がりが発生しないことを利用して、スペクトルの広がりを解消するものである。つまり、上記混合周波数決定演算部において、上記入力信号の周波数と上記混合周波数との和または差が、上記高速フーリエ変換部の解析単位周波数の整数倍となるように上記混合周波数を決定され、それに基づいて、サイン波生成部においてサイン波が生成される。このサイン波が乗算部において上記変換前信号に乘算されることにより、歪み成分解析におけるスペクトルの広がりを解消することができ、それによって、歪み成分解析精度の向上を図ることができる。

【0020】

〔2〕上記〔1〕において、上記変換前信号生成部は、上記入力信号をオーバーサンプリングするオーバーサンプリング部（11又は61）と、上記オーバーサンプリング部の出力から折り返し成分を除去するフィルタ（12又は62）とを含んで構成することができる。

10

【0021】

〔3〕上記〔1〕において、上記変換前信号生成部は、上記入力信号の一部帯域を抽出し、抽出帯域以外を除外した信号を生成するフィルタ（131, 132）を含んで構成することができる。

【0022】

2. 実施の形態の詳細

実施の形態について更に詳述する。

【0023】

《実施の形態1》

図1には、本発明にかかる歪み成分解析装置の構成例が示される。図1に示される歪み成分解析装置1は、例えばオーディオ信号処理LSIの評価や音声の歪み率の測定に適用されるもので、特に制限されないが、変換前信号生成部10、乗算器13、高速フーリエ変換部（FFT）14、周波数測定部15、混合周波数決定演算部16、及びサイン波生成部17を含む。

20

【0024】

変換前信号生成部10は、入力信号に由来する成分よりも広い周波数帯域を持つ変換前信号を生成する機能を有する。このような機能を有する変換前信号生成部10は、入力信号を4倍オーバーサンプリングするための4倍オーバーサンプリング回路11と、必要な範囲の周波数帯域の信号のみを通過させるバンドパスフィルタ12とを含んで構成される。周波数測定部15は、入力信号の周波数を測定する機能を有する。混合周波数決定演算部16は、混合周波数を決定するための演算を行う。サイン波生成部17は、混合周波数決定演算部16で決定された混合周波数のサイン波を生成する。乗算器13は、変換前信号生成部10の出力（変換前信号）にサイン波生成部17の出力を乗算する。高速フーリエ変換部14は、乗算部13の出力をフーリエ級数展開することによって歪み成分の解析を行う。

30

【0025】

次に、上記構成の作用について、主要ノードN1～N8の各点における高速フーリエ変換結果を参照しながら説明する。

40

【0026】

入力信号は、10kHzのサイン波に雑音が重畳された信号とする。また、サンプリング周波数を48[kHz]とする。

【0027】

図2には、ノードN1において、8192点の高速フーリエ変換を行った結果が示される。

【0028】

サンプリング周波数は48[kHz]、ポイント数は8192であることから、高速フーリエ変換の処理対象時間窓長は $8192 / 48000 = 0.170666\dots$ 秒である。この窓長でちょうど整数周期となる条件は、この数値の逆数である、5.859

50

375 [Hz] の整数倍周波数となる。10 [kHz] はこの条件に当てはまらないので、図2のようにスペクトルが広がって観測される。

【0029】

図1において、入力信号を4倍オーバーサンプリング回路11で4倍オーバーサンプリングすると、サンプリング周波数が192 [kHz] となり、入力信号のスペクトルが24 [kHz] ごとに鏡像状に繰り返される。

【0030】

図3には、ノードN2において8192点の高速フーリエ変換を行った結果が示される。

【0031】

折り返し成分は不要なので、それをバンドパスフィルタ12で除去する。説明の便宜上、バンドパスフィルタ12では、48 [kHz] から72 [kHz] の成分(サンプリング周波数Fsの2/8から3/8までの、周波数幅1/8Fsの領域)が残され、その他の周波数成分が除去されるものとする。

【0032】

図4には、ノードN3において8192点の高速フーリエ変換を行った結果が示される。

【0033】

ここで、入力信号である10 [kHz] の成分は、 $48 + 10 = 58$ [kHz] に観測される。サンプリング周波数 $48 \times 4 = 192$ [kHz]、フーリエ変換のポイント数が8192の条件で、スペクトルの広がりが発生しない条件を計算すると、23.4375 [Hz] の整数倍となり、58 [kHz] はこの条件に合致しないので、図4のようにスペクトルが広がって観測される。

【0034】

一方、周波数測定部15は、上記変換前信号生成部10での変換前信号生成とは別に、入力信号の周波数を測定する。この例では10 [kHz] と測定される。混合周波数決定演算部16では、入力信号の周波数10 [kHz] に基づき、混合周波数が決定される。サイン波生成部17では、振幅2のサイン波が生成される。乗算器13では、サイン波生成部17で生成されたサイン波が、アップサンプリング処理された信号(ノードN3の信号)に乗算される。高速フーリエ変換部14では、乗算器13の出力の高速フーリエ変換が実行される。乗算器13において、サイン波生成部17で生成されたサイン波が、アップサンプリング処理された信号(ノードN3の信号)に乗ずるのは、入力信号の周波数を、スペクトルの広がりが生じない周波数に変換するためである。

【0035】

ここで、振幅A、周波数fの音声に、振幅2、周波数Fのサイン波を乗ずると、次式の通り、振幅A、周波数f+Fおよび、振幅A、周波数f-Fの音声が生産される。

【0036】

【数1】

数1

$$A \sin 2\pi f t \times 2 \sin 2\pi F t = 2A \sin 2\pi f t \cdot \sin 2\pi F t \\ = A \cos 2\pi (f - F) t - A \cos 2\pi (f + F) t$$

【0037】

尚、 $F > f$ の場合は、次式のようになる。

【0038】

10

20

30

40

【数2】

数2

$$A \sin 2\pi f t \times 2 \sin 2\pi F t = 2A \sin 2\pi f t \cdot \sin 2\pi F t$$

$$= A \cos 2\pi (F-f) t - A \cos 2\pi (f+F) t$$

【0039】

数1又は数2に示される式で、右辺第1項および第2項はいずれも、元の信号と振幅は同じで、周波数方向にシフトしただけの信号である。従って、元の信号の信号レベルを解析する代わりに、右辺第1項または第2項の信号レベルを解析しても同じ結果が得られる。本例では、「f」に対して「F」を適切に選択することにより、「f+F」もしくは「f-F」を、スペクトルの広がりが生じない周波数に変換することで、正確に信号レベルを解析できるようにしている。

10

【0040】

図5には、混合周波数を22.84375[kHz]として、サイン波を乗じた後のノードN4において8192点の高速フーリエ変換処理を行った結果が示される。

【0041】

乗算器13でサイン波を乗じる前に48[kHz]~72[kHz]に存在したスペクトルが、乗算器13でサイン波を乗じた後は22.84375[kHz]だけ上下に変換され、それぞれ60.84375[kHz]~94.84375[kHz]および25.15625[kHz]~49.15625[kHz]となる。入力信号である10[kHz]の成分は、オーバーサンプリングの結果58kHzになった後、この周波数変換処理により80.84375[kHz]および35.15625[kHz]に変換される。後者は高速フーリエ変換の窓長の逆数である23.4375[Hz]の整数倍(1500倍)であるため、スペクトルの広がりが見測されない。図5から明らかのように、25.15625[kHz]~49.15625[kHz]の領域(f-Fの領域)に着目すれば、第1500番目のスペクトル成分が入力信号成分、それ以外がノイズ成分というように、完全に分離することができ、正確に歪み率を計算することができる。

20

【0042】

ここで、混合周波数決定演算部16での混合周波数Fの決定方法を説明する。

30

【0043】

「f+F」がナイキスト周波数(サンプリング周波数の半分の周波数)を超えないようにする必要があるので、以下の制限が生じる。

【0044】

【数3】

数3

$$F < F_s / 8$$

40

【0045】

ここで「F_s」は、サンプリング周波数である。「F」が小さすぎると、周波数変換された「f+F」と「f-F」の2つのスペクトルが重なってしまうため、これを防ぐために以下の制限が生じる。

【0046】

【数4】

数4

$$\begin{aligned}(f+F) - (f-F) &> 1/8 F_s \\ 2F &> 1/8 F_s \\ F &> 1/16 F_s\end{aligned}$$

【0047】

周波数変換の結果、入力信号 f が丁度スペクトルの広がりが生じない周波数になる必要があるため、以下の数5, 数6に示される2条件のうち、いずれかが必要となる。尚、「 n 」は正の整数、「 p 」は、高速フーリエ変換のポイント数である。

【0048】

【数5】

数5

$$\begin{aligned}f+F &= n \cdot F_s / p \\ F &= n F_s / p - f\end{aligned}$$

【0049】

【数6】

数6

$$\begin{aligned}f-F &= n \cdot F_s / p \\ F &= f - n \cdot F_s / p\end{aligned}$$

【0050】

すなわち、図1において混合周波数決定演算部16は、数5又は数6の条件を満たすような周波数 F を、数3の式及び数4の式を満たす範囲 ($1/16 F_s < F < F_s/8$) から選択するような演算を行う。上述の例では、入力信号の周波数 $f = 58$ [kHz] (オーバーサンプリング後)、 $F_s = 192$ kHz、 $p = 8192$ であるから、数3及び数4の条件は、次式のようになる、

【0051】

【数7】

数7

$$\begin{aligned}192/16 < F < 192/8 \\ 12 < F < 24\end{aligned}$$

【0052】

数6を採用すると、次式のようになる。

【0053】

【数8】

数8

$$F = 58 - n \cdot 192 / 8192$$

【0054】

これら条件を満たす数の一例として $n = 1500$ に対し、 $F = 22.84375$ [kHz] 50

z] を得る。

【 0 0 5 5 】

実施の形態 1 によれば、以下の作用効果を得ることができる。

【 0 0 5 6 】

上記のように、混合周波数決定演算部 1 6 において混合周波数が 22.84375 [kHz] に決定され、その場合のサイン波が乗算器 1 3 で乗算された後のノード N 4 において、 8192 点の高速フーリエ変換処理を行った場合には、図 5 に示されるスペクトルが得られる。すなわち、乗算器 1 3 でサイン波を乗じる前に 48 [kHz] ~ 72 [kHz] に存在したスペクトルが、乗算器 1 3 でサイン波を乗じた後は 22.84375 [kHz] だけ上下に変換され、それぞれ 60.84375 [kHz] ~ 94.84375 [kHz] および 25.15625 [kHz] ~ 49.15625 [kHz] となる。入力信号である 10 [kHz] の成分は、オーバーサンプリングの結果 58 kHz になった後、この周波数変換処理により 80.84375 [kHz] および 35.15625 [kHz] に変換される。後者は高速フーリエ変換の窓長の逆数である 23.4375 [Hz] の整数倍 (1500 倍) であるため、スペクトルの広がり観測されない。 25.15625 [kHz] ~ 49.15625 [kHz] の領域 ($f - F$ の領域) に着目すれば、第 1500 番目のスペクトル成分が入力信号成分、それ以外がノイズ成分というように、完全に分離することができ、正確に歪み率を計算することができる。このように、入力信号の周波数と上記混合周波数との和または差が、上記高速フーリエ変換部の解析単位周波数の整数倍となるように上記混合周波数が決定され、それに基づいて生成されたサイン波が乗算器 1 3 でノード N 3 の信号に乗算されることによって、高速フーリエ変換部 1 4 において正確に歪み率を計算することができる。それにより、例えばオーディオ信号処理 L S I の評価や音声の歪み率の測定の精度向上を図ることができる。

【 0 0 5 7 】

《 実施の形態 2 》

図 6 には、本発明にかかる歪み成分解析装置の別の構成例が示される。図 6 に示される歪み成分解析装置 1 が、図 1 に示されるのと大きく相違するのは、変換前信号生成部 1 0 が、入力信号を 2 倍オーバーサンプリングするための 2 倍オーバーサンプリング回路 6 1 と、遮断周波数より低い周波数域を通過させるローパスフィルタ 6 2 とを含んで構成されている点である。

【 0 0 5 8 】

音声サンプルに対する演算処理は、一般的にサンプリング周波数に比例して増加するため、オーバーサンプリングの倍数は小さい方が演算量は少なく、実施が容易になる。実施の形態 1 では、「 $f - F$ 」と、「 $f + F$ 」のスペクトルが、共にナイキスト周波数を超えない範囲に重ならず存在するように、数 3、数 4 の条件を設けた。これを実現するためには 2 倍を超えるオーバーサンプリングが必ず必要で、実施の形態 1 におけるオーバーサンプリングでは 3 倍以上が必要である。

【 0 0 5 9 】

一方、「 $f + F$ 」のスペクトルを使用しないのであれば、ナイキスト周波数を超えて折り返しが発生しても悪影響はない。すなわち、常に、数 6 の条件を用いる前提であれば、数 3 の条件は緩和できる。図 6 に示される歪み成分解析装置 1 によれば、このように「 $f + F$ 」が折り返してしまうことを許容することにより、2 倍オーバーサンプリングで十分としている。

【 0 0 6 0 】

図 6 に示される歪み成分解析装置 1 においては、変換前信号生成部 1 0 におけるオーバーサンプリングの倍数が図 1 に示される場合の半分であり、また、図 1 に示されるバンドパスフィルタ 1 2 より処理量の小さい (約半分) のローパスフィルタが 6 2 が適用されている。これにより、図 6 に示される歪み成分解析装置 1 によれば、図 1 に示される歪み成分解析装置 1 に比べて、4 分の 1 の処理量で歪み成分解析を完了できる。

【 0 0 6 1 】

10

20

30

40

50

次に、上記の構成において、入力信号を、実施の形態 1 の場合と同じく、10 kHz のサイン波に雑音が重畳した信号とし、またサンプリング周波数を 48 [kHz] とした場合の作用を説明する。

【0062】

図 7 には、ノード N5 で、8192 点の高速フーリエ変換を行った結果が示される。尚、この結果は、実施の形態 1 の場合と同じである。

【0063】

図 8 には、ノード N6 (2 倍オーバーサンプリング回路 61 の出力) において、8192 点の高速フーリエ変換を行った結果が示される。元のスペクトルが鏡像状に折り返され、24 [kHz] ~ 48 [kHz] の区間に出現される。

10

【0064】

図 9 には、ノード N7 (ローパスフィルタ 62 の出力) において、8192 点の高速フーリエ変換を行った結果が示される。

【0065】

乗算器 13 では、ノード N7 の信号にサイン波生成部 17 で生成されたサイン波が乗算される。図 1 に示される歪み成分解析装置 1 では、48 [kHz] ~ 72 [kHz] の区間に存在するスペクトルを、その上と下の周波数に変換したが、図 6 に示される歪み成分解析装置 1 では、元のスペクトルが 0 ~ 48 [kHz] に存在し、下の周波数に変換することができないため、「 $f + F$ 」、「 $f - F$ 」の両方のスペクトルを高位周波数側に変換する。このため、24 [kHz] より大きい「 F 」を設定し、「 $f + F$ 」、「 $F - f$ 」がともに正となるようにする。

20

【0066】

ここで、24 [kHz] より大きい「 F 」を設定した場合の周波数変換について説明する。

【0067】

上記のスペクトルに、たとえば 30 [kHz] のサイン波を乗ずると、そのスペクトルは、図 10 に示されるようになる。

【0068】

すなわち、「 $F - f$ 」のスペクトルは、 $30 - 24 = 6$ [kHz] から、30 [kHz] に変換され、このとき、「 f 」の 0 [kHz] が 30 [kHz] に、24 [kHz] が 6 [kHz] に変換され、元のスペクトルとは鏡像図形となる。一方、「 $F + f$ 」のスペクトルは 30 [kHz] から $30 + 24 = 54$ [kHz] に変換されるが、48 kHz 以上は、図 11 において 110 で示されるように折り返され、48 [kHz] ~ 42 [kHz] に現れる。

30

【0069】

「 $F - f$ 」のスペクトルを用いて歪み率を測定する場合、「 $F + f$ 」の折り返しが「 $F - f$ 」に影響を与えない必要がある。すなわち「 $F + f$ 」のスペクトル全体がちょうど半分折り返す条件が「 F 」の上限となり、次式が成立する。

【0070】

【数 9】

数 9

$$F < 3 F_s / 8$$

40

【0071】

「 F 」の下限は前述のように、元の信号の帯域以上でなければならないから、次式のようになる。

【0072】

【数 10】

数10

$$F > F_s / 4$$

【0073】

図6に示される歪み成分解析装置1でも周波数変換によりスペクトルの広がりを防ぐよう、混合周波数決定演算部16において、混合周波数Fが決定される。オーバーサンプリング後のサンプリング周波数は96[kHz]であり、8192ポイントの高速フーリエ変換を施すとすると、 $96000 / 8192 = 11.71875$ [Hz]の整数倍の周波数はスペクトルが広がらない。また、数9から、 $F < 3 \times 96 / 8 = 36$ [kHz]未満、数10から、 $F > 24$ [kHz]の条件が得られる。従って、「F - f」の演算で、入力信号である10[kHz]のサイン波は、 $36 - 10 = 26$ [kHz]と、 $24 - 10 = 14$ [kHz]との間に変換される。この範囲において、11.71875の整数倍の周波数が選択され、10[kHz]がその周波数に変換されるように「F」を定めればよい。

【0074】

一例として、下限周波数の直近周波数を選択する場合を説明する。

【0075】

まず、下限周波数14[kHz]が11.71875[Hz]の何倍かを求める。

【0076】

【数 11】

数11

$$14000 / 11.71875 = 1194.666\dots$$

【0077】

従って、11.71875の1195倍の周波数が、下限周波数より高く、スペクトルの広がりが生じない周波数となる。

【0078】

【数 12】

数12

$$11.71875 \times 1195 = 14003.90625 \text{ [Hz]}$$

【0079】

従って、10[kHz]のサイン波を上記周波数に変換する「F」は、次のようになる。

【0080】

【数 13】

数13

$$F = 14003.90625 + 10000 = 24003.90625 \text{ [Hz]}$$

【0081】

図12には、数13に示される周波数のサイン波を乗算器13で乗じた場合のノードN8において、高速フーリエ変換を行った結果が示される。

【0082】

このように「F - f」の領域では入力信号のスペクトルの広がりがなく、第1195番目のスペクトルが入力のサイン波、他の成分がノイズと完全に分離することができる。従

ってこの実施の形態 2 においても、入力信号とその他成分の総計との比である歪み率を正確に測定できる。

【0083】

《実施の形態 3》

図 13 には、本発明にかかる歪み成分解析装置の別の構成例が示される。図 13 に示される歪み成分解析装置 1 が、図 1 に示されるのと大きく相違するのは、変換前信号生成部 10 が、遮断周波数より低い周波数域を通過させるローパスフィルタ 131 と、遮断周波数より高い周波数域を通過させるハイパスフィルタ 132 と、経路切り換えのためのスイッチ 133, 134 とを含んで構成されている点である。

【0084】

図 13 に示される歪み成分解析装置 1 では、入力信号が、変換前信号生成部 10 において、ローパスフィルタ 131 及びハイパスフィルタ 132 により 2 帯域に分割して無信号の帯域が生成される。先ず入力信号がスイッチ 133 を介してローパスフィルタ 131 に伝達された場合の当該ローパスフィルタ 131 の出力信号（ノード N9 の信号）に対して、実施の形態 1, 2 の場合と同様に、サイン波生成部 17 で生成されたサイン波が乗算されてから高速フーリエ変換部 14 でフーリエ級数展開して解析される。次に、入力信号がスイッチ 133 を介してハイパスフィルタ 132 に伝達された場合の当該ハイパスフィルタ 132 の出力信号（ノード N10 の信号）に対して、実施の形態 1, 2 の場合と同様に、サイン波生成部 17 で生成されたサイン波が乗算されてから高速フーリエ変換部 14 でフーリエ級数展開して解析される。歪み率の測定は、信号成分とノイズ成分との比を求めることであるから、入力信号を上記のように、二つの周波数帯域に分け、それぞれの帯域で信号成分とノイズ成分を測定して、後に合算しても目的は達成される。つまり、ノード N9, N10 に対して、実施の形態 1, 2 の場合と同様の処理が施され、それぞれ入力信号の周波数 10 [kHz] が、高速フーリエ変換の広がりが生じない周波数に変換されるような周波数変換を施した上で高速フーリエ変換部 14 でフーリエ級数展開して解析される。この例では、入力信号をローパスフィルタ 131 とハイパスフィルタ 132 とで 2 帯域に分割してそれぞれの帯域で信号成分とノイズ成分を測定するようにしているため、フィルタ演算とフーリエ級数展開の演算量が、実施の形態 1, 2 の場合の 2 倍となる。しかし、図 13 に示される歪み成分解析装置 1 では、オーバーサンプリングが不要であるため、その分、データ量が少ないので、歪み成分解析装置 1 において必要とされるメモリの記憶容量は、実施の形態 1, 2 の場合に比べて少なくても良い。

【0085】

以上本発明者によってなされた発明を実施形態に基づいて具体的に説明したが、本発明はそれに限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において種々変更可能であることは言うまでもない。

【符号の説明】

【0086】

- 1 歪み成分解析装置
- 10 変換前信号生成部
- 11 4倍オーバーサンプリング回路
- 12 バンドパスフィルタ
- 13 乗算器
- 14 高速フーリエ変換回路
- 15 周波数測定部
- 16 混合周波数決定演算部
- 17 サイン波生成部
- 61 2倍オーバーサンプリング回路
- 62 ローパスフィルタ
- 131 ローパスフィルタ
- 132 ハイパスフィルタ

10

20

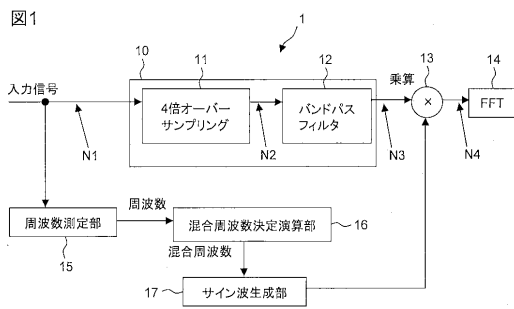
30

40

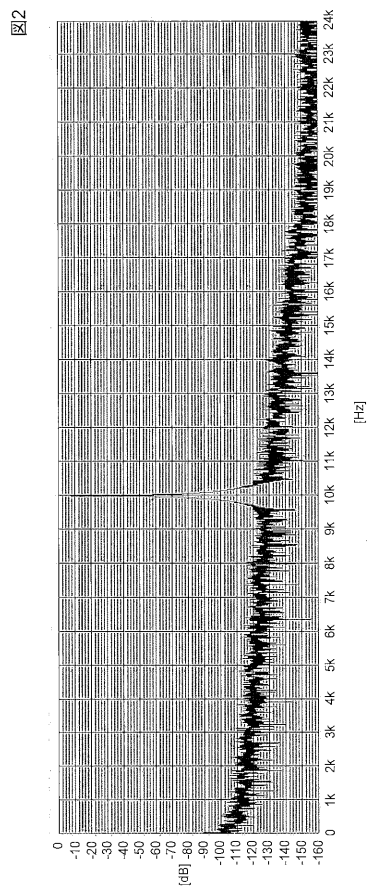
50

1 3 3 , 1 3 4 スイッチ

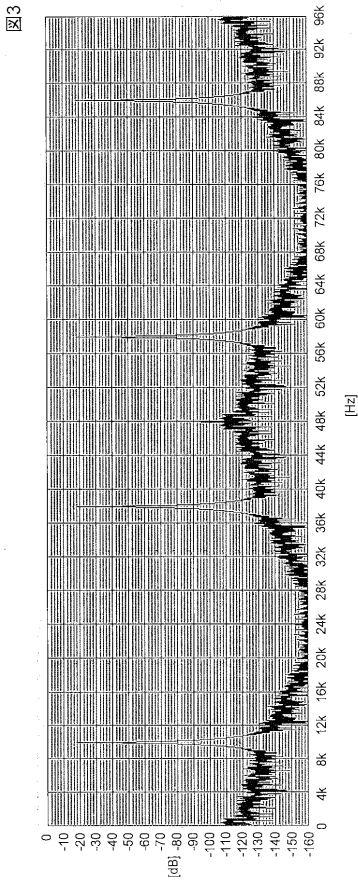
【 図 1 】



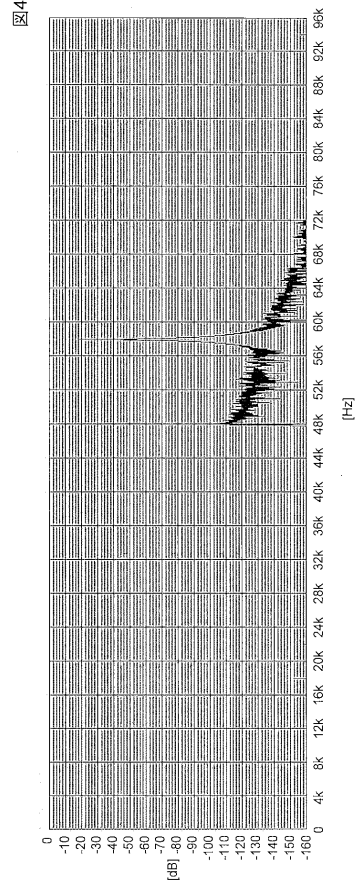
【 図 2 】



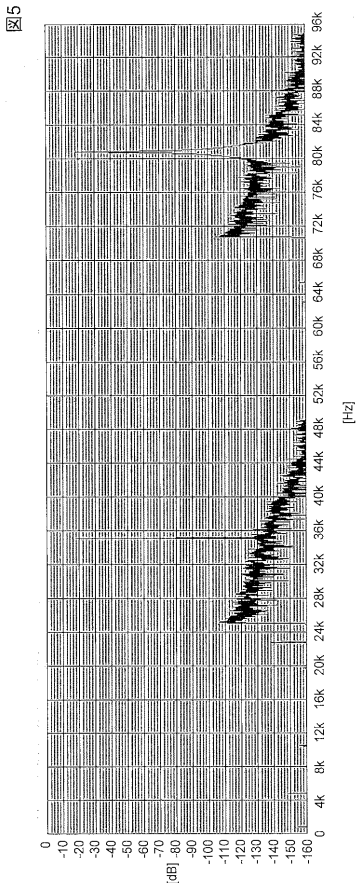
【 図 3 】



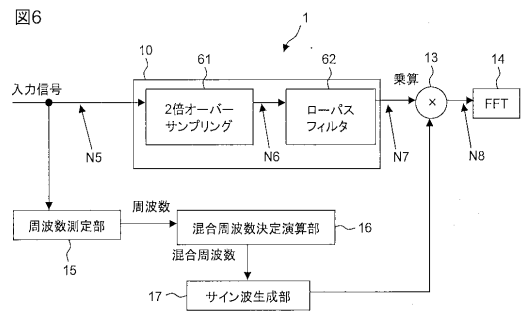
【 図 4 】



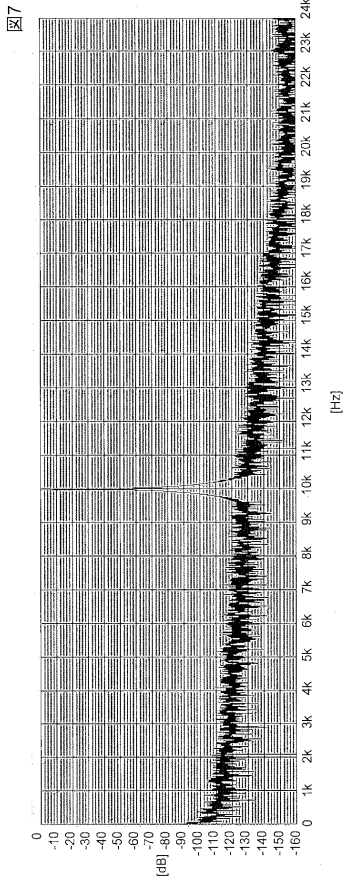
【 図 5 】



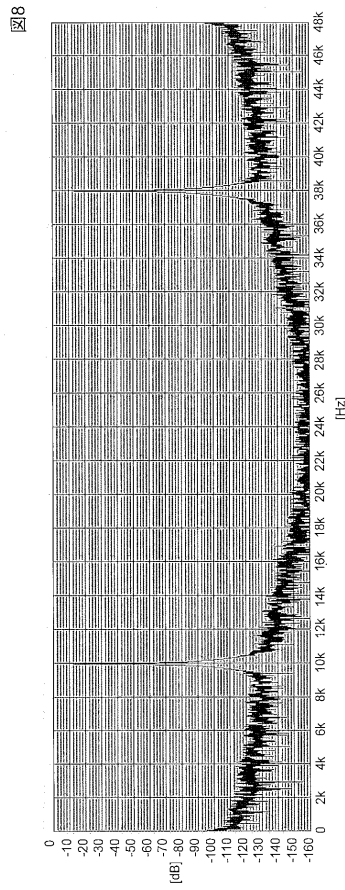
【 図 6 】



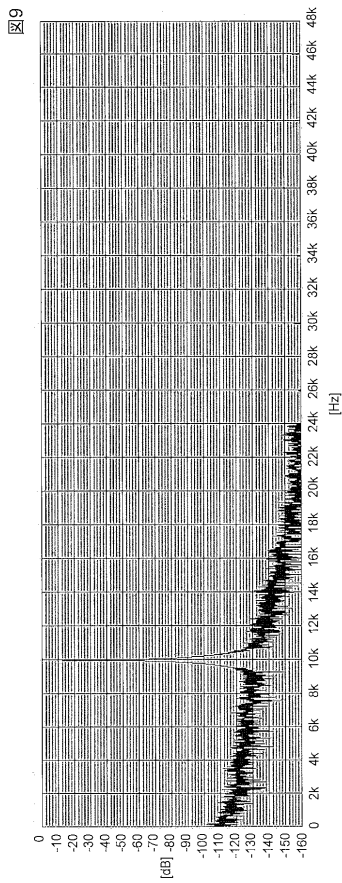
【 図 7 】



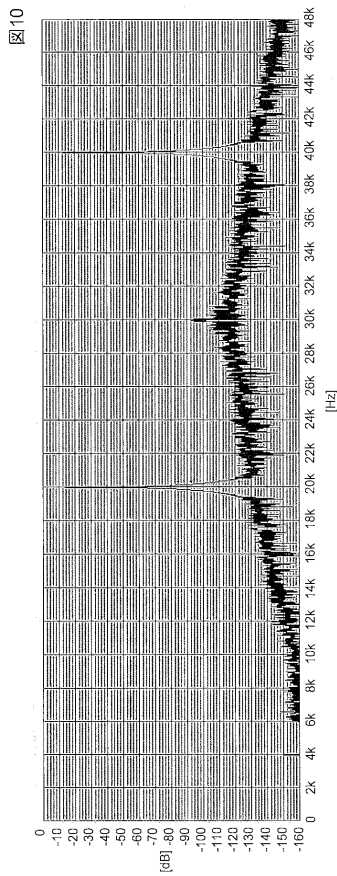
【 図 8 】



【 図 9 】

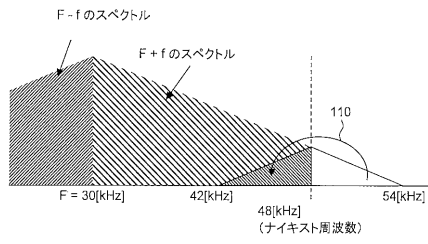


【 図 10 】



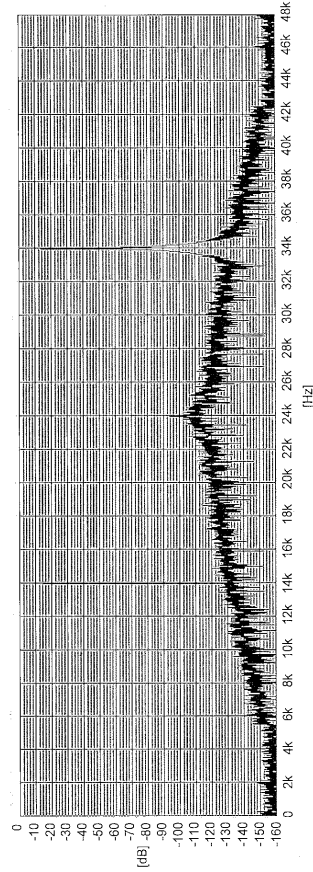
【 図 1 1 】

図11



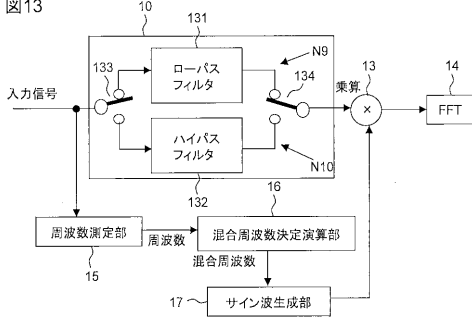
【 図 1 2 】

図12



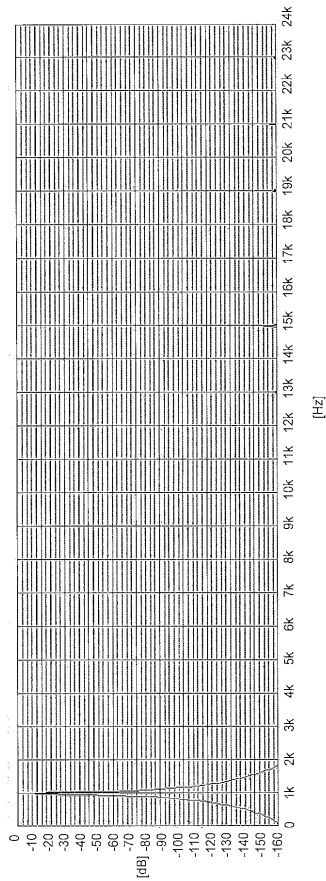
【 図 1 3 】

図13



【 図 1 4 】

図14



【 図 15 】

