

(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2008-22868

(P2008-22868A)

(43) 公開日 平成20年2月7日(2008.2.7)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
<b>A 6 1 B</b> 8/08 (2006.01)	A 6 1 B 8/08	2 G 0 4 7
<b>G 0 1 H</b> 17/00 (2006.01)	G 0 1 H 17/00 Z	2 G 0 6 4
<b>G 0 1 N</b> 29/44 (2006.01)	G 0 1 N 29/22 5 0 1	4 C 6 0 1

審査請求 未請求 請求項の数 50 O L (全 34 頁)

(21) 出願番号 特願2005-63094 (P2005-63094)  
 (22) 出願日 平成17年3月7日 (2005.3.7)  
 (31) 優先権主張番号 特願2004-317316 (P2004-317316)  
 (32) 優先日 平成16年10月29日 (2004.10.29)  
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(71) 出願人 504137912  
 国立大学法人 東京大学  
 東京都文京区本郷七丁目3番1号  
 (74) 代理人 110000154  
 特許業務法人はるか国際特許事務所  
 (72) 発明者 眞溪 歩  
 千葉県柏市大室1271-14  
 (72) 発明者 重野 隆之  
 東京都中野区中央2-41-15  
 Fターム(参考) 2G047 AA12 AC13 BA01 BC13 BC14  
 EA08 GF06 GF09 GG29  
 2G064 AB13 CC54  
 4C601 DD19 DE20 EE30 HH04 HH40  
 JB05 JB23 JB37 JB49 KK20

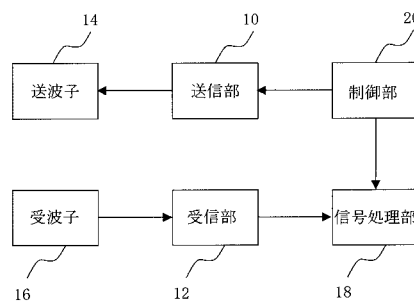
(54) 【発明の名称】 音波歪み測定装置及び音波歪み測定方法

(57) 【要約】

【課題】 計測対象内へ送信した超音波に生ずる非線形歪みを、音圧を上げずに測定する。

【解決手段】 送波子14から計測対象へ2種類の入力音波を時分割で送信する。送信部10は、互いに異なる所定の非線形歪みを予め与えた周期的波形に窓関数を乗じてパルス化した入力音波をそれぞれの種類について位相を変えて複数回送信する。信号処理部18は、各種類の入力音波の受信信号の同時刻の値をサンプリングした位相系列を生成する。信号処理部18は、計測対象が線形システムである場合に維持される両入力音波の位相系列同士の間で線形操作を、2種類の出力音波に対して行い、その上で両出力音波を比較する。その差波形に基づいて計測対象内にて新たに生じた非線形歪みの強度を測定する。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

非線形作用により生じる所定の初期歪みを予め与えられた入力音波を媒質へ送信する送信手段と、

前記入力音波に対応する前記媒質からの出力音波を受信する受信手段と、

前記入力音波と前記出力音波とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、

を有することを特徴とする音波歪み測定装置。

## 【請求項 2】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を媒質へ送信する送信手段と、

前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信手段と、

前記入力音波と前記出力音波とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、

を有することを特徴とする音波歪み測定装置。

## 【請求項 3】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を、前記波束における前記周期的入力波形の初期位相を変えて順次、媒質へ送信する送信手段と、

前記各初期位相での前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信手段と、

前記初期位相を変えて順次得られる前記出力音波に基づいて周期的出力波形を求め、前記周期的入力波形と前記周期的出力波形とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、

を有することを特徴とする音波歪み測定装置。

## 【請求項 4】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形を有する第 1 入力音波を媒質へ送信する第 1 送信手段と、

非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第 2 の周期的入力波形を有する第 2 入力音波を前記媒質へ送信する第 2 送信手段と、

前記第 1 入力音波に対応する前記媒質からの第 1 出力音波及び前記第 2 入力音波に対応する前記媒質からの第 2 出力音波をそれぞれ受信する受信手段と、

前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記第 1 出力音波に対応する第 1 の周期的出力波形と前記第 2 出力音波に対応する第 2 の周期的出力波形とを比較することにより、前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、

を有することを特徴とする音波歪み測定装置。

## 【請求項 5】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 1 入力音波を、前記波束における前記第 1 の周期的入力波形の初期位相を所定の位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 1 送信手段と、

非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第 2 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 2 入力音波を、前記波束における前記第 2 の周期的入力波形の初期位相を前記位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 2 送信手段と、

前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する前記媒質中の共通の伝播経路からの第 1 出力音波及び第 2 出力音波を前記各初期位相毎にそれぞれ受信する受信手段と

10

20

30

40

50

前記初期位相を変えて順次得られる前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の所定タイミングでの波形値列に基づいてそれぞれ第 1 の周期的出力波形及び第 2 の周期的出力波形を求め、前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形とを比較することにより、前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、

を有することを特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 6】

請求項 4 に記載の音波歪み測定装置において、

前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的入力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係で表され、

前記歪み検出手段は、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 7】

請求項 4 又は請求項 5 に記載の音波歪み測定装置において、

前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的入力波形のサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表され、

前記歪み検出手段は、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形のサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 8】

請求項 5 に記載の音波歪み測定装置において、

前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的入力波形を前記位相間隔でサンプリングしたサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表され、

前記歪み検出手段は、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形を構成する前記波形値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 9】

請求項 4 から請求項 8 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定装置において、

前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれは、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、

前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれの  $2k$  次 ( $k$  は整数) の前記高調波は、互いに振幅の大きさが等しく、かつ符号が反対であり、

前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれの前記基本波及び  $2k + 1$  次の前記高調波は、互いに振幅の大きさが等しく、かつ符号が同じであること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 10】

請求項 4 から請求項 8 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定装置において、

前記第 1 入力音波の波形を表す関数  $x_1(t)$  及び前記第 2 入力音波の波形を表す関数  $x_2(t)$  は、 $A$  を振幅、 $f$  を前記基本波の周波数、 $t$  を時間、 $\alpha$  及び  $\beta$  を正係数として、そ

10

20

30

40

50

れぞれ、

$$x_1(t) = A \exp(-t^2) \sin(2ft + \sin 2ft)$$

$$x_2(t) = A \exp(-t^2) \sin(2ft - \sin 2ft)$$

であることを特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 1 1】

周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を、前記波束における前記周期的入力波形の初期位相を変えて順次、媒質へ送信する送信手段と、

前記各初期位相での前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信手段と、

前記初期位相を変えて順次得られる前記出力音波に基づいて周期的出力波形を求め、前記周期的入力波形と前記周期的出力波形とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、

を有することを特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 1 2】

請求項 1 から請求項 1 1 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定装置において、前記歪み検出手段は、

音波の送信から受信までの応答時間が互いに異なる反射波に基づいて、前記応答時間に対応した目的深さ範囲内の前記媒質にて生じる前記非線形作用由来歪みの分布強度を求め

ることを特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 1 3】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形を有する第 1 入力音波を媒質へ送信する第 1 送信手段と、

非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第 2 の周期的入力波形を有する第 2 入力音波を前記媒質へ送信する第 2 送信手段と、

共通の伝播経路に沿って前記媒質中へ送信された前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する反射波である第 1 出力音波及び第 2 出力音波をそれぞれ受信する受信手段と、

前記第 1 出力音波に対応する第 1 の周期的出力波形と前記第 2 出力音波に対応する第 2 の周期的出力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記伝播経路に沿った前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、

を有し、

前記歪み検出手段は、第 1 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係と、第 2 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係との比較に基づいて、前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出すること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 1 4】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 1 入力音波を、前記波束における前記第 1 の周期的入力波形の初期位相を所定の位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 1 送信手段と、

非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第 2 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 2 入力音波を、前記波束における前記第 2 の周期的入力波形の初期位相を前記位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 2 送信手段と、

共通の伝播経路に沿って前記媒質中へ送信された前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する反射波である第 1 出力音波及び第 2 出力音波を前記各初期位相毎にそれぞれ受信する受信手段と、

10

20

30

40

50

前記初期位相を変えて順次得られる前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の所定タイミングでの波形値列に基づいてそれぞれ第 1 の周期的出力波形及び第 2 の周期的出力波形を求め、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記伝播経路に沿った前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、

を有し、

前記歪み検出手段は、第 1 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係と、第 2 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係との比較に基づいて、前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出すること、

10

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 15】

請求項 13 に記載の音波歪み測定装置において、

前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的出力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係で表されること、を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 16】

請求項 13 又は請求項 14 に記載の音波歪み測定装置において、

前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的出力波形のサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表されること、

20

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 17】

請求項 14 に記載の音波歪み測定装置において、

前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的出力波形を前記位相間隔でサンプリングしたサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表されること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 18】

30

請求項 13 から請求項 17 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定装置において、

前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれは、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、

前記歪み検出手段は、前記第 1 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分 ( $k$  は整数)  $Y_{11}[k]$  及び  $Y_{12}[k]$  の組、又は  $Y_{11}[k]$ 、 $Y_{12}[k]$  相互間の変換比  $W_1[k]$ 、又は  $Y_{11}[k]$  及び  $Y_{12}[k]$  の少なくとも一方と  $W_1[k]$  との組のうちいずれかと、前記第 2 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分  $Y_{21}[k]$  及び  $Y_{22}[k]$  の組、又は  $Y_{21}[k]$ 、 $Y_{22}[k]$  相互間の変換比  $W_2[k]$ 、又は  $Y_{21}[k]$  及び  $Y_{22}[k]$  の少なくとも一方と  $W_2[k]$  との組のうちいずれかに基づいて前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる前記非線形作用由来歪みの強度を検出すること、

40

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 19】

請求項 13 から請求項 17 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定装置において、

前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれは、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、

前記歪み検出手段は、前記第 1 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの第  $m$  サンプリング点  $y_{11}[m]$  及び  $y_{12}[m]$  の組 ( $m$  は整数)、又は当該第 1 出力音波及び当該第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分  $Y_{11}[k]$  及び  $Y_{12}[k]$  ( $k$  は整数) 相互間の変換比  $W_1[k]$  についての逆離散フーリエ変換結果  $w_1[$

50

m]、又は  $y_{11}$  [m] 及び  $y_{12}$  [m] の少なくとも一方と  $w_1$  [m] との組のうちいずれかと、前記第 2 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの第 m サンプル点  $y_{21}$  [m] 及び  $y_{22}$  [m] の組、又は当該第 1 出力音波及び当該第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの k 次成分  $Y_{21}$  [k] 及び  $Y_{22}$  [k] 相互間の変換比  $W_2$  [k] についての逆離散フーリエ変換結果  $w_2$  [m]、又は  $y_{21}$  [m] 及び  $y_{22}$  [m] の少なくとも一方と  $w_2$  [m] との組のうちいずれかに基づいて前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる前記非線形作用由来歪みの強度を検出すること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 20】

請求項 13 から請求項 19 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定装置において、前記第 1 入力音波の波形を表す関数  $x_1(t)$  及び前記第 2 入力音波の波形を表す関数  $x_2(t)$  は、A を振幅、f を前記基本波の周波数、t を時間、 $\alpha$  及び  $\beta$  を正係数として、それぞれ、

$$x_1(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft + \beta \sin 2\pi ft)$$

$$x_2(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft - \beta \sin 2\pi ft)$$

であることを特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 21】

請求項 2 から請求項 20 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定装置において、前記送信手段は、共振周波数に応じた周波数に送信強度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子と、前記振動素子を励振し、前記基本波を歪ませた前記周期的入力波形に応じた前記入力音波を発生させる励振手段と、

を有し、

前記基本波の周波数は、前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 22】

請求項 2 から請求項 21 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定装置において、前記受信手段は、共振周波数に応じた周波数に受信感度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子を有し、

前記基本波の周波数は、前記受信手段の前記振動素子の前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 23】

所定周波数の基本波及びその高調波を成分として含む入力音波を媒質へ送信する送信手段と、

前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信手段と、

前記出力音波に含まれる前記高調波の成分に基づいて、前記出力音波の前記媒質中にて生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、

を有し、

前記送信手段は、

共振周波数に応じた周波数に送信強度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子と、前記振動素子を励振して前記入力音波を発生させる励振手段と、

を有し、

前記基本波の周波数は、前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 24】

請求項 21 から請求項 23 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定装置において、

前記偏差は、前記基本波の偶数倍の周波数での前記共振特性の強度に基づいて設定され

10

20

30

40

50

ること、

を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 25】

請求項 21 から請求項 24 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定装置において、前記基本波の周波数は、前記振動素子の共振の中心周波数の半値幅に応じた周波数範囲内に設定されること、を特徴とする音波歪み測定装置。

【請求項 26】

非線形作用により生じる所定の初期歪みを予め与えられた入力音波を媒質へ送信する送信ステップと、

前記入力音波に対応する前記媒質からの出力音波を受信する受信ステップと、

10

前記入力音波と前記出力音波とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、

を有することを特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 27】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を媒質へ送信する送信ステップと、

前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信ステップと、

前記入力音波と前記出力音波とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、

を有することを特徴とする音波歪み測定方法。

20

【請求項 28】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を、前記波束における前記周期的入力波形の初期位相を変えて順次、媒質へ送信する送信ステップと、

前記各初期位相での前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信ステップと、

前記初期位相を変えて順次得られる前記出力音波に基づいて周期的出力波形を求め、前記周期的入力波形と前記周期的出力波形とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、

を有することを特徴とする音波歪み測定方法。

30

【請求項 29】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形を有する第 1 入力音波を媒質へ送信する第 1 送信ステップと、

非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第 2 の周期的入力波形を有する第 2 入力音波を前記媒質へ送信する第 2 送信ステップと、

前記第 1 入力音波に対応する前記媒質からの第 1 出力音波及び前記第 2 入力音波に対応する前記媒質からの第 2 出力音波をそれぞれ受信する受信ステップと、

前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記第 1 出力音波に対応する第 1 の周期的出力波形と前記第 2 出力音波に対応する第 2 の周期的出力波形とを比較することにより、前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、

40

を有することを特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 30】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 1 入力音波を、前記波束における前記第 1 の周期的入力波形の初期位相を所定の位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 1 送信ステップと、

非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本

50

波を歪ませた第 2 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 2 入力音波を、前記波束における前記第 2 の周期的入力波形の初期位相を前記位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 2 送信ステップと、

前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する前記媒質中の共通の伝播経路からの第 1 出力音波及び第 2 出力音波を前記各初期位相毎にそれぞれ受信する受信ステップと、

前記初期位相を変えて順次得られる前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の所定タイミングでの波形値列に基づいてそれぞれ第 1 の周期的出力波形及び第 2 の周期的出力波形を求め、前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形とを比較することにより、前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、

を有することを特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 3 1】

請求項 2 9 に記載の音波歪み測定方法において、

前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的入力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係で表され、

前記歪み検出ステップは、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 3 2】

請求項 2 9 又は請求項 3 0 に記載の音波歪み測定方法において、

前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的入力波形のサンプリング値列をそれぞれ離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表され、

前記歪み検出ステップは、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形のサンプリング値列をそれぞれ離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 3 3】

請求項 3 0 に記載の音波歪み測定方法において、

前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的入力波形を前記位相間隔でサンプリングしたサンプリング値列をそれぞれ離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表され、

前記歪み検出ステップは、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形を構成する前記波形値列をそれぞれ離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 3 4】

請求項 2 9 から請求項 3 3 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定方法において、

前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれは、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、

前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれの  $2k$  次 ( $k$  は整数) の前記高調波は、互いに振幅の大きさが等しく、かつ符号が反対であり、

前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれの前記基本波及び  $2k + 1$  次の前記高調波は、互いに振幅の大きさが等しく、かつ符号が同じであること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

10

20

30

40

50

## 【請求項 35】

請求項 29 から請求項 33 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定方法において、  
前記第 1 入力音波の波形を表す関数  $x_1(t)$  及び前記第 2 入力音波の波形を表す関数  $x_2(t)$  は、A を振幅、f を前記基本波の周波数、t を時間、 $\phi_1$  及び  $\phi_2$  を正係数として、それぞれ、

$$x_1(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft + \phi_1)$$

$$x_2(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft - \phi_2)$$

であることを特徴とする音波歪み測定方法。

## 【請求項 36】

周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を、前記波束における前記  
周期的入力波形の初期位相を変えて順次、媒質へ送信する送信ステップと、 10

前記各初期位相での前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信ステップと、

前記初期位相を変えて順次得られる前記出力音波に基づいて周期的出力波形を求め、前記  
周期的入力波形と前記周期的出力波形とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、

を有することを特徴とする音波歪み測定方法。

## 【請求項 37】

請求項 26 から請求項 36 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定方法において、

前記歪み検出ステップは、 20

音波の送信から受信までの応答時間が互いに異なる反射波に基づいて、前記応答時間に対応した目的深さ範囲内の前記媒質にて生じる前記非線形作用由来歪みの分布強度を求め  
ること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

## 【請求項 38】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的  
入力波形を有する第 1 入力音波を媒質へ送信する第 1 送信ステップと、

非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本  
波を歪ませた第 2 の周期的入力波形を有する第 2 入力音波を前記媒質へ送信する第 2 ステップと、 30

共通の伝播経路に沿って前記媒質中へ送信された前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する反射波である第 1 出力音波及び第 2 出力音波をそれぞれ受信する受信  
ステップと、

前記第 1 出力音波に対応する第 1 の周期的出力波形と前記第 2 出力音波に対応する第 2  
の周期的出力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記伝播経路に沿った前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、

を有し、

前記歪み検出ステップは、第 1 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記  
第 2 出力音波に関する前記相互関係と、第 2 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係との比較に基づいて、前記第 1 深さと前記  
第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出すること、 40

を特徴とする音波歪み測定方法。

## 【請求項 39】

非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的  
入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 1 入力音波を、前記波束における前記第 1  
の周期的入力波形の初期位相を所定の位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 1 送信  
ステップと、

非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本  
波を歪ませた第 2 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 2 入力音波を、  
前記波束における前記第 2 の周期的入力波形の初期位相を前記位相間隔で変えて順次、媒 50

質へ送信する第 2 送信ステップと、

共通の伝播経路に沿って前記媒質中へ送信された前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する反射波である第 1 出力音波及び第 2 出力音波を前記各初期位相毎にそれぞれ受信する受信ステップと、

前記初期位相を変えて順次得られる前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の所定タイミングでの波形値列に基づいてそれぞれ第 1 の周期的出力波形及び第 2 の周期的出力波形を求め、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記伝播経路に沿った前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、

を有し、

前記歪み検出ステップは、第 1 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係と、第 2 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係との比較に基づいて、前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出すること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 4 0】

請求項 3 8 に記載の音波歪み測定方法において、

前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的出力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係で表されること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 4 1】

請求項 3 8 又は請求項 3 9 に記載の音波歪み測定方法において、

前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的出力波形のサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表されること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 4 2】

請求項 3 9 に記載の音波歪み測定方法において、

前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的出力波形を前記位相間隔でサンプリングしたサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表されること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 4 3】

請求項 3 8 から請求項 4 2 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定方法において、

前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれは、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、

前記歪み検出ステップは、前記第 1 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分 ( $k$  は整数)  $Y_{11}[k]$  及び  $Y_{12}[k]$  の組、又は  $Y_{11}[k]$ 、 $Y_{12}[k]$  相互間の変換比  $W_1[k]$ 、又は  $Y_{11}[k]$  及び  $Y_{12}[k]$  の少なくとも一方と  $W_1[k]$  との組のうちいずれかと、前記第 2 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分  $Y_{21}[k]$  及び  $Y_{22}[k]$  の組、又は  $Y_{21}[k]$ 、 $Y_{22}[k]$  相互間の変換比  $W_2[k]$ 、又は  $Y_{21}[k]$  及び  $Y_{22}[k]$  の少なくとも一方と  $W_2[k]$  との組のうちいずれかに基づいて前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる前記非線形作用由来歪みの強度を検出すること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 4 4】

請求項 3 8 から請求項 4 2 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定方法において、

前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれは、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、

10

20

30

40

50

前記歪み検出ステップは、前記第 1 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの第  $m$  サンプリグ点  $y_{11}[m]$  及び  $y_{12}[m]$  の組 ( $m$  は整数)、又は当該第 1 出力音波及び当該第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分  $Y_{11}[k]$  及び  $Y_{12}[k]$  ( $k$  は整数) 相互間の変換比  $W_1[k]$  についての逆離散フーリエ変換結果  $w_1[m]$ 、又は  $y_{11}[m]$  及び  $y_{12}[m]$  の少なくとも一方と  $w_1[m]$  との組のうちいずれかと、前記第 2 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの第  $m$  サンプリグ点  $y_{21}[m]$  及び  $y_{22}[m]$  の組、又は当該第 1 出力音波及び当該第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分  $Y_{21}[k]$  及び  $Y_{22}[k]$  相互間の変換比  $W_2[k]$  についての逆離散フーリエ変換結果  $w_2[m]$ 、又は  $y_{21}[m]$  及び  $y_{22}[m]$  の少なくとも一方と  $w_2[m]$  との組のうちいずれかとに基づいて前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる前記非線形作用由来歪みの強度を検出すること、

10

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 4 5】

請求項 3 8 から請求項 4 4 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定方法において、前記第 1 入力音波の波形を表す関数  $x_1(t)$  及び前記第 2 入力音波の波形を表す関数  $x_2(t)$  は、 $A$  を振幅、 $f$  を前記基本波の周波数、 $t$  を時間、 $\phi_1$  及び  $\phi_2$  を正係数として、それぞれ、

$$x_1(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft + \phi_1 \sin 2\pi ft)$$

$$x_2(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft - \phi_2 \sin 2\pi ft)$$

であることを特徴とする音波歪み測定方法。

20

【請求項 4 6】

請求項 2 7 から請求項 4 5 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定方法において、前記送信ステップは、共振周波数に応じた周波数に送信強度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子を励振し、前記基本波を歪ませた前記周期的入力波形に応じた前記入力音波を発生させ、

前記基本波の周波数は、前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 4 7】

請求項 2 7 から請求項 4 6 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定方法において、前記受信ステップは、共振周波数に応じた周波数に受信感度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子を用いて前記出力音波を受信し、

30

前記基本波の周波数は、前記振動素子の前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 4 8】

所定周波数の基本波及びその高調波を成分として含む入力音波を媒質へ送信する送信ステップと、

前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信ステップと、

前記出力音波に含まれる前記高調波の成分に基づいて、前記出力音波の前記媒質中にて生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、

40

を有し、

前記送信ステップは、共振周波数に応じた周波数に送信強度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子を励振して前記入力音波を発生させ、

前記基本波の周波数は、前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 4 9】

請求項 4 5 から請求項 4 8 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定方法において、

前記偏差は、前記基本波の偶数倍の周波数での前記共振特性の強度に基づいて設定され

50

ること、

を特徴とする音波歪み測定方法。

【請求項 50】

請求項 45 から請求項 49 のいずれか 1 つに記載の音波歪み測定方法において、前記基本波の周波数は、前記振動素子の共振の中心周波数の半値幅に応じた周波数範囲内に設定されること、を特徴とする音波歪み測定方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、媒質へ送波した音波に当該媒質内での非線形作用により生じる歪みを測定する音波歪み測定装置及び音波歪み測定方法に関する。 10

【背景技術】

【0002】

従来、音波を用いて物体内の構造等の探査が行われている。例えば、医療分野では、超音波診断装置が知られている。現在、広く使われている超音波診断装置は、検査対象へ送信した超音波の反射波強度を計測し、生体組織性状に関する情報を音響インピーダンス分布に基づいて取得する。

【0003】

一方、媒質内を伝播する音波においては、非線形作用による歪み（この非線形作用由来歪みを以下、非線形歪みと称する）と散逸性による歪み（線形歪み）とが同時に生じる。近年、生体内を伝播する超音波の非線形歪みが組織性状の違いに対して比較的大きく変化することが指摘され、非線形歪みを非侵襲生体計測に利用することが考えられている。また、物質などの媒質の変性を非破壊検査することにも非線形歪みの利用が期待される。 20

【0004】

このように、音波の非線形成分の利用が期待される一方で、音波に生じる非線形成分は線形成分に比べて微量であり、これを精度良く測定することが必要となる。

【0005】

従来、非線形成分を検出する技術として、媒質へ基本波を入力し、反射又は透過により媒質から出力される音波に含まれる 2 次高調波成分を検出する技術が知られている。2 次高調波成分を検出する方法としては、フィルタ法と位相反転法とが知られている。フィルタ法は、バンドパスフィルタにより 2 次高調波成分を基本波成分から分離、抽出するというものである。 30

【0006】

また、位相反転法は、位相が互いに反転した基本波を同一方向へ別々に送信する。それぞれの反射波に生じる 2 次高調波成分は互いに同相となるため、受信した反射波を加算することにより、基本波成分を除去して 2 次高調波成分を抽出することができる。

【非特許文献 1】日本超音波医学会編：新超音波医学第 1 巻 医用超音波の基礎，pp.100-103，医学書院，（2000）

【発明の開示】 40

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

非線形歪みは有限振幅領域と呼ばれる比較的音圧の大きい領域で生じる。そのため、医用超音波では従来使用されている音圧よりかなり高い音圧を利用することとなり、生体への影響が問題となり得る。また、非破壊検査では、装置が大型化することが問題であった。

【0008】

さらに、波形歪みは超音波の伝播の過程で生じ、反射波からでは媒質中のどの深さでどのような波形歪みが生じたかを知ることが困難であるという問題があった。このため、非侵襲生体計測や非破壊検査への適用が難しかった。 50

## 【0009】

本発明は上記問題点を解決するためになされたものであり、利用する超音波の音圧は対象に応じて低くすることができ、併せて、反射波を利用し媒質内の任意の位置を特定して非線形歪みの情報を取得することができる音波歪み測定装置及び音波歪み測定方法を提供することを目的とする。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0010】

第1の本発明に係る音波歪み測定装置は、非線形作用により生じる所定の初期歪みを予め与えられた入力音波を媒質へ送信する送信手段と、前記入力音波に対応する前記媒質からの出力音波を受信する受信手段と、前記入力音波と前記出力音波とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、を有するものである。

10

## 【0011】

第2の本発明に係る音波歪み測定装置は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を媒質へ送信する送信手段と、前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信手段と、前記入力音波と前記出力音波とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、を有するものである。

## 【0012】

第3の本発明に係る音波歪み測定装置は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を、前記波束における前記周期的入力波形の初期位相を変えて順次、媒質へ送信する送信手段と、前記各初期位相での前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信手段と、前記初期位相を変えて順次得られる前記出力音波に基づいて周期的出力波形を求め、前記周期的入力波形と前記周期的出力波形とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、を有するものである。

20

## 【0013】

第4の本発明に係る音波歪み測定装置は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第1の周期的入力波形を有する第1入力音波を媒質へ送信する第1送信手段と、非線形作用により生じ前記第1の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第2の周期的入力波形を有する第2入力音波を前記媒質へ送信する第2送信手段と、前記第1入力音波に対応する前記媒質からの第1出力音波及び前記第2入力音波に対応する前記媒質からの第2出力音波をそれぞれ受信する受信手段と、前記第1の周期的入力波形と前記第2の周期的入力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記第1出力音波に対応する第1の周期的出力波形と前記第2出力音波に対応する第2の周期的出力波形とを比較することにより、前記第1出力音波及び前記第2出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、を有するものである。

30

## 【0014】

第5の本発明に係る音波歪み測定装置は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第1の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第1入力音波を、前記波束における前記第1の周期的入力波形の初期位相を所定の位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第1送信手段と、非線形作用により生じ前記第1の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第2の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第2入力音波を、前記波束における前記第2の周期的入力波形の初期位相を前記位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第2送信手段と、前記第1入力音波及び前記第2入力音波それぞれに対する前記媒質中の共通の伝播経路からの第1出力音波及び第2出力音波を前記各初期位相毎にそれぞれ受信する受信手段と、前記初期位

40

50

相を変えて順次得られる前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の所定タイミングでの波形値列に基づいてそれぞれ第 1 の周期的出力波形及び第 2 の周期的出力波形を求め、前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形とを比較することにより、前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、を有するものである。

【 0 0 1 5 】

第 6 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 4 の装置において、前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係が、当該両周期的入力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係で表され、前記歪み検出手段が、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めるものである。

10

【 0 0 1 6 】

第 7 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 4 又は第 5 の装置において、前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係が、当該両周期的入力波形のサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表され、前記歪み検出手段が、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形のサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めるものである。

20

【 0 0 1 7 】

第 8 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 5 の装置において、前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的入力波形を前記位相間隔でサンプリングしたサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表され、前記歪み検出手段が、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形を構成する前記波形値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めるものである。

30

【 0 0 1 8 】

第 9 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 4 から第 8 の装置において、前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれが、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれの  $2k$  次 ( $k$  は整数) の前記高調波が、互いに振幅の大きさが等しく、かつ符号が反対であり、前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれの前記基本波及び  $2k + 1$  次の前記高調波が、互いに振幅の大きさが等しく、かつ符号が同じであるものである。

【 0 0 1 9 】

第 10 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 4 から第 8 の装置において、前記第 1 入力音波の波形を表す関数  $x_1(t)$  及び前記第 2 入力音波の波形を表す関数  $x_2(t)$  が、 $A$  を振幅、 $f$  を前記基本波の周波数、 $t$  を時間、 $\alpha$  及び  $\beta$  を正係数として、それぞれ、

40

$$x_1(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft + \sin 2\pi \beta t)$$

$$x_2(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft - \sin 2\pi \beta t)$$

であるものである。

【 0 0 2 0 】

第 11 の本発明に係る音波歪み測定装置は、周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を、前記波束における前記周期的入力波形の初期位相を変えて順次、媒質へ送信する送信手段と、前記各初期位相での前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信手段と、前記初期位相を変えて順次得られる前記出力音波に基づいて

50

周期的出力波形を求め、前記周期的入力波形と前記周期的出力波形とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、を有するものである。

【 0 0 2 1 】

第 1 2 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 1 から第 1 1 の装置において、前記歪み検出手段が、音波の送信から受信までの応答時間が互いに異なる反射波に基づいて、前記応答時間に対応した目的深さ範囲内の前記媒質にて生じる前記非線形作用由来歪みの分布強度を求めるものである。

【 0 0 2 2 】

第 1 3 の本発明に係る音波歪み測定装置は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形を有する第 1 入力音波を媒質へ送信する第 1 送信手段と、非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第 2 の周期的入力波形を有する第 2 入力音波を前記媒質へ送信する第 2 送信手段と、共通の伝播経路に沿って前記媒質中へ送信された前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する反射波である第 1 出力音波及び第 2 出力音波をそれぞれ受信する受信手段と、前記第 1 出力音波に対応する第 1 の周期的出力波形と前記第 2 出力音波に対応する第 2 の周期的出力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記伝播経路に沿った前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、を有し、前記歪み検出手段が、第 1 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係と、第 2 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係との比較に基づいて、前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出するものである。

【 0 0 2 3 】

第 1 4 の本発明に係る音波歪み測定装置は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 1 入力音波を、前記波束における前記第 1 の周期的入力波形の初期位相を所定の位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 1 送信手段と、非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第 2 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 2 入力音波を、前記波束における前記第 2 の周期的入力波形の初期位相を前記位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 2 送信手段と、共通の伝播経路に沿って前記媒質中へ送信された前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する反射波である第 1 出力音波及び第 2 出力音波を前記各初期位相毎にそれぞれ受信する受信手段と、前記初期位相を変えて順次得られる前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の所定タイミングでの波形値列に基づいてそれぞれ第 1 の周期的出力波形及び第 2 の周期的出力波形を求め、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記伝播経路に沿った前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、を有し、前記歪み検出手段が、第 1 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係と、第 2 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係との比較に基づいて、前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出するものである。

【 0 0 2 4 】

第 1 5 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 1 3 の装置において、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係が、当該両周期的出力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係で表されるものである。

【 0 0 2 5 】

第 1 6 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 1 3 又は第 1 4 の装置において、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係が、当該両周期的出力波形のサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換

して得られる２つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表されるものである。

【 0 0 2 6 】

第 1 7 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 1 4 の装置において、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係が、当該両周期的出力波形を前記位相間隔でサンプリングしたサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる２つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表されるものである。

【 0 0 2 7 】

第 1 8 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 1 3 から第 1 7 の装置において、前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれが、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、前記歪み検出手段が、前記第 1 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分 ( $k$  は整数)  $Y_{11}[k]$  及び  $Y_{12}[k]$  の組、又は  $Y_{11}[k]$ 、 $Y_{12}[k]$  相互間の変換比  $W_1[k]$ 、又は  $Y_{11}[k]$  及び  $Y_{12}[k]$  の少なくとも一方と  $W_1[k]$  との組のうちいずれかと、前記第 2 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分  $Y_{21}[k]$  及び  $Y_{22}[k]$  の組、又は  $Y_{21}[k]$ 、 $Y_{22}[k]$  相互間の変換比  $W_2[k]$ 、又は  $Y_{21}[k]$  及び  $Y_{22}[k]$  の少なくとも一方と  $W_2[k]$  との組のうちいずれかに基づいて前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる前記非線形作用由来歪みの強度を検出するものである。

【 0 0 2 8 】

第 1 9 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 1 3 から第 1 7 の装置において、前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれが、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、前記歪み検出手段が、前記第 1 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの第  $m$  サンプル点  $y_{11}[m]$  及び  $y_{12}[m]$  の組 ( $m$  は整数)、又は当該第 1 出力音波及び当該第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分  $Y_{11}[k]$  及び  $Y_{12}[k]$  ( $k$  は整数) 相互間の変換比  $W_1[k]$  についての逆離散フーリエ変換結果  $w_1[m]$ 、又は  $y_{11}[m]$  及び  $y_{12}[m]$  の少なくとも一方と  $w_1[m]$  との組のうちいずれかと、前記第 2 深さからの前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波それぞれの第  $m$  サンプル点  $y_{21}[m]$  及び  $y_{22}[m]$  の組、又は当該第 1 出力音波及び当該第 2 出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルの  $k$  次成分  $Y_{21}[k]$  及び  $Y_{22}[k]$  相互間の変換比  $W_2[k]$  についての逆離散フーリエ変換結果  $w_2[m]$ 、又は  $y_{21}[m]$  及び  $y_{22}[m]$  の少なくとも一方と  $w_2[m]$  との組のうちいずれかに基づいて前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる前記非線形作用由来歪みの強度を検出するものである。

【 0 0 2 9 】

第 2 0 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 1 3 から第 1 9 の装置において、前記第 1 入力音波の波形を表す関数  $x_1(t)$  及び前記第 2 入力音波の波形を表す関数  $x_2(t)$  が、 $A$  を振幅、 $f$  を前記基本波の周波数、 $t$  を時間、 $\alpha$  及び  $\beta$  を正係数として、それぞれ

$$x_1(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft + \beta \sin 2\pi ft)$$

$$x_2(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft - \beta \sin 2\pi ft)$$

であるものである。

【 0 0 3 0 】

第 2 1 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 2 から第 2 0 の装置において、前記送信手段が、共振周波数に応じた周波数に送信強度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子と、前記振動素子を励振し、前記基本波を歪ませた前記周期的入力波形に応じた前記入力音波を発生させる励振手段と、を有し、前記基本波の周波数が、前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されるものである。

【 0 0 3 1 】

第 2 2 の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第 2 から第 2 1 の装置において、前記

受信手段が、共振周波数に応じた周波数に受信感度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子を有し、前記基本波の周波数が、前記受信手段の前記振動素子の前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されるものである。

【0032】

第23の本発明に係る音波歪み測定装置は、所定周波数の基本波及びその高調波を成分として含む入力音波を媒質へ送信する送信手段と、前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信手段と、前記出力音波に含まれる前記高調波の成分に基づいて、前記出力音波の前記媒質中にて生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出手段と、を有し、前記送信手段が、共振周波数に応じた周波数に送信強度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子と、前記振動素子を励振して前記入力音波を発生させる励振手段と、を有し、前記基本波の周波数が、前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されるものである。

10

【0033】

第24の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第21から第23の装置において、前記偏差が、前記基本波の偶数倍の周波数での前記共振特性の強度に基づいて設定されるものである。

【0034】

第25の本発明に係る音波歪み測定装置は、上記第21から第24の装置において、前記基本波の周波数は、前記振動素子の共振の中心周波数の半値幅に応じた周波数範囲内に設定されるものである。

20

【0035】

第1の本発明に係る音波歪み測定方法は、非線形作用により生じる所定の初期歪みを予め与えられた入力音波を媒質へ送信する送信ステップと、前記入力音波に対応する前記媒質からの出力音波を受信する受信ステップと、前記入力音波と前記出力音波とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、を有するものである。

【0036】

第2の本発明に係る音波歪み測定方法は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を媒質へ送信する送信ステップと、前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信ステップと、前記入力音波と前記出力音波とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、を有するものである。

30

【0037】

第3の本発明に係る音波歪み測定方法は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を、前記波束における前記周期的入力波形の初期位相を変えて順次、媒質へ送信する送信ステップと、前記各初期位相での前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信ステップと、前記初期位相を変えて順次得られる前記出力音波に基づいて周期的出力波形を求め、前記周期的入力波形と前記周期的出力波形とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、を有するものである。

40

【0038】

第4の本発明に係る音波歪み測定方法は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第1の周期的入力波形を有する第1入力音波を媒質へ送信する第1送信ステップと、非線形作用により生じ前記第1の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第2の周期的入力波形を有する第2入力音波を前記媒質へ送信する第2送信ステップと、前記第1入力音波に対応する前記媒質からの第1出力音波及び前記第2入力音波に対応する前記媒質からの第2出力音波をそれぞれ受信する受信ステップと、前記第1の周期的入力波形と前記第2の周期的入力波形との間の線形的な

50

所定の相互関係に基づいて、前記第 1 出力音波に対応する第 1 の周期的出力波形と前記第 2 出力音波に対応する第 2 の周期的出力波形とを比較することにより、前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、を有するものである。

【0039】

第 5 の本発明に係る音波歪み測定方法は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 1 入力音波を、前記波束における前記第 1 の周期的入力波形の初期位相を所定の位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 1 送信ステップと、非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第 2 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 2 入力音波を、前記波束における前記第 2 の周期的入力波形の初期位相を前記位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 2 送信ステップと、前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する前記媒質中の共通の伝播経路からの第 1 出力音波及び第 2 出力音波を前記各初期位相毎にそれぞれ受信する受信ステップと、前記初期位相を変えて順次得られる前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の所定タイミングでの波形値列に基づいてそれぞれ第 1 の周期的出力波形及び第 2 の周期的出力波形を求め、前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力波形とを比較することにより、前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の前記媒質中にて新たに生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、を有するものである。

10

20

【0040】

第 6 の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第 4 の方法において、前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係が、当該両周期的入力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係で表され、前記歪み検出ステップが、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めるものである。

【0041】

第 7 の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第 4 又は第 5 の方法において、前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係が、当該両周期的入力波形のサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表され、前記歪み検出ステップが、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形のサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めるものである。

30

【0042】

第 8 の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第 5 の方法において、前記第 1 の周期的入力波形と前記第 2 の周期的入力波形との間の前記線形的な相互関係は、当該両周期的入力波形を前記位相間隔でサンプリングしたサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表され、前記歪み検出ステップが、前記第 1 の周期的出力波形及び前記第 2 の周期的出力波形を構成する前記波形値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる 2 つの離散周波数スペクトル相互の対応関係を前記線形的な相互関係と対比し、相違の程度に基づいて前記非線形作用由来歪みの強度を定めるものである。

40

【0043】

第 9 の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第 4 から第 8 の方法において、前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれが、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれの  $2k$  次 ( $k$  は整数) の前記高調波が、互いに振幅の大きさが等しく、かつ符号が反対であり、前記第 1 入力

50

音波及び前記第 2 入力音波それぞれの前記基本波及び  $2k + 1$  次の前記高調波が、互いに振幅の大きさが等しく、かつ符号が同じであるものである。

【0044】

第 10 の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第 4 から第 8 の方法において、前記第 1 入力音波の波形を表す関数  $x_1(t)$  及び前記第 2 入力音波の波形を表す関数  $x_2(t)$  が、 $A$  を振幅、 $f$  を前記基本波の周波数、 $t$  を時間、 $\alpha$  及び  $\beta$  を正係数として、それぞれ、

$$x_1(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft + \sin 2\pi \beta t)$$

$$x_2(t) = A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft - \sin 2\pi \beta t)$$

であるものである。

【0045】

第 11 の本発明に係る音波歪み測定方法は、周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした入力音波を、前記波束における前記周期的入力波形の初期位相を変えて順次、媒質へ送信する送信ステップと、前記各初期位相での前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信ステップと、前記初期位相を変えて順次得られる前記出力音波に基づいて周期的出力波形を求め、前記周期的入力波形と前記周期的出力波形とを比較して、前記出力音波の前記媒質中にて生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、を有するものである。

【0046】

第 12 の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第 1 から第 11 の方法において、前記歪み検出ステップが、音波の送信から受信までの応答時間が互いに異なる反射波に基づいて、前記応答時間に対応した目的深さ範囲内の前記媒質にて生じる前記非線形作用由来歪みの分布強度を求めるものである。

【0047】

第 13 の本発明に係る音波歪み測定方法は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形を有する第 1 入力音波を媒質へ送信する第 1 送信ステップと、非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第 2 の周期的入力波形を有する第 2 入力音波を前記媒質へ送信する第 2 ステップと、共通の伝播経路に沿って前記媒質中へ送信された前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する反射波である第 1 出力音波及び第 2 出力音波をそれぞれ受信する受信ステップと、前記第 1 出力音波に対応する第 1 の周期的出力波形と前記第 2 出力音波に対応する第 2 の周期的出力波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記伝播経路に沿った前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、を有し、前記歪み検出ステップが、第 1 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係と、第 2 深さからの前記反射波である前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波に関する前記相互関係との比較に基づいて、前記第 1 深さと前記第 2 深さとの間の前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出するものである。

【0048】

第 14 の本発明に係る音波歪み測定方法は、非線形作用により生じる所定の初期歪みで所定周波数の基本波を歪ませた第 1 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 1 入力音波を、前記波束における前記第 1 の周期的入力波形の初期位相を所定の位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 1 送信ステップと、非線形作用により生じ前記第 1 の周期的入力波形とは異なる所定の初期歪みで前記基本波を歪ませた第 2 の周期的入力波形に所定の窓関数を乗じて波束とした第 2 入力音波を、前記波束における前記第 2 の周期的入力波形の初期位相を前記位相間隔で変えて順次、媒質へ送信する第 2 送信ステップと、共通の伝播経路に沿って前記媒質中へ送信された前記第 1 入力音波及び前記第 2 入力音波それぞれに対する反射波である第 1 出力音波及び第 2 出力音波を前記各初期位相毎にそれぞれ受信する受信ステップと、前記初期位相を変えて順次得られる前記第 1 出力音波及び前記第 2 出力音波の所定タイミングでの波形値列に基づいてそれぞれ第 1 の周期的出力波形及び第 2 の周期的出力波形を求め、前記第 1 の周期的出力波形と前記第 2 の周期的出力

10

20

30

40

50

波形との間の線形的な所定の相互関係に基づいて、前記伝播経路に沿った前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、を有し、前記歪み検出ステップが、第1深さからの前記反射波である前記第1出力音波及び前記第2出力音波に関する前記相互関係と、第2深さからの前記反射波である前記第1出力音波及び前記第2出力音波に関する前記相互関係との比較に基づいて、前記第1深さと前記第2深さとの間の前記媒質中にて生じる非線形作用由来歪みの強度を検出するものである。

【0049】

第15の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第13の方法において、前記第1の周期的出力波形と前記第2の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係が、当該両周期的出力波形それぞれの周波数スペクトル相互の対応関係で表されるものである。

10

【0050】

第16の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第13又は第14の方法において、前記第1の周期的出力波形と前記第2の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係が、当該両周期的出力波形のサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる2つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表されるものである。

【0051】

第17の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第14の方法において、前記第1の周期的出力波形と前記第2の周期的出力波形との間の前記線形的な相互関係が、当該両周期的出力波形を前記位相間隔でサンプリングしたサンプリング値列をそれぞれ適切に切り出して離散フーリエ変換して得られる2つの離散周波数スペクトル相互の対応関係で表されるものである。

20

【0052】

第18の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第13から第17の方法において、前記第1出力音波及び前記第2出力音波それぞれが、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、前記歪み検出ステップが、前記第1深さからの前記第1出力音波及び前記第2出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルのk次成分(kは整数)  $Y_{11}[k]$ 及び $Y_{12}[k]$ の組、又は $Y_{11}[k]$ 、 $Y_{12}[k]$ 相互間の変換比 $W_1[k]$ 、又は $Y_{11}[k]$ 及び $Y_{12}[k]$ の少なくとも一方と $W_1[k]$ との組のうちいずれかと、前記第2深さからの前記第1出力音波及び前記第2出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルのk次成分 $Y_{21}[k]$ 及び $Y_{22}[k]$ の組、又は $Y_{21}[k]$ 、 $Y_{22}[k]$ 相互間の変換比 $W_2[k]$ 、又は $Y_{21}[k]$ 及び $Y_{22}[k]$ の少なくとも一方と $W_2[k]$ との組のうちいずれかに基づいて前記第1深さと前記第2深さとの間の前記媒質中にて生じる前記非線形作用由来歪みの強度を検出するものである。

30

【0053】

第19の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第13から第17の方法において、前記第1出力音波及び前記第2出力音波それぞれが、前記基本波及びその高調波からなる線周波数スペクトルを有し、前記歪み検出ステップが、前記第1深さからの前記第1出力音波及び前記第2出力音波それぞれの第mサンプリング点 $y_{11}[m]$ 及び $y_{12}[m]$ の組(mは整数)、又は当該第1出力音波及び当該第2出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルのk次成分 $Y_{11}[k]$ 及び $Y_{12}[k]$ (kは整数)相互間の変換比 $W_1[k]$ についての逆離散フーリエ変換結果 $w_1[m]$ 、又は $y_{11}[m]$ 及び $y_{12}[m]$ の少なくとも一方と $w_1[m]$ との組のうちいずれかと、前記第2深さからの前記第1出力音波及び前記第2出力音波それぞれの第mサンプリング点 $y_{21}[m]$ 及び $y_{22}[m]$ の組、又は当該第1出力音波及び当該第2出力音波それぞれの前記線周波数スペクトルのk次成分 $Y_{21}[k]$ 及び $Y_{22}[k]$ 相互間の変換比 $W_2[k]$ についての逆離散フーリエ変換結果 $w_2[m]$ 、又は $y_{21}[m]$ 及び $y_{22}[m]$ の少なくとも一方と $w_2[m]$ との組のうちいずれかに基づいて前記第1深さと前記第2深さとの間の前記媒質中にて生じる前記非線形作用由来歪みの強度を検出するものである。

40

【0054】

第20の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第13から第19の方法において、前

50

記第 1 入力音波の波形を表す関数  $x_1(t)$  及び前記第 2 入力音波の波形を表す関数  $x_2(t)$  が、 $A$  を振幅、 $f$  を前記基本波の周波数、 $t$  を時間、 $\alpha$  及び  $\beta$  を正係数として、それぞれ

$$\begin{aligned} x_1(t) &= A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft + \beta \sin 2\pi ft) \\ x_2(t) &= A \exp(-\alpha t^2) \sin(2\pi ft - \beta \sin 2\pi ft) \end{aligned}$$

であるものである。

【0055】

第 21 の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第 2 から第 20 の方法において、前記送信ステップが、共振周波数に応じた周波数に送信強度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子を励振し、前記基本波を歪ませた前記周期的入力波形に応じた前記入力音波を発生させ、前記基本波の周波数が、前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されるものである。

10

【0056】

第 22 の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第 2 から第 21 の方法において、前記受信ステップが、共振周波数に応じた周波数に受信感度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子を用いて前記出力音波を受信し、前記基本波の周波数が、前記振動素子の前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されるものである。

【0057】

第 23 の本発明に係る音波歪み測定方法は、所定周波数の基本波及びその高調波を成分として含む入力音波を媒質へ送信する送信ステップと、前記入力音波に対する前記媒質からの出力音波を受信する受信ステップと、前記出力音波に含まれる前記高調波の成分に基づいて、前記出力音波の前記媒質中にて生じた非線形作用由来歪みの強度を検出する歪み検出ステップと、を有し、前記送信ステップが、共振周波数に応じた周波数に送信強度の極大点が現れる共振特性を有する振動素子を励振して前記入力音波を発生させ、前記基本波の周波数が、前記共振周波数から所定の偏差だけ離れた周波数に設定されるものである。

20

【0058】

第 24 の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第 20 から第 23 の方法において、前記偏差が、前記基本波の偶数倍の周波数での前記共振特性の強度に基づいて設定されるものである。

30

【0059】

第 25 の本発明に係る音波歪み測定方法は、上記第 20 から第 24 の方法において、前記基本波の周波数は、前記振動素子の共振の中心周波数の半値幅に応じた周波数範囲内に設定されるものである。

【発明の効果】

【0060】

本発明によれば、利用する超音波の音圧を対象に応じて低くしつつ、比較的大きな非線形歪みを発生させ、また精度良く当該非線形歪みを計測することができる。また、反射波に基づいて、媒質内の任意の深さでの非線形歪みの情報を取得することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

40

【0061】

以下、本発明の実施の形態（以下実施形態という）について、図面に基づいて説明する。

【0062】

（装置の基本的な構成及び動作）

図 1 は、本実施形態の音波歪み測定装置の概略のブロック構成図である。本装置は、送信部 10、受信部 12、送波子 14、受波子 16、信号処理部 18、制御部 20 を含んで構成される。

【0063】

本装置は、予め所定の非線形歪みを有した超音波を計測対象に送波する点に 1 つの特徴

50

があり、送信部 10 は基本波に応じた周波数の正弦波電気信号を周波数変調した信号を生成し、送波子 14 へ出力する。

【0064】

送波子 14 は、圧電材料を用いて構成された超音波トランスデューサであり、送信部 10 からの電気信号を超音波に変換して計測対象へ入力する。受波子 16 も、圧電材料を用いた超音波トランスデューサで構成することができ、計測対象から出力される超音波を電気信号に変換して、受信部 12 へ出力する。計測対象からの反射波に基づく測定を行う場合には、受波子 16 は例えば送波子 14 に隣接して配置され、また送波子 14 と兼用とする構成にできる。一方、計測対象からの透過波に基づく測定を行う場合には、受波子 16 は計測対象を挟んで送波子 14 に対向配置される。ちなみに、例えば、送波子 14 は円筒型トランスデューサ、受波子 16 は高分子材料のハイドロフォンを用いることができる。

10

【0065】

受信部 12 は、受波子 16 からの受信信号を増幅し、また A/D 変換を行い、受信信号をデジタルデータに変換して、信号処理部 18 へ出力する。

【0066】

信号処理部 18 は、受信部 12 から出力されるデジタルデータに基づいて後述する信号処理を行い、送波子 14 から送信され受波子 16 で受信されるまでの計測対象中の伝播経路にて超音波に新たに生じる非線形歪みの強度を算出する。

【0067】

制御部 20 は、送信部 10 及び信号処理部 18 を制御する。例えば、パルス状の超音波を送出する場合には、制御部 20 は送信部 10 からの電気信号の出力タイミングを制御し、また、その送タイミングに応じた同期信号を信号処理部 18 へ供給する。信号処理部 18 は、その同期信号に基づいて、目的とするタイミングでの受信信号を処理する。また、後述するように、パルス幅内での振動の初期位相を変えた超音波パルスを順次送出的場合には、制御部 20 は、送信部 10 に対して、出力タイミングに連動して当該初期位相を可変制御すると共に、これに同期した制御を信号処理部 18 に対して行う。

20

【0068】

次に、計測対象からの反射波に基づいて当該計測対象にて生じる非線形歪みを測定する本装置の動作原理を説明する。本装置が予め非線形歪みを有した超音波を送出することは既に述べたが、本装置はさらにその非線形歪みが互いに異なる 2 種類の超音波を送出し、それぞれに対する反射波を比較することによって、非線形歪みの強度を定量化する。送信する 2 種類の超音波の基本的な信号波形は下記  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  で表される。

30

【0069】

$$\begin{aligned} x_1(t) &= A \exp(-t^2) \sin(2ft + \sin^2 ft) \\ x_2(t) &= A \exp(-t^2) \sin(2ft - \sin^2 ft) \dots (1) \end{aligned}$$

【0070】

ここで、A は振幅、f は周波数、t は時間であり、及び は正係数である。右辺第 2 因子のガウス関数は、第 3 因子で表される周期的波形を振幅変調して波束とする窓関数である。なお、 $\alpha = 0$  の場合、(1) 式はガボール波形と呼ばれる。

【0071】

また、第 3 因子の正弦関数は周期的変動を繰り返す振動波形（周期的波形）を表す振動因子であり、ここでは、

40

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \sin(2ft + \sin^2 ft) \\ x_2(t) &= \sin(2ft - \sin^2 ft) \dots (2) \end{aligned}$$

と表す。これら因子  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  は互いに異なる所定の非線形歪みを有している。すなわち、これら  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  はそれぞれ、周波数 f の搬送波を周波数 f の変調信号で周波数変調した波形を表しており、次のように展開される。

【0072】

$$x_1(t) = B_1 \sin^2 ft + B_2 \sin(2 \cdot 2ft) + B_3 \sin(2 \cdot 3ft) + B_4 \sin(2 \cdot 4ft) + \dots$$

50

$$x_2(t) = B_1 \sin(2\pi ft) - B_2 \sin(2\pi \cdot 2ft) + B_3 \sin(2\pi \cdot 3ft) - B_4 \sin(2\pi \cdot 4ft) + \dots$$

... (3)

【0073】

ここで、 $B_i$  ( $i$  は自然数) は第 1 種ベッセル関数  $J_n(\quad)$  を用いて次式で表される。

【0074】

$$B_i = J_{i-1}(\quad) - J_{i+1}(\quad) \quad (i \text{ が奇数の場合})$$

$$B_i = J_{i-1}(\quad) + J_{i+1}(\quad) \quad (i \text{ が偶数の場合}) \quad \dots (4)$$

【0075】

(3) 式から、 $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  (又は  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$ ) は、高調波成分を予め含み、歪んでいることが理解できる。図 2 は、(1) 式で表される  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  の波形の一例を示す模式図である。同図において、縦軸は振幅 (音圧)、横軸は時間  $t$  であり、実線が  $x_1(t)$ 、破線が  $x_2(t)$  を表し、ここでは  $A = 1$ 、 $f = 2$  [MHz]、 $\tau = 4 \times 10^{-12}$ 、 $\alpha = 0.5$  の例を示している。音圧が高い程、伝播速度が速い場合には、正弦波は  $x_1(t)$  のように歪み、媒質中での音波は一般にこのように歪む。その立ち上がり立ち下がりより急峻である N 字型の形状から  $x_1(t)$  のような波形は N 型波形と称される。これに対して、 $x_2(t)$  の波形は反対に、立ち下がりが立ち上がりより急峻である。一般には媒質中ではこのような歪みは生じず、人為的な歪みである。ここでは、 $x_2(t)$  のような波形を反 N 型波形と称する。

10

【0076】

20

送信部 10 は、(1) 式で表される  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  の振動因子  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  の初期位相を離散的に変化させた次式で表される信号を生成し、送波子 14 から当該信号に応じた複数の入力音波が順次、計測対象へ送信される。

【0077】

$$x_1(t, m) = A \exp(-\alpha t^2) \sin[2\pi(ft + m/M) + \sin(2\pi(ft + m/M))]$$

$$x_2(t, m) = A \exp(-\alpha t^2) \sin[2\pi(ft + m/M) - \sin(2\pi(ft + m/M))]$$

... (5)

【0078】

ここで、 $m = 0, 1, \dots, M - 1$  である。また、例えば、 $x_1(t, m)$  という表記における括弧“( ”は、その右に隣接して示される変数  $t$  が連続変数であることを意味しており、括弧“] ”は、その左に隣接して示される変数  $m$  が離散変数であることを意味している。以下、同様の場合にこの表記を用いる。(5) 式より、 $t = t_0$  として  $t$  を固定し  $m$  のみを変化させた  $x_1(t_0, m)$  と  $x_2(t_0, m)$  とは、振幅が  $A \exp(-\alpha t_0^2)$  の歪み波形 (すなわち周期的波形  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  の振幅を  $A \exp(-\alpha t_0^2)$  とした波形) 1 周期分を  $M$  点でサンプリングした信号となる。ちなみに、 $m$  を単に整数とし、もとの定義域外に拡張しても、 $x_1(t_0, m)$  と  $x_2(t_0, m)$  とは周期的に拡張される。図 3 は、図 2 と同じ条件で  $t$  を  $t = 0$  に固定し、 $M = 100$  とした場合の  $x_1(0, m)$  と  $x_2(0, m)$  とを示す模式図である。縦軸は振幅、横軸は  $m$  であり、上段が  $x_1(0, m)$ 、下段が  $x_2(0, m)$  である。この操作によって、 $x_1(t)$  の N 字型、及び  $x_2(t)$  の反 N 字型の歪みが明瞭になる。ここでは、 $m$  を変えて得られたそれぞれ  $M$  個の  $x_1(t, m)$ 、 $x_2(t, m)$  の値からなる  $M$  次元ベクトルを位相系列と称する。

30

40

【0079】

位相系列  $x_1(t_0, m)$  及び  $x_2(t_0, m)$  の  $m$  を変数とする離散フーリエ変換を、それぞれ  $X_1(t_0, k)$  と  $X_2(t_0, k)$  とする。これらの間には、 $k$  が奇数のときは  $X_1(t_0, k) = X_2(t_0, k)$  となり、 $k$  が偶数のときは  $X_1(t_0, k) = -X_2(t_0, k)$  となる関係が存在する。そこで以下のような線形操作  $L$  を考える。

- 1)  $m$  を変数とみて位相系列  $x_1(t_0, m)$  を離散フーリエ変換し  $X_1(t_0, k)$  を得る。
- 2)  $X_1(t_0, k)$  の偶数次の係数だけ符号を反転し  $X_1'(t_0, k)$  を得る。
- 3)  $X_1'(t_0, k)$  を逆離散フーリエ変換し位相系列  $x_1'(t_0, m)$  を得る。

【0080】

50

線形操作 L の結果は、 $x_1'(t_0, m) = x_2(t_0, m)$  となる。ここで、ダッシュは線形操作 L を表す演算子である。また、 $t_0$  は任意に設定してよい。

【0081】

なお、線形操作 L は、計測対象へ入力する 2 つの周期的波形  $x_1(t)$  と  $x_2(t)$  との間の線形的な相互関係を表したものであり、線形操作 L の第 2 手順での操作内容は、 $x_1(t)$  及び  $x_2(t)$  に依存する。具体的には、当該操作内容は、 $x_1(t)$  及び  $x_2(t)$  が (3) 式に示す正弦波の線形結合で表され、互いの偶数次の項の係数が絶対値が等しく、かつ符号が反対であることに関連している。

【0082】

次に、(5) 式の  $x_1(t, m)$  と  $x_2(t, m)$  を線形システム (インパルス応答が  $h(t)$ ) への入力とし、その出力をそれぞれ  $y_1(t, m) = h(t) * x_1(t, m)$  及び  $y_2(t, m) = h(t) * x_2(t, m)$  とする。ここで、 $*$  はたたみ込み演算子を意味する。いま、先の操作と同様、 $t = t_0$  として  $t$  を固定し  $m$  のみを変化させた位相系列  $y_1(t_0, m)$  と  $y_2(t_0, m)$  との間にも、線形操作 L によって  $y_1'(t_0, m) = y_2(t_0, m)$  となる関係が成立している。

10

【0083】

さて、(5) 式の  $x_1(t, m)$  と  $x_2(t, m)$  とを非線形部分も含む一般のシステムへの入力とし、その出力をそれぞれ  $z_1(t, m)$  と  $z_2(t, m)$  とする。 $z_1(t, m)$  に線形操作 L を行った結果は  $z_1'(t_0, m)$   $z_2(t_0, m)$  であり、その違いはこのシステムの非線形部分の影響となる。

【0084】

すなわち、本装置では、送信部 10 は制御部 20 の制御の下、N 字型の信号  $x_1(t)$  及び反 N 字型の信号  $x_2(t)$  それぞれについて、 $2\pi$  を M 等分した間隔で初期位相を変化させた複数の入力音波を生成して、性質を調べたいシステムに入力し、信号処理部 18 はその出力に対して線形操作 L を行い、結果を比較することによって、システムの非線形性を定量化できる。例えば、信号処理部 18 は、計測対象からの出力音波に基づいて得られた位相系列  $z_1'(t_0, m)$  及び  $z_2(t_0, m)$  の  $m$  が同じ要素同士の差分を求めることにより、両者の比較を行い、その差分値に基づいて、計測対象で新たに生じた非線形歪みの強度を表す定量値を生成する。

20

【0085】

なお、信号処理部 18 での処理として、線形操作 L を行わずに、N 字型と反 N 字型の歪み波形による位相系列  $z_1(t_0, m)$  及び  $z_2(t_0, m)$  を共に  $m$  を変数とする離散フーリエ変換し、両位相系列から得られた係数の絶対値を、差分を求める等により比較し、非線形歪みの強度を定量化してもよい。

30

【0086】

ちなみに、一般に、生体組織など計測対象中の超音波伝播は、入力された超音波の高調波を新たに発生させる非線形伝播と、すでに存在する超音波を高周波ほど早く減衰させる線形伝播の対立によって説明される。このことは、非線形微分方程式であるバークス方程式や KZK 方程式からも説明できる。ここで、定性的に非線形伝播は、音圧が高いほど音速が速くなる作用と回折作用とに主に関係している。前者の作用は正弦波を N 字型に歪ませ、後者の作用は波形の上下に非対称性を生じさせる。このため、積極的に非線形歪みを生じさせるためには、送波音圧を高くし、送波子の開口を広げることが考えられる。しかし、生体計測では、高音圧は生体に対する影響の問題、開口を広げるとは空間分解能の低下の問題を起こす。

40

【0087】

そこで、本装置では、音圧を高めたり、送波子の開口を広げることなく、もともと波形歪みを有する超音波を計測対象に適正音圧で送波する。

【0088】

このことは、N 字型の歪み波形を送波する場合に関しては、実計測対象よりも伝播経路が長い仮想的な計測対象を想定し、そこに無歪みで高音圧の正弦波を送波し、途中まで伝播する過程で波形歪みや減衰が起こった状態を再現していると解釈できる。また、予め歪

50

みを与えることで、低音圧であっても非線形歪みが起こりやすくなる。計測対象の非線形性が線形性より強ければ伝播の仮定で波形はよりN字型に近づき、弱ければより正弦波に近づくように作用する。つまり、非線形性と線形性とは対立する。

【0089】

一方、反N字型の歪み波形は、物理的に反し計測対象が生じさせることのできない歪み方であり、計測対象の非線形性も線形性もより正弦波に近づくよう作用する。つまり、非線形性と線形性は協調する。このことが、伝播が進むにつれ、N字型の歪み波形による位相系列から線形操作Lによって反N字型の歪み波形による位相系列を再現できなくなるこの原因である。

【0090】

なお、計測対象内で新たに生じる非線形歪みの上述の原理に基づく定量化は、(1)式で表される $x_1(t)$ 及び $x_2(t)$ の入力音波、又は(2)式で表される $y_1(t)$ 及び $y_2(t)$ 以外の周期的入力波形でも可能である。すなわち、人工的な波形歪みの与え方は必ずしも(1)式と同じである必要はなく、適当な振幅変調と周波数変調などを行って、N字型と反N字型の正弦波に中心の振幅が大きくなるような窓関数を乗じた波形の2種類の入力音波を用いることができる。

【0091】

上述の定量化の原理は、計測対象となる媒質内での伝播で互いに異なる非線形歪みを生じる2種類の周期的波形を計測対象に入力し、それぞれに対応して計測対象から出力される周期的出力波形を比較することにより、計測対象内での各周期的入力波形に生じる線形性の変化を相殺除去して非線形性の変化だけを取り出そうというものである。そして、その比較を行うために、2つの周期的入力波形の間に成立する線形的な相互関係を利用する。この線形的な相互関係は、計測対象に入力前の2つの周期的波形(の関数形)に応じて、一方の波形から他方の波形に合致させるように定められると共に、計測対象が線形システムである場合に、その相互関係が維持されるように設定される。

【0092】

この条件から、(2)式と異なる $y_1(t)$ 及び $y_2(t)$ の第1の例として、(3)式の展開形式において、各項の係数 $B_{1j}$ を(4)式とは異なる値にした $y_1(t)$ 及び $y_2(t)$ を採用することが可能である。この場合の線形操作は上記線形操作Lと同一となる。

【0093】

第2の例は、 $X_1(t_0, k)$ と $X_2(t_0, k)$ との間に、例えば、 $k$ が2のときのみ $X_1(t_0, k) = X_2(t_0, k)$ となり、その他の $k$ において $X_1(t_0, k) \neq X_2(t_0, k)$ となる関係が生じる $y_1(t)$ 及び $y_2(t)$ である。この場合の線形操作は上記線形操作Lのうち第2手順を、

2')  $X_1(t_0, k)$ の2次の係数を $\alpha$ を乗じて $X_1'(t_0, k)$ を得る。

としたものとなる。なお、このような関係は $k$ が2以外の項において成立していてもよく、また複数の項について互いに $\alpha$ が異なる値で当該関係が成立していてもよい。

【0094】

ちなみに、入力音波の波形は送波子14の特性の影響を受け、送信部10が生成する電気信号の波形とは完全に一致しないこともあり得るが、本装置では、2種類の入力音波、出力音波に基づいて両者の共通成分を相殺することにより、入力音波と電気信号との波形の相違が非線形歪みの測定値に与える影響を軽減することができる。

【0095】

上述の説明では反射波計測の場合について説明したが、本装置は透過波計測においても用いることができ、上述の反射波について述べたと同様の原理に基づいて、2種類の出力音波の比較により非線形歪みの強度を抽出することができる。すなわち、透過波計測においても反射波計測におけるような初期位相を変えた複数回の送受信を行って位相系列を生成するという手法は有効である。その一方で、透過波の場合には、周期的波形をそのまま入力音波とすることができる。その際、本装置は、例えば(2)式で表されるような互いに異なる非線形歪みを有した2種類の周期的入力波形を送波子14から計測対象へ送信し

10

20

30

40

50

、計測対象から出力される周期的波形を有する出力音波を受波子16で受信する。この場合の透過波計測では、位相系列の生成は必ずしも要求されず、例えば、位相系列を生成しない場合には、信号処理部18は、2種類の入力音波とそれらに対応する出力音波とをそれぞれ、例えば基本波の所定倍数等の適切な長さ分切り出して時間軸に沿ってサンプリングし、その時系列のサンプリング値を離散フーリエ変換する。そして、その離散フーリエ変換の結果に基づいて、位相系列の場合と同様に非線形歪みを定量化することができる。この処理は、2種類の入力音波間での離散周波数スペクトルの線形的な相互関係に基づいて、2種類の出力音波の離散周波数スペクトルを比較するものである。同様に、2種類の入力音波間での連続周波数スペクトルの線形的な相互関係に基づいて、2種類の出力音波の連続周波数スペクトルを比較して、非線形歪みを定量化することもできる。

10

## 【0096】

また、本装置は、予め所定の非線形歪みを有した入力音波を1種類だけ用いて、計測対象内での非線形歪みの増加量を評価することもできる。この場合、上述の2種類の入力音波を用いる場合と同様、反射波計測では(1)式で表される $x_1(t)$ 又は $x_2(t)$ のいずれかのようなパルス化(波束化)した入力音波を、初期位相を変えて複数回送信し、位相系列を生成する。一方、透過波計測では、波束化した入力音波を用いて上述の反射波計測と同様の方法で位相系列を生成してもよいし、また、(2)式で表される $y_1(t)$ 又は $y_2(t)$ のいずれかのような周期的波形の入力音波を送信し、それに対する出力音波を、1周期分、時間軸に沿ってサンプリングし、サンプリング値の時系列を生成してもよい。

20

## 【0097】

信号処理部18は、位相系列又は時系列でのサンプリング値を離散フーリエ変換する等の処理により、出力音波の周波数スペクトルを求め、基本的に既知の入力音波の周波数スペクトルと比較して、高調波成分の増加量に基づいて非線形歪みの発生量を測定することができる。このように1種類の入力音波及び出力音波の送受信を行う場合でも、予め所定の非線形歪みを有した入力音波を用いることで、音圧を上げずに非線形歪みの発生量を増加させることができ、非線形歪みに基づいた計測対象の性状の探查等を精度良く行うことが可能となる。

## 【0098】

なお、波束化した入力音波とそれに対する出力音波との間での非線形歪みの増加分の定量化に際して、上述した位相系列を生成し、それに対して離散フーリエ変換を施して得た結果を入力音波と出力音波とで対比するという手法は、入力音波に予め歪みを与えるか否かに関係なく有効である。すなわち、歪みを有さない周期的入力波形に窓関数を乗じて波束化した1種類の入力音波を計測対象へ送信し、その出力音波に生じる非線形歪みを求める際に、上述の位相系列を用いる手法を適用することができる。

30

## 【0099】

さて、本装置では、上述の原理により、計測対象中での超音波の伝播経路で生じる非線形歪みの積分値を求めることができる。ここで、超音波計測では、音速を介して時間が媒質中の位置を意味している。透過計測では、 $t = t_0$ として $t$ を任意に固定することはできず、 $t_0$ は計測対象の厚みに応じた値に定まる。一方、反射計測では、任意に $t$ を固定することができ、 $t = t_0$ に相当する計測対象中の位置までの往復経路における波形歪みを上述の原理により定量化できる。

40

## 【0100】

さらに本装置では、計測対象内での深さ方向の非線形歪みの分布強度を測定することができる。その原理を説明する。応答時間 $t$ を $t = t_0$ 及び $t_0 + \Delta t$ について計測すると、 $t = t_0$ の場合の往復経路と微小時間 $\Delta t$ 分だけ離れたところまで経路が延びた情報を計測することができる。これらの違いは、 $t = t_0$ 及び $t_0 + \Delta t$ に相当する位置に挟まれた微小領域の情報となる。このことは、反射計測によって計測対象内の任意の位置の情報を得ることができることを意味する。本装置はこの原理に基づき、反射計測において、入力音波の送信から出力音波の受信までの応答時間が互いに異なる計測を行い、それら異なる応答時間に対応する出力音波に基づいて、目的とする深さ範囲で生じる非線形

50

歪み量に関する分布強度情報を生成する。例えば、制御部 20 は、応答時間  $t_0$  に対応する出力音波と、応答時間  $t_0 + t_0$  に対応する出力音波とからそれぞれ位相系列を生成する。これら 2 時刻での位相系列相互間には、 $t_0$  に応じた位相ずれ、つまり両者の間には位相系列内での循環シフトが存在する。制御部 20 はこのシフト量をキャンセルする操作を行う。また、兩位相系列の間には、伝播距離の相違に応じた減衰量の差異が存在する。制御部 20 は、シフト量をキャンセルした後の位相系列を、基本波のスペクトルを値を揃えるように定数倍することにより、減衰量の差異を調節して、兩位相系列を対比可能とする。そして、その後、兩位相系列の差を求める等の方法により、兩位相系列を比較して、応答時間  $t_0$  及び  $t_0 + t_0$  に相当する位置に挟まれた微小区間での非線形歪みを求める。

10

【0101】

以下、計測対象内にて音波の伝播方向に沿って異なる深さに位置する 2 点間での非線形歪みの定量化についてさらに詳しく述べる。反射計測において、深さが異なる 2 点  $p, q$  からの反射により得られる出力音波の応答時間をそれぞれ  $t_p, t_q$  ( $t_p < t_q$ ) と表す。また、ここでは、(5) 式で表される  $x_1(t, m), x_2(t, m)$  をそれぞれ  $x_+(t, m), x_-(t, m)$  と表すことにする。また、送波子 14 から  $x_+(t, m), x_-(t, m)$  を計測対象への入力音波として送信したときに、受波子 16 で受信される出力音波を  $y_+(t, m), y_-(t, m)$  と表す。時刻  $t$  を固定して得られる位相系列  $y_+(t, m)$  及び  $y_-(t, m)$  の  $m$  を変数とする離散フーリエ変換を、それぞれ  $Y_+(t, k)$  と  $Y_-(t, k)$  とする。これらの間の線形的な相互関係を、次式で表す。

20

$$Y_-(t, k) = W(t, k) Y_+(t, k) \dots (6)$$

$W(t, k)$  を周波数重みと称する。ここで  $k$  は離散周波数であり、 $k = 0, 1, \dots, M - 1$  である。ちなみに、(5) 式で表される送信時 ( $t = t_0$ ) の波形に関しては、既に  $X_1(t_0, k)$  と  $X_2(t_0, k)$  との関係として上述したところから、 $k$  が奇数のとき、 $W(t_0, k) = 1$ 、 $k$  が偶数のとき、 $W(t_0, k) = -1$  となる。 $t_p$  における (6) 式は、

$$Y_-(t_p, k) = W(t_p, k) Y_+(t_p, k) \\ Y_+(t_p, k) = \{ 1 / W(t_p, k) \} Y_-(t_p, k) \dots (7)$$

と表され、 $t_q$  における (6) 式は、

$$Y_-(t_q, k) = W(t_q, k) Y_+(t_q, k) \\ Y_+(t_q, k) = \{ 1 / W(t_q, k) \} Y_-(t_q, k) \dots (8)$$

30

【0102】

時刻  $t = t_p$  に対応する位相系列についての線形関係を時刻  $t = t_q$  に対応する位相系列に適用したときのずれのパワーは、次式で定義することができる。

$$| Y_-(t_q, k) - W(t_p, k) Y_+(t_q, k) |^2 \dots (9)$$

又は

$$| Y_+(t_q, k) - \{ 1 / W(t_p, k) \} Y_-(t_q, k) |^2 \dots (10)$$

【0103】

ちなみに、 $p$  点から  $q$  点までの超音波伝播が線形伝播であれば、 $W(t_p, k) = W(t_q, k)$  であり、このとき、(9) (10) 式で表されるパワーは 0 となり、ずれは発生しない。このパワーを用いて、時刻  $t = t_p$  の位相系列からみた時刻  $t = t_q$  の位相系列の歪み度合い (基礎歪み度) ( $t_q | t_p$ ) を次式で定義する。

40

【0104】

【数 1】

$$\gamma(t_q | t_p) = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{M-1} \left( \left| [W(t_q, k) - W(t_p, k)] Y_+(t_q, k) \right|^2 + \left| [1/W(t_q, k) - 1/W(t_p, k)] Y_-(t_q, k) \right|^2 \right)}{\sum_{k=0}^{M-1} \left( \left| Y_+(t_q, k) \right|^2 + \left| Y_-(t_q, k) \right|^2 \right)}} \dots (11)$$

50

## 【0105】

なお、(11)式で定義する基礎歪み度  $(t_q | t_p)$  は、(9)式のパワーと(10)式のパワーとを加算し、また受波強度の影響を排除するために規格化を行っている。

## 【0106】

(11)式の基礎歪み度は、 $p$ 点からの出力音波  $x_+(t_p, m)$ 、 $x_-(t_p, m)$ それぞれの線周波数スペクトルの $k$ 次成分  $Y_+(t_p, k)$ 、 $Y_-(t_p, k)$ と、それら相互の変換比である周波数重み  $W(t_p, k)$ とのうち、 $W(t_p, k)$ を含み、また $q$ 点からの出力音波  $x_+(t_q, m)$ 、 $x_-(t_q, m)$ それぞれの線周波数スペクトルの $k$ 次成分  $Y_+(t_q, k)$ 、 $Y_-(t_q, k)$ と、それら相互の変換比である周波数重み  $W(t_q, k)$ に関しては、それら全部を含む表現となっている。ここで、 $Y_+(t_p, k)$ 、 $Y_-(t_p, k)$ の間には(7)式で表される線形的な相互関係があるので、(11)式を、 $Y_+(t_p, k)$ 及び $Y_-(t_p, k)$ の組、又は $Y_+(t_p, k)$ 及び $Y_-(t_p, k)$ の少なくとも一方と $W(t_p, k)$ との組を含む形に表すこともできる。同様に、 $Y_+(t_q, k)$ 、 $Y_-(t_q, k)$ の間には(8)式で表される線形的な相互関係があるので、(11)式を、 $Y_+(t_q, k)$ 及び $Y_-(t_q, k)$ の組、又は $W(t_q, k)$ 、又は $Y_+(t_q, k)$ 及び $Y_-(t_q, k)$ の一方と $W(t_q, k)$ との組を含む形に表すこともできる。

10

## 【0107】

また、(11)式は周波数領域での歪みを定量化するものであるが、或る信号とそのフーリエ変換による信号との間には、パーセバルの公式が成り立ち、時間領域でのパワーと周波数領域でのパワーとは一致することが知られている。そこで、歪みを時間領域でのデータ等に基づいて定量化することも可能である。

20

## 【0108】

具体的には、信号処理部18は、 $p$ 点からの出力音波のサンプリング値  $y_+(t_p, m)$ 、 $y_-(t_p, m)$ の組、又はそれら出力音波それぞれの線周波数スペクトルの $k$ 次成分  $Y_+(t_p, k)$ 、 $Y_-(t_p, k)$ 相互間の周波数重み  $W(t_p, k)$ についての逆離散フーリエ変換結果  $w_+(t_p, m)$ 、又は  $y_+(t_p, m)$ 、 $y_-(t_p, m)$ の少なくとも一方と  $w_+(t_p, m)$ との組のうちいずれかと、 $q$ 点からの出力音波のサンプリング値  $y_+(t_q, m)$ 、 $y_-(t_q, m)$ の組、又はそれら出力音波それぞれの線周波数スペクトルの $k$ 次成分  $Y_+(t_q, k)$ 、 $Y_-(t_q, k)$ 相互間の周波数重み  $W(t_q, k)$ についての逆離散フーリエ変換結果  $w_+(t_q, m)$ 、又は  $y_+(t_q, m)$ 、 $y_-(t_q, m)$ の少なくとも一方と  $w_+(t_q, m)$ との組のうちいずれかを用いて、(11)式に相当する演算を行って、 $p$ 点と $q$ 点との間の媒質で発生する歪みを定量化することが可能である。

30

## 【0109】

なお、(11)式は歪み定量化する評価式の一例であり、これとは異なる評価式を定義することもできる。

## 【0110】

(装置の基本的な動作に関する実験)

上述の装置に関して行った実験を述べる。条件は  $f = 2$  [MHz]、 $\tau = 4 \times 10^{-12}$ 、 $\alpha = 0.5$ の(1)式の入力音波を、95mmの厚さの寒天を計測対象として送信した。位相系列の要素数は  $M = 100$ である。また、ここでは透過波に基づく計測を行った。送波子の形状は円盤状で、直径は10mmである。図4は、透過波の波形を表す模式図であり、実線が  $x_1(t)$ に対応するN字型の波形の透過波、また破線は  $x_2(t)$ に対応する反N字型の波形の透過波を示す。この透過波の計測では、伝播経路長に対して送波子の直径は無視できない。このような状況では、送波子の中心から生じるセンター波と送波子の端から生じるエッジ波は回折を起こすことが知られている。このため、図2のような波形を送波したにもかかわらず、透過波は乱れている。

40

## 【0111】

この透過波に対する位相系列を図5に示す。上段がN字型の波形による位相系列、中段が反N字型の波形による位相系列、下段が上段に対し線形操作  $L$ を行った結果である。透過波を直接観察すると回折の影響で波形が乱れていても、位相系列には乱れが生じないこ

50

とが上段と中段よりわかる。また、中段と下段は比較的類似しており、定性的には伝播過程が線形であったものと考えられる。さらにこの中段と下段の差波形を図6に示す。図5と図6とをピークトゥーピークで比較すると、10%程度 of 非線形伝播が存在することがわかる。

#### 【0112】

また、前述の透過波計測と共通するパラメータで反射波計測を行った。図7は、反射波の波形を表す模式図であり、実線が $x_1(t)$ に対応するN字型の波形の反射波、また破線は $x_2(t)$ に対応する反N字型の波形の反射波を示す。反射経路長は190mm(つまり片道95mm)なので、回折の影響は透過波より弱まり反射波は波形があまり乱れていない。

10

#### 【0113】

この反射波に対する位相系列を図8に示す。上段がN字型の波形による位相系列、中段が反N字型の波形による位相系列、下段が上段に対し線形操作Lを行った結果である。ここでも、中段と下段は比較的類似しており、定性的には伝播過程が線形であったものと考えられる。さらにこの中段と下段の差波形を図9に示す。図8と図9をピークトゥーピークで比較すると、5%程度 of 非線形伝播が存在することがわかる。

#### 【0114】

(超音波振動子の駆動法)

(5)式で表される入力音波 $x_1(t,m)$ と $x_2(t,m)$ とは上述したように、奇数倍の高調波成分は一致する一方、偶数倍の高調波成分の符号が互いに反転している。実際にこのような超音波を送波するためには、超音波振動子の物理的な共振特性も考慮しなければならない。

20

#### 【0115】

圧電素子などの超音波振動子は、圧電素子に取り付ける整合層の性質によって共振特性が変わる。一般的な超音波振動子は、共振周波数以外にその奇数倍の高調波に対して共振特性を有するが、偶数倍の高調波に対しては共振特性を有しないように構成される。そのような超音波振動子は、共振周波数の奇数倍の高調波電力で駆動すると振幅の大きい超音波を送波するが、偶数倍の高調波電力で駆動すると振幅の小さい超音波しか送波しない。

#### 【0116】

本装置における音波歪み測定法では上述のように、例えば、偶数倍の高調波成分の符号が異なる $x_1(t,m)$ と $x_2(t,m)$ とが用いられる。つまり、本装置における音波歪み測定法では $x_1(t,m)$ と $x_2(t,m)$ との間で偶数倍の高調波成分の差を確保することが求められる。そこで、本装置では、一般的な超音波振動子に対して、偶数倍の高調波成分の強度を高める駆動を行う。

30

#### 【0117】

図10は、本駆動方法を説明するための模式図である。図10は、奇数倍の高調波に対して共振特性を有する超音波振動子のパワースペクトルを示す図であり、横軸が振動周波数、縦軸が超音波振動子から出力される超音波のパワーである。このパワースペクトルは、超音波振動子の共振周波数 $f_r$ 及びその奇数倍の周波数にて極大点を有し、一方、偶数倍の周波数にて極小となる。送信部10は、超音波振動子の共振周波数 $f_r$ から少し離れた周波数を基本周波数とする波形で超音波振動子を電力駆動する。例えば、(5)式で表される入力音波を送信する場合には、基本周波数 $f$ を共振周波数 $f_r$ からずらして設定する。図10には、 $f$ を $f_r$ より少し大きめに設定した場合を示している。この図から理解されるように、共振周波数 $f_r$ からずれた基本周波数 $f$ とすると、その偶数倍の高調波 $2f, 4f, \dots$ を極小点となる $2f_r, 4f_r, \dots$ からずらすことができる。これにより、基本周波数 $f$ での超音波強度は共振周波数 $f_r$ での値より幾分低下するが、その一方で、偶数倍の高調波 $2f, 4f, \dots$ での超音波強度は極小ではなくなり、増大させることができる。

40

#### 【0118】

上述の駆動方法に関して行った実験について次に述べる。実験の概要は、寒天内におい

50

て100mm離れた場所に超音波送波子( $f_r = 1$ [MHz])と受波子とを正対させ、この超音波振動子を、基本周波数 $f$ を変えた(5)式で電力駆動し、(11)式に示す基礎歪み度( $t_q | t_0$ )を測定するという内容である。ただし、 $t_q$ は送受波子間距離100mmに相当する時間である。図11は、本実験結果を示すグラフであり、横軸が基本周波数 $f$ の設定値、縦軸が基礎歪み度である。この実験では、基本周波数 $f$ を1.3MHzとした場合に、最も基礎歪み度が大きくなり、このことは $f$ が1.3MHzの場合に偶数倍の高調波の強度が大きかったことを示していると解し得る。

【0119】

$f$ の $f_r$ からのずれ量を大きくすると、基本周波数 $f$ での超音波強度が低下することなどから、 $f$ は超音波振動子の共振の中心周波数の半値幅程度の範囲内で設定することが好適である。

10

【0120】

この実験では、送受波子をそれぞれ別に用意したが、一般的な超音波計測では反射を利用するため送受波子は兼用となる場合が多い。ここでは、送波超音波の基本周波数のみを問題にしたが、共振周波数とは異なる基本周波数とその高調波からなる超音波を受波する場合も同様であり、ずれていれば偶数倍の高調波に対してもある程度の受波感度が期待される。このため、送受波子を共通とする場合においても、共振周波数をずらした超音波振動子の駆動は有効である。

【0121】

(基礎歪み度の特徴及び媒質の性状評価への利用)

20

上述した基礎歪み度の特徴について説明する。図12は、水中に設置した反射体からの反射波を用いて測定した基礎歪み度( $t_q | t_0$ )を示すグラフである。横軸は、送受波子と反射体との距離であり、縦軸が基礎歪み度である。なお、送波波形の基本周波数 $f$ は1.3MHzである。媒質中の超音波伝播は、媒質の非線形性による新たな高調波の発生と、線形性による高調波の減衰との競合作用であり、本実験では距離120mmまでは非線形性が線形性に勝っていることが示唆される。図12内にインセットとして示したグラフは距離120mmまでの基礎歪み度の対数表示である。このグラフより、基礎歪み度は、対数表示ではほぼ直線上に乗っていることが読み取れる。このため、非線形性が勝っている区間において均質な媒質であれば、基礎歪み度はほぼ指数関数的に増加することがわかる。

30

【0122】

既に述べたように、基礎歪み度は、任意の2点である $p$ 点と $q$ 点との間(時刻に換算して $t = t_p, t_q$ )の非線形歪みを量るパラメータであり、例えば、任意の点の周波数重みを用いて、異なる点での反射波に含まれる非線形成分を定量化することができる。なお、送波子14の位置での反射波は送波波形に等しいとすればよい。

【0123】

さて、この基礎歪み度に基づき、媒質の性状を反映した特徴量となる歪み度 $g$ を定義することができる。図12に示したように、均質な媒質中においては、基礎歪み度はほぼ指数関数的に増加する。このことから、均質な範囲内での基礎歪み度は、

$$(t | t_p) = a b^t \quad \dots (12)$$

40

と表すことができる。ここで、 $a, b$ は正定数であり、 $t > t_p$ とする。上述のように、均質な媒質中では基礎歪み度の対数が直線的に変化する。言い換えれば、媒質の性状が変われば、傾きが変わり同じ直線に乗らなくなる。よって、この対数表示における傾き( $\log b$ )を、媒質の性状を表す特徴量と定義することができ、ここではこれを歪み度 $g$ とする。すなわち、

$$g = \log b \quad \dots (13)$$

とする。点 $q, r$ (時刻に換算して $t = t_q, t_r$ 、ここで $t_p < t_q < t_r$ とする)の間が均質な媒質である場合、点 $q, r$ に関する基礎歪み度( $t_q | t_p$ ), ( $t_r | t_p$ )は(12)式に従って表される。これら点 $q, r$ に関する基礎歪み度( $t_q | t_p$ ), ( $t_r | t_p$ )を用いて、点 $q, r$ の間の媒質の歪み度 $g$ を次式により求めることができる。

50

$$g = \log \{ (t_r | t_p) / (t_q | t_p) \} / (t_r - t_q) \quad \dots (14)$$

【0124】

図13は、歪み度  $g$  の実測に用いた媒質の構造を示す模式的な断面図である。この媒質は、ゆで玉子を寒天の中に固定したものであり、ゆで玉子の白身30の外側に寒天32があり、白身30の内側には黄身34がある。送波子14及び受波子16は寒天32に接して配置され、黄身34を通る伝播経路上でのエコーを計測した。図14は、その計測結果のエコー強度を表すグラフであり、横軸が送波子14から反射点までの距離であり、縦軸がエコー強度である。図14には、寒天32から白身30への境界  $P_1$  (11mm付近)、白身30から黄身34への境界  $P_2$  (25mm付近)、黄身34から白身30への境界  $P_3$  (58mm付近)、白身30から寒天32への境界  $P_4$  (63mm付近)にエコー強度のピークが現れている。

10

【0125】

図15は、点  $P_1 \sim P_4$  での基礎歪み度 をプロットしたグラフであり、横軸が距離、縦軸が基礎歪み度 である。図16は、点  $P_1 \sim P_4$  の各区間において(14)式により求めた歪み度  $g$  を示したグラフである。図16の縦軸は歪み度  $g$  であり、右方向へ順番に、送波子14から見て前方の白身30(区間  $P_1 P_2$ )の歪み度  $g$ 、黄身34(区間  $P_2 P_3$ )の歪み度  $g$ 、後方の白身30(区間  $P_3 P_4$ )の歪み度  $g$  が示されている。白身30部分は歪み度  $g$  が正であり、非線形歪みを発生させやすく、逆に黄身34部分は歪み度  $g$  が負であり、非線形歪みを抑制する作用が計測されている。つまり、白身30は非線形性が線形性に勝っており、黄身34はその逆となっている。また、同じ個体の玉子をゆで

20

【図面の簡単な説明】

【0126】

【図1】本実施形態の音波歪み測定装置の概略のブロック構成図である。

【図2】入力音波  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$  の波形の一例を示す模式図である。

【図3】 $t = 0$  に対応する位相系列  $x_1(0, m]$  及び  $x_2(0, m]$  を示す模式図である。

【図4】透過波計測の実験により得た出力音波の波形を表す模式図である。

【図5】透過波計測の実験により得た出力音波の位相系列に基づく波形を表す模式図である。

30

【図6】透過波計測の実験により得た2種類の出力音波に基づく両位相系列の間に生じる差波形を示す模式図である。

【図7】反射波計測の実験により得た出力音波の波形を表す模式図である。

【図8】反射波計測の実験により得た出力音波の位相系列に基づく波形を表す模式図である。

【図9】反射波計測の実験により得た2種類の出力音波に基づく両位相系列の間に生じる差波形を示す模式図である。

【図10】本装置における超音波振動子の駆動方法を説明するための模式図である。

【図11】本装置における超音波振動子の駆動方法についての実験結果を示すグラフである。

40

【図12】水中に設置した反射体からの反射波を用いて測定した基礎歪み度 を示すグラフである。

【図13】歪み度  $g$  の実測に用いた媒質の構造を示す模式的な断面図である。

【図14】図13の媒質を用いたエコー強度の計測結果を示すグラフである。

【図15】図13の境界点  $P_1 \sim P_4$  での基礎歪み度 をプロットしたグラフである。

【図16】点  $P_1 \sim P_4$  の各区間における歪み度  $g$  を示したグラフである。

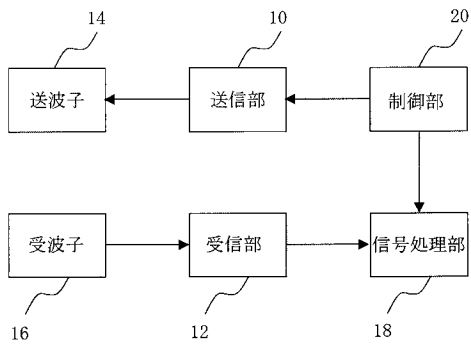
【符号の説明】

【0127】

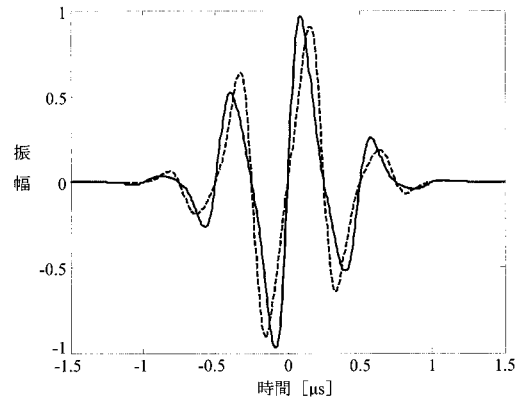
10 送信部、12 受信部、14 送波子、16 受波子、18 信号処理部、20 制御部。

50

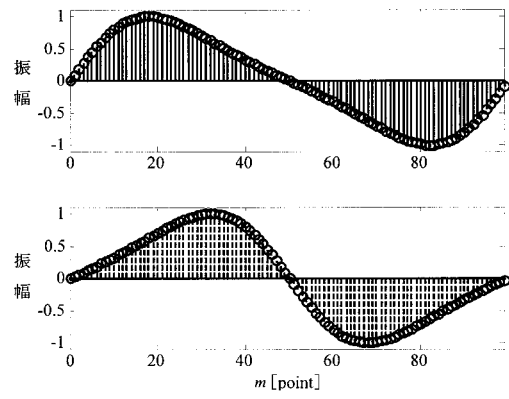
【 図 1 】



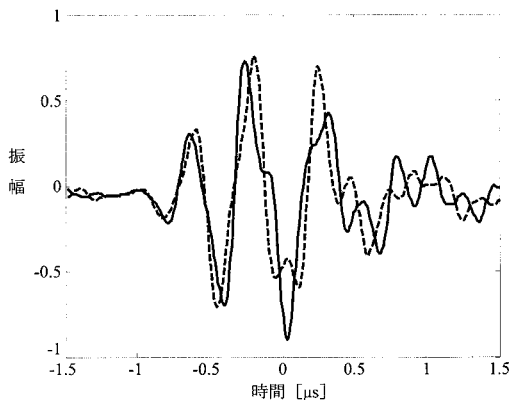
【 図 2 】



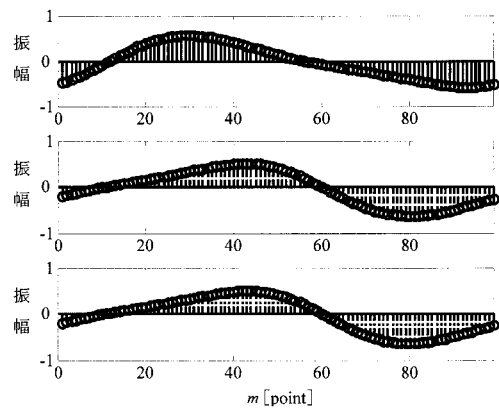
【 図 3 】



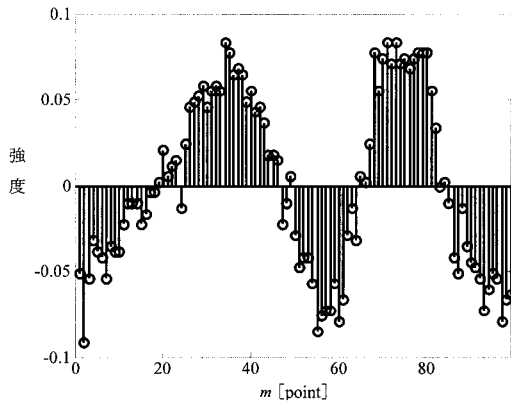
【 図 4 】



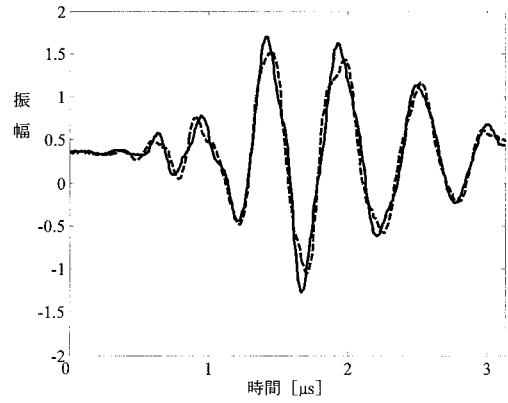
【 図 5 】



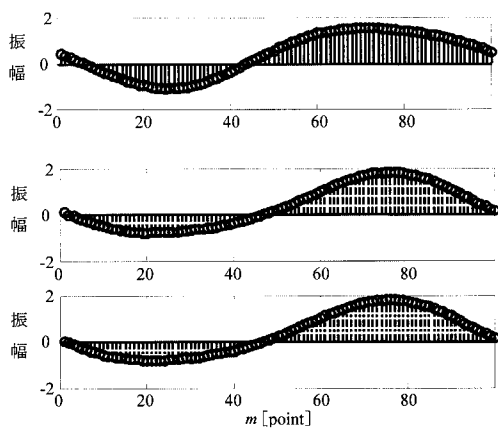
【 図 6 】



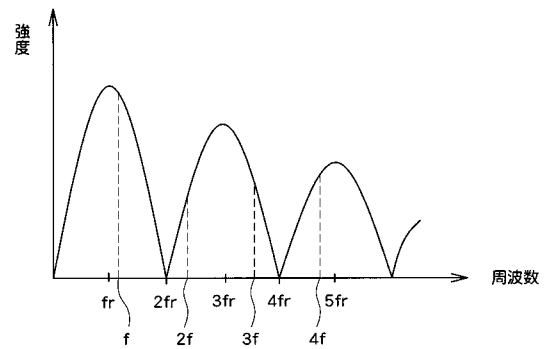
【 図 7 】



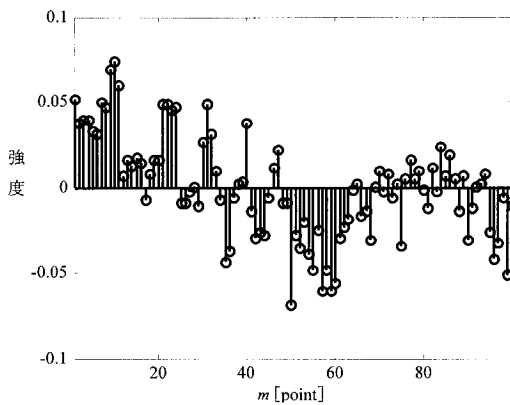
【 図 8 】



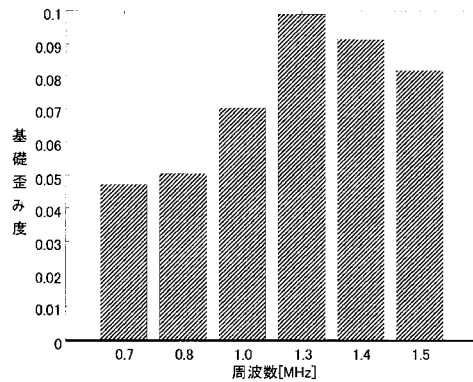
【 図 10 】



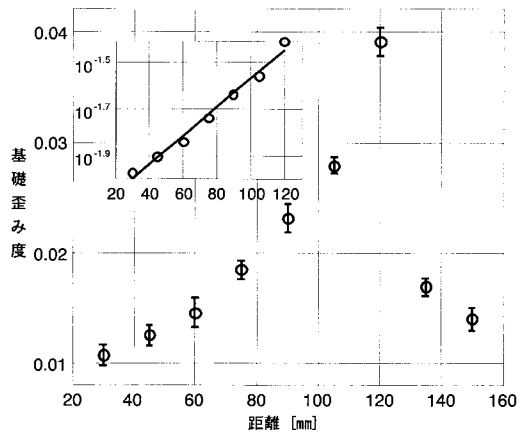
【 図 9 】



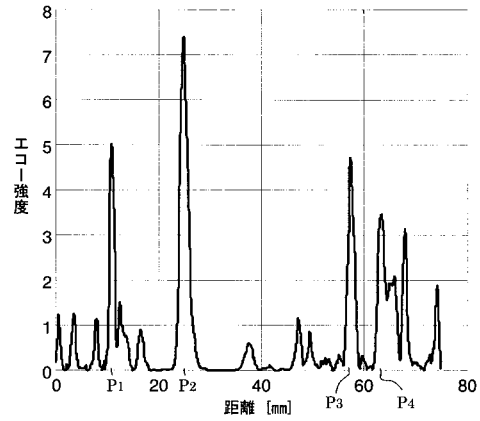
【 図 11 】



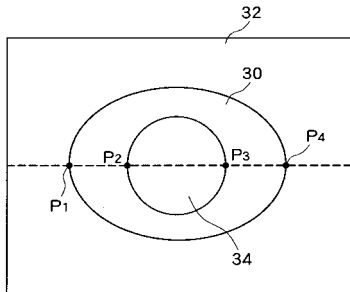
【 図 1 2 】



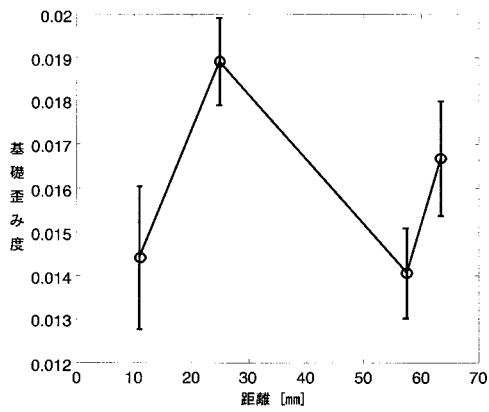
【 図 1 4 】



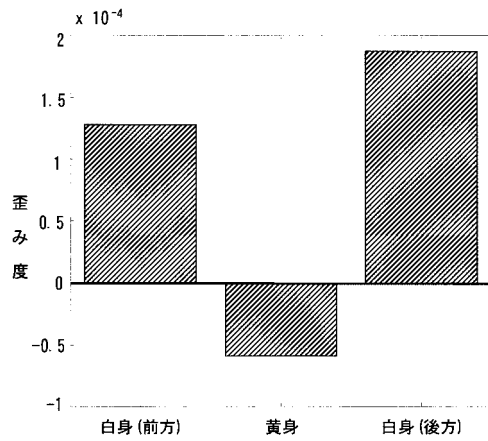
【 図 1 3 】



【 図 1 5 】



【 図 1 6 】



专利名称(译)	声学失真测量装置和声学失真测量方法		
公开(公告)号	<a href="#">JP2008022868A</a>	公开(公告)日	2008-02-07
申请号	JP2005063094	申请日	2005-03-07
[标]申请(专利权)人(译)	国立大学法人 东京大学		
申请(专利权)人(译)	东京大学		
[标]发明人	眞溪步 重野隆之		
发明人	眞溪 步 重野 隆之		
IPC分类号	A61B8/08 G01H17/00 G01N29/44		
CPC分类号	G01S7/52038		
FI分类号	A61B8/08 G01H17/00.Z G01N29/22.501 A61B8/14		
F-TERM分类号	2G047/AA12 2G047/AC13 2G047/BA01 2G047/BC13 2G047/BC14 2G047/EA08 2G047/GF06 2G047/GF09 2G047/GG29 2G064/AB13 2G064/CC54 4C601/DD19 4C601/DE20 4C601/EE30 4C601/HH04 4C601/HH40 4C601/JB05 4C601/JB23 4C601/JB37 4C601/JB49 4C601/KK20		
优先权	2004317316 2004-10-29 JP		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a>		

摘要(译)

解决的问题：在不增加声压的情况下，测量在传输到测量对象的超声波中产生的非线性失真。 解决方案：两种输入声波以时分方式从发射器14发射到测量目标。 发送单元10通过窗函数来改变通过将预先被赋予不同的预定非线性失真的周期性波形相乘而产生脉冲的每种类型的输入声波的相位，并且多次发送输入声波。 信号处理单元18生成相位序列，在该相位序列中，同时对各种类型的输入声波的接收信号的值进行采样。 信号处理单元18对两种类型的输出声波在两个输入声波的相序之间执行线性操作，当测量目标是线性系统时保持该线性输入，然后比较两个输出声波。 要做。 基于该差异波形，测量在测量目标中新产生的非线性失真的强度。 [选型图]图1

