

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号  
特許第7635550号  
(P7635550)

(45)発行日 令和7年2月26日(2025.2.26)

(24)登録日 令和7年2月17日(2025.2.17)

(51)国際特許分類 F I  
G 0 1 P 21/00 (2006.01) G 0 1 P 21/00  
G 0 1 P 15/10 (2006.01) G 0 1 P 15/10

請求項の数 13 (全53頁)

(21)出願番号	特願2020-219505(P2020-219505)	(73)特許権者	000002369 セイコーエプソン株式会社 東京都新宿区新宿四丁目1番6号
(22)出願日	令和2年12月28日(2020.12.28)	(74)代理人	100090387 弁理士 布施 行夫
(65)公開番号	特開2022-104345(P2022-104345 A)	(74)代理人	100090398 弁理士 大淵 美千栄
(43)公開日	令和4年7月8日(2022.7.8)	(74)代理人	100148323 弁理士 川崎 通
審査請求日	令和5年11月9日(2023.11.9)	(74)代理人	100168860 弁理士 松本 充史
		(72)発明者	轟原 正義 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイ コーエプソン株式会社内
		審査官	吉田 久

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 振動整流誤差補正装置、センサーモジュール及び振動整流誤差補正方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

基準信号を出力する基準信号発生回路と、

第1の被測定信号を用いて、前記基準信号を周波数デルタシグマ変調し、第1の周波数デルタシグマ変調信号を生成する第1の周波数デルタシグマ変調回路と、

第1のフィルターと、

前記基準信号に同期して動作する第2のフィルターと、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記第1の被測定信号を第1の遅延量で遅延させた第1のタイミング信号を生成し、前記第1のタイミング信号に同期して、入力された信号を出力するタイミングを制御する第1のタイミング制御回路と、を備え、

前記第1のフィルター及び前記第1のタイミング制御回路は、前記第1の周波数デルタシグマ変調回路の出力から前記第2のフィルターの入力までの信号経路上に設けられている、振動整流誤差補正装置。

【請求項2】

請求項1において、

前記第1の遅延量を制御するための情報を記憶する記憶部を備える、振動整流誤差補正装置。

【請求項3】

請求項1又は2において、

前記第1のタイミング制御回路には、前記第1の周波数デルタシグマ変調信号が入力さ

れ、

前記第 1 のフィルターは、前記第 1 のタイミング制御回路の出力信号が入力され、前記第 1 のタイミング信号に同期して動作する、振動整流誤差補正装置。

【請求項 4】

請求項 3 において、

前記第 1 の周波数デルタシグマ変調信号が入力され、前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記第 1 の被測定信号を前記第 1 の遅延量とは異なる第 2 の遅延量で遅延させた第 2 のタイミング信号を生成し、前記第 2 のタイミング信号に同期して、入力された信号を出力するタイミングを制御する第 2 のタイミング制御回路と、

前記第 2 のタイミング制御回路の出力信号が入力され、前記第 2 のタイミング信号に同期して動作する第 3 のフィルターと、を備え、

前記第 2 のフィルターは、前記第 1 のフィルターの出力信号に基づく第 1 の信号と、前記第 3 のフィルターの出力信号に基づく第 2 の信号と、に基づく第 3 の信号が入力されて第 4 の信号を出力し、

前記第 1 の遅延量及び前記第 2 の遅延量は、前記第 1 の信号が前記第 2 のフィルターに入力された場合に前記第 2 のフィルターから出力される第 5 の信号に含まれる第 1 の振動整流誤差の極性と、前記第 2 の信号が前記第 2 のフィルターに入力された場合に前記第 2 のフィルターから出力される第 6 の信号に含まれる第 2 の振動整流誤差の極性が異なるように設定される、振動整流誤差補正装置。

【請求項 5】

請求項 1 又は 2 において、

前記第 1 のフィルターは、前記第 1 の周波数デルタシグマ変調信号が入力され、前記第 1 の被測定信号に同期して動作し、

前記第 1 のタイミング制御回路には、前記第 1 のフィルターの出力信号が入力される、振動整流誤差補正装置。

【請求項 6】

請求項 5 において、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて前記第 1 の被測定信号を前記第 1 の遅延量とは異なる第 2 の遅延量で遅延させた第 2 のタイミング信号を生成し、前記第 2 のタイミング信号に同期して、入力された信号を出力するタイミングを制御する第 2 のタイミング制御回路と、を備え、

前記第 2 のタイミング制御回路には、前記第 1 のフィルターの出力信号が入力され、

前記第 2 のフィルターは、前記第 1 のタイミング制御回路の出力信号に基づく第 1 の信号と、前記第 2 のタイミング制御回路の出力信号に基づく第 2 の信号と、に基づく第 3 の信号が入力されて第 4 の信号を出力し、

前記第 1 の遅延量及び前記第 2 の遅延量は、前記第 1 の信号が前記第 2 のフィルターに入力された場合に前記第 2 のフィルターから出力される第 5 の信号に含まれる第 1 の振動整流誤差の極性と、前記第 2 の信号が前記第 2 のフィルターに入力された場合に前記第 2 のフィルターから出力される第 6 の信号に含まれる第 2 の振動整流誤差の極性が異なるように設定される、振動整流誤差補正装置。

【請求項 7】

請求項 3 又は 5 において、

前記第 2 のフィルターの出力信号に基づく第 1 の群遅延量を有する第 1 の信号と、前記第 2 のフィルターに基づく前記第 1 の群遅延量とは異なる第 2 の群遅延量を有する第 2 の信号と、に基づく第 3 の信号を生成し、

前記第 1 の信号に含まれる第 1 の振動整流誤差と前記第 2 の信号に含まれる第 2 の振動整流誤差とは極性が異なる、振動整流誤差補正装置。

【請求項 8】

請求項 1 乃至 4 のいずれか一項において、

前記第 1 の被測定信号と前記基準信号との周波数比を測定する第 1 の動作モードと、前

10

20

30

40

50

記第 2 のフィルターのカットオフ周波数が前記第 1 の動作モードよりも低い第 2 の動作モードと、を有する、振動整流誤差補正装置。

【請求項 9】

請求項 1 乃至 8 のいずれか一項において、

第 2 の被測定信号を用いて、前記基準信号を周波数デルタシグマ変調し、第 2 の周波数デルタシグマ変調信号を生成する第 2 の周波数デルタシグマ変調回路と、

前記第 2 の被測定信号に同期して動作する第 4 のフィルターと、

前記基準信号に同期して動作する第 5 のフィルターと、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記第 2 の被測定信号を遅延させた第 3 のタイミング信号を生成し、前記第 3 のタイミング信号に同期して、入力された信号を出力するタイミングを制御する第 3 のタイミング制御回路と、を備え、

前記第 4 のフィルター及び前記第 3 のタイミング制御回路は、前記第 2 の周波数デルタシグマ変調回路の出力から前記第 5 のフィルターの入力までの信号経路上に設けられている、振動整流誤差補正装置。

10

【請求項 10】

請求項 1 乃至 8 のいずれか一項に記載の振動整流誤差補正装置と、

物理量センサーと、を備え、

前記第 1 の被測定信号は、前記物理量センサーの出力信号に基づく信号である、センサーモジュール。

【請求項 11】

請求項 9 に記載の振動整流誤差補正装置と、

第 1 の物理量センサーと、

第 2 の物理量センサーと、を備え、

前記第 1 の被測定信号は、前記第 1 の物理量センサーの出力信号に基づく信号であり、

前記第 2 の被測定信号は、前記第 2 の物理量センサーの出力信号に基づく信号である、センサーモジュール。

20

【請求項 12】

被測定信号を用いて、基準信号を周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する工程と、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記被測定信号を遅延させたタイミング信号を生成し、前記タイミング信号に同期して、前記周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号を出力するタイミングを制御する工程と、

前記タイミング信号に同期して、前記タイミングが制御された前記信号に基づく信号に対して第 1 のフィルター処理を行う工程と、

前記基準信号に同期して、前記第 1 のフィルター処理によって得られた信号に基づく信号に対して第 2 のフィルター処理を行う工程と、を含む、振動整流誤差補正方法。

30

【請求項 13】

被測定信号を用いて、基準信号を周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する工程と、

前記被測定信号に同期して、前記周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号に対して第 1 のフィルター処理を行う工程と、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記被測定信号を遅延させたタイミング信号を生成し、前記タイミング信号に同期して、前記第 1 のフィルター処理によって得られた信号に基づく信号を出力するタイミングを制御する工程と、

前記基準信号に同期して、前記タイミングが制御された前記信号に基づく信号に対して第 2 のフィルター処理を行う工程と、を含む、振動整流誤差補正方法。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、振動整流誤差補正装置、センサーモジュール及び振動整流誤差補正方法に関

50

する。

【背景技術】

【0002】

特許文献1には、第1ローパスフィルターを物理量センサーの出力信号に同期させて動作させ、後段の第2ローパスフィルターで基準クロックに同期したリサンプリングを行う構成とするセンサーモジュールが記載されている。このセンサーモジュールによれば、ローパスフィルター全体の入出力に非線形性が生じ、この非線形性に起因する振動整流誤差を、物理量センサーのカンチレバー共振により生じる振動整流誤差と逆位相になるように調整することで、互いの振動整流誤差を打ち消し、最終出力に現れる振動整流誤差を低減することができる。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】特開2019-190897号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

特許文献1に記載のセンサーモジュールでは、第1ローパスフィルターの群遅延量を調整することでローパスフィルター全体の入出力の非線形性に起因する振動整流誤差を補正しているため、物理量センサーの特性に応じて調整後のローパスフィルター全体の群遅延量が変化してしまう。

20

【課題を解決するための手段】

【0005】

本発明に係る振動整流誤差補正装置の一態様は、  
基準信号を出力する基準信号発生回路と、  
第1の被測定信号を用いて、前記基準信号を周波数デルタシグマ変調し、第1の周波数デルタシグマ変調信号を生成する第1の周波数デルタシグマ変調回路と、  
第1のフィルターと、  
前記基準信号に同期して動作する第2のフィルターと、  
前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記第1の被測定信号を遅延させた第1のタイミング信号を生成し、前記第1のタイミング信号に同期して、入力された信号を出力するタイミングを制御する第1のタイミング制御回路と、を備え、  
前記第1のフィルター及び前記第1のタイミング制御回路は、前記第1の周波数デルタシグマ変調回路の出力から前記第2のフィルターの入力までの信号経路上に設けられている。

30

【0006】

本発明に係るセンサーモジュールの一態様は、  
前記振動整流誤差補正装置の一態様と、  
物理量センサーと、を備え、  
前記第1の被測定信号は、前記物理量センサーの出力信号に基づく信号である。

40

【0007】

本発明に係るセンサーモジュールの他の一態様は、  
前記振動整流誤差補正装置の一態様と、  
第1の物理量センサーと、  
第2の物理量センサーと、を備え、  
前記第1の被測定信号は、前記第1の物理量センサーの出力信号に基づく信号であり、  
前記第2の被測定信号は、前記第2の物理量センサーの出力信号に基づく信号である。

【0008】

本発明に係る振動整流誤差補正方法の一態様は、  
被測定信号を用いて、基準信号を周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調

50

信号を生成する工程と、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記被測定信号を遅延させたタイミング信号を生成し、前記タイミング信号に同期して、前記周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号を出力するタイミングを制御する工程と、

前記タイミング信号に同期して、前記タイミングが制御された前記信号に基づく信号に対して第1のフィルター処理を行う工程と、

前記基準信号に同期して、前記第1のフィルター処理によって得られた信号に基づく信号に対して第2のフィルター処理を行う工程と、を含む。

【0009】

本発明に係る振動整流誤差補正方法の他の一態様は、

被測定信号を用いて、基準信号を周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する工程と、

前記被測定信号に同期して、前記周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号に対して第1のフィルター処理を行う工程と、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記被測定信号を遅延させたタイミング信号を生成し、前記タイミング信号に同期して、前記第1のフィルター処理によって得られた信号に基づく信号を出力するタイミングを制御する工程と、

前記基準信号に同期して、前記タイミングが制御された前記信号に基づく信号に対して第2のフィルター処理を行う工程と、を含む。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1】センサーモジュールの斜視図。

【図2】センサーモジュールの分解斜視図。

【図3】物理量センサーの斜視図。

【図4】物理量センサーの平面図。

【図5】図4のP1 - P1線における断面図。

【図6】物理量センサーの動作の説明図。

【図7】物理量センサーの動作の説明図。

【図8】センサーモジュールの機能ブロック図。

【図9】出力波形歪により振動整流誤差が生じることを原理的に説明する図。

【図10】印加される加速度とレシプロカルカウント値との非線形性を示す図。

【図11】印加される加速度と物理量センサーの発振周波数との非線形性を示す図。

【図12】物理量センサーの発振周波数とレシプロカルカウント値との非線形性を示す図。

【図13】周波数比測定回路の構成例を示す図。

【図14】第1ローパスフィルターの構成例を示す図。

【図15】第2ローパスフィルターの構成例を示す図。

【図16】周波数比測定回路の入出力の非線形性に起因する振動整流誤差を調整可能であることを説明するための図。

【図17】測定値に含まれる振動整流誤差のタップ数に対する依存性を示す図。

【図18】周波数比測定回路の構成例を示す図。

【図19】第1ローパスフィルターの構成例を示す図。

【図20】FIFOレジスターに入出力されるカウント値のタイミングチャート図。

【図21】周波数比測定回路の入出力の非線形性に起因する振動整流誤差を調整可能であることを説明するための図。

【図22】改良された周波数比測定回路の構成例を示す図。

【図23】タイミング制御回路の構成例を示す図。

【図24】タイミング制御回りの動作時の各種信号のタイミングチャート図。

【図25】図13の構成の周波数比測定回路による測定結果を示す図。

【図26】図22の構成の周波数比測定回路による測定結果を示す図。

【図27】改良された周波数比測定回路の他の構成例を示す図。

10

20

30

40

50

【図 28】 タイミング制御回路の他の構成例を示す図。

【図 29】 振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図。

【図 30】 振動整流誤差補正方法の手順の他の一例を示すフローチャート図。

【図 31】 第 2 実施形態における周波数比測定回路の構成例を示す図。

【図 32】 第 2 実施形態における周波数比測定回路の他の構成例を示す図。

【図 33】 第 2 実施形態における振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図。

【図 34】 第 2 実施形態における振動整流誤差補正方法の手順の他の一例を示すフローチャート図。

【図 35】 第 3 実施形態における周波数比測定回路の構成例を示す図。

10

【図 36】 第 3 実施形態における周波数比測定回路の他の構成例を示す図。

【図 37】 第 3 実施形態における振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図。

【図 38】 第 3 実施形態における振動整流誤差補正方法の手順の他の一例を示すフローチャート図。

【図 39】 第 4 実施形態における振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図。

【発明を実施するための形態】

【0011】

以下、本発明の好適な実施形態について図面を用いて詳細に説明する。なお、以下に説明する実施の形態は、特許請求の範囲に記載された本発明の内容を不当に限定するものではない。また以下で説明される構成の全てが本発明の必須構成要件であるとは限らない。

20

【0012】

1. 第 1 実施形態

1-1. センサーモジュールの構造

まず、本実施形態のセンサーモジュールの構造の一例について説明する。

【0013】

図 1 は、センサーモジュール 1 が固定される被装着面側から見た場合のセンサーモジュール 1 の斜視図である。以下の説明において、平面視で長方形をなすセンサーモジュール 1 の長辺に沿った方向を X 軸方向、平面視で X 軸方向と直交する方向を Y 軸方向、センサーモジュール 1 の厚さ方向を Z 軸方向として説明する。

30

【0014】

センサーモジュール 1 は、平面形状が長方形の直方体であり、X 軸方向に沿った長辺と、X 軸方向と直交する Y 軸方向に沿った短辺と、を有する。一方の長辺のそれぞれの端部近傍の 2 箇所および他方の長辺の中央部の 1 箇所には、ネジ穴 103 が形成されている。この 3 箇所のネジ穴 103 のそれぞれに、固定ネジを通して、例えばビルや掲示板、各種の装置などの構造物の被装着体の被装着面に、固定した状態で使用される。

【0015】

図 1 に示すように、センサーモジュール 1 の被装着面側からみた表面には、開口部 121 が設けられている。開口部 121 の内部には、プラグ型のコネクタ 116 が配置されている。コネクタ 116 は、2 列に配置された複数のピンを有しており、それぞれの列において、複数のピンが Y 軸方向に配列されている。コネクタ 116 には、被装着体から不図示のソケット型のコネクタが接続され、センサーモジュール 1 の駆動電圧や、検出データ等の電気信号の送受信が行われる。

40

【0016】

図 2 は、センサーモジュール 1 の分解斜視図である。図 2 に示すように、センサーモジュール 1 は、容器 101、蓋 102、シール部材 141 及び回路基板 115 などから構成されている。詳述すれば、センサーモジュール 1 は、容器 101 の内部に、固定部材 130 を介在させて、回路基板 115 を取り付け、容器 101 の開口を、緩衝性を有するシール部材 141 を介した蓋 102 によって覆った構成となっている。

50

## 【0017】

容器101は、例えばアルミニウムを用い、内部空間を有する箱状に成形された回路基板115の収容容器である。容器101の外形は、前述したセンサーモジュール1の全体形状と同様に、平面形状が略長方形の直方体であり、一方の長辺の両端部近傍の2箇所、及び他方の長辺の中央部の1箇所に、固定突起104が設けられている。この固定突起104のそれぞれには、ネジ穴103が形成されている。

## 【0018】

容器101は、外形が直方体で一方に開口した箱状である。容器101の内部は、底壁112と側壁111とで囲まれた内部空間となっている。換言すれば、容器101は、底壁112と対向する一面を開口面123とする箱状であり、回路基板115の外縁が側壁111の内面122に沿うように配置され、開口を覆うように蓋102が固定される。開口面123には、容器101の一方の長辺の両端部近傍の2箇所および他方の長辺の中央部の1箇所において、固定突起104が立設されている。そして、固定突起104の上面、すなわち、-Z方向に露出する面が、容器101の上面から突出している。

10

## 【0019】

また、容器101の内部空間には、他方の長辺の中央部に設けられた固定突起104と対向する一方の長辺の中央部であって、底壁112から開口面123にかけて側壁111から内部空間側に突出する突起129が設けられている。突起129の上面には、雌ネジ174が設けられている。蓋102は、貫通孔176に挿通されるネジ172と雌ネジ174とによって、容器101にシール部材141を介して固定される。なお、突起129および固定突起104は、後述する回路基板115の括れ部133、134に対向する位置に設けられる。

20

## 【0020】

容器101の内部空間には、底壁112から開口面123側に向かって一段高い段状に突出する第1の台座127および第2の台座125が設けられている。第1の台座127は、回路基板115に取り付けられたプラグ型のコネクタ116の配置領域と対向する位置に設けられている。第1の台座127には、図1に示す開口部121が設けられており、開口部121にはプラグ型のコネクタ116が挿入される。第1の台座127は、回路基板115を容器101に固定するための台座として機能する。

## 【0021】

第2の台座125は、長辺の中央部に位置する固定突起104および突起129に対して第1の台座127と反対側に位置し、固定突起104および突起129の近傍に設けられている。第2の台座125は、固定突起104および突起129に対して第1の台座127と反対側において、回路基板115を容器101に固定するための台座として機能する。

30

## 【0022】

なお、容器101の外形は、平面形状が略長方形の直方体で蓋のない箱状であるとして説明したが、これに限らず、容器101の外形の平面形状が、正方形、六角形、八角形などであっても良い。また、容器101の外形の平面形状において、多角形の頂点部分の角が面取りされていてもよく、さらに、各辺のいずれかが曲線からなる平面形状であっても良い。また、容器101の内部の平面形状も、上述した形状に限らず、他の形状であっても良い。さらに、容器101の外形と内部との平面形状は、相似形であっても良いし、相似形でなくても良い。

40

## 【0023】

回路基板115は、複数のスルーホールなどが形成された多層基板であり、例えば、ガラスエポキシ基板、コンポジット基板、セラミック基板等が用いられる。

## 【0024】

回路基板115は、底壁112側の第2面115rと、第2面115rと表裏の関係である第1面115fとを有する。回路基板115の第1面115fには、振動整流誤差補正装置2、3つの物理量センサー200、その他の不図示の電子部品等が搭載されている

50

。また、回路基板 115 の第 2 面 115 r には、コネクタ 116 が搭載されている。なお、図示およびその説明は省略するが、回路基板 115 には、その他の配線や端子電極などが設けられていてもよい。

#### 【0025】

回路基板 115 は、平面視で、容器 101 の長辺に沿った X 軸方向の中央部に、回路基板 115 の外縁が括れている括れ部 133, 134 を備える。括れ部 133, 134 は、平面視で、回路基板 115 の Y 軸方向の両側に設けられ、回路基板 115 の外縁から中央に向かって括れておる。また、括れ部 133, 134 は、容器 101 の突起 129 および固定突起 104 に対向して設けられている。

#### 【0026】

回路基板 115 は、第 2 面 115 r を第 1 の台座 127、および第 2 の台座 125 に向けて容器 101 の内部空間に挿入される。そして、回路基板 115 は、第 1 の台座 127 と、第 2 の台座 125 とによって、容器 101 に支持されている。

#### 【0027】

3 つの物理量センサー 200 は、それぞれ、印加される物理量に応じて出力信号の周波数が変化する周波数変化型のセンサーである。3 つの物理量センサー 200 のうち、物理量センサー 200 X は X 軸方向の物理量を検出し、物理量センサー 200 Y は Y 軸方向の物理量を検出し、物理量センサー 200 Z は Z 軸方向の物理量を検出する。具体的には、物理量センサー 200 X は、X 軸方向にパッケージの表裏面が向くように、且つ回路基板 115 の第 1 面 115 f に側面を対向させて立設される。そして、物理量センサー 200 X は、検出した X 軸方向の物理量に応じた信号を出力する。物理量センサー 200 Y は、Y 軸方向にパッケージの表裏面が向くように、且つ回路基板 115 の第 1 面 115 f に側面を対向させて立設される。そして、物理量センサー 200 Y は、検出した Y 軸方向の物理量に応じた信号を出力する。物理量センサー 200 Z は、Z 軸方向にパッケージの表裏面が向くように、即ちパッケージの表裏面が回路基板 115 の第 1 面 115 f と正対するように設けられる。そして、物理量センサー 200 Z は、検出した Z 軸方向の物理量に応じた信号を出力する。

#### 【0028】

振動整流誤差補正装置 2 は、図示しない配線や電子部品を介して、物理量センサー 200 X, 200 Y, 200 Z と電氣的に接続されている。また、振動整流誤差補正装置 2 は、物理量センサー 200 X, 200 Y, 200 Z の出力信号に基づいて、振動整流誤差を低減させた物理量データを生成する。

#### 【0029】

##### 1 - 2 . 物理量センサーの構造

次に、物理量センサー 200 が加速度センサーである場合を例に挙げ、物理量センサー 200 の構造の一例について説明する。図 2 に示した 3 つの物理量センサー 200、すなわち、物理量センサー 200 X, 200 Y, 200 Z の構造は同じであってもよい。

#### 【0030】

図 3 は、物理量センサー 200 の斜視図であり、図 4 は、物理量センサー 200 の平面図であり、図 5 は、図 4 の P1 - P1 線における断面図である。なお、図 3 ~ 図 5 は、物理量センサー 200 のパッケージ内部のみが図示されている。以降の各図には、説明の便宜上、互いに直交する 3 つの軸として、x 軸、y 軸、z 軸を図示している。また、以降の説明では、説明の便宜上、延出部 38 a, 38 b の厚み方向である z 軸方向から見たときの平面視を単に「平面視」とも謂う。

#### 【0031】

物理量センサー 200 は、図 3 ~ 図 5 に示すように、基板部 5 と、4 つの垂 50, 52, 54, 56 と、を有する。

#### 【0032】

基板部 5 は、x 軸方向に延出し互いに反対を向く主面 10 a, 10 b を有している板状の基部 10 と、基部 10 から y 軸方向へ延出している継手部 12 と、継手部 12 から基部

10

20

30

40

50

10と反対方向へ矩形状をなして延出している可動部13と、基部10のx軸方向の両端から可動部13の外縁に沿って延出している2つの支持部30a, 30bと、基部10から可動部13に掛け渡されて基部10及び可動部13に接合されている物理量検出素子40と、を備えている。

【0033】

2つの支持部30a, 30bにおいて、支持部30aは、可動部13と間隙32aを隔ててy軸に沿うように延出し、支持部30aを固定する接合部36aと、可動部13と間隙32cを隔ててx軸に沿うように延出する延出部38aと、が設けられている。換言すると、支持部30aは、可動部13と間隙32aを隔ててy軸に沿うように延出し、可動部13と間隙32cを隔ててx軸に沿うように延出する延出部38aが設けられ、支持部30aから延出部38a部分に接合部36aが設けられている。また、支持部30bは、可動部13と間隙32bを隔ててy軸に沿うように延出し、支持部30bを固定する接合部36bと、可動部13と間隙32cを隔ててx軸に沿うように延出する延出部38bと、が設けられている。換言すると、支持部30bは、可動部13と間隙32bを隔ててy軸に沿うように延出し、可動部13と間隙32cを隔ててx軸に沿うように延出する延出部38bが設けられ、支持部30bから延出部38b部分に接合部36bが設けられている。

10

【0034】

なお、支持部30a, 30bに設けられている接合部36a, 36bは、物理量センサー200の基板部5をパッケージ等の外部部材に実装するためのものである。また、基部10、継手部12、可動部13、支持部30a, 30bおよび延出部38a, 38bは一体に形成されていてもよい。

20

【0035】

可動部13は、支持部30a, 30bおよび基部10によって囲まれていて、基部10に継手部12を介して接続され、片持ち支持された状態である。そして、可動部13は、互いに反対を向く主面13a, 13bと、支持部30aに沿う側面13cおよび支持部30bに沿う側面13dと、を有している。主面13aは、基部10の主面10aと同じ側を向いた面であり、主面13bは、基部10の主面10bと同じ側を向いた面である。

【0036】

継手部12は、基部10と可動部13との間に設けられ、基部10と可動部13とを接続している。継手部12の厚みは、基部10や可動部13の厚みよりも薄く形成されている。継手部12は、溝12a, 12bを有している。この溝12a, 12bは、X軸に沿って形成されていて、継手部12は、可動部13が基部10に対して変位する際に、溝12a, 12bが支点、即ち中間ヒンジとして機能する。このような継手部12および可動部13は、カンチレバーとして機能する。

30

【0037】

また、基部10の主面10aから可動部13の主面13aにかけての面には、物理量検出素子40が接合剤60によって固定されている。物理量検出素子40の固定位置は、主面10aおよび主面13aそれぞれのx軸方向における中央位置の2箇所である。

【0038】

物理量検出素子40は、基部10の主面10aに接合剤60で固定されているベース部42aと、可動部13の主面13aに接合剤60で固定されているベース部42bと、ベース部42aとベース部42bとの間にあって物理量を検出するための振動梁41a, 41bと、を有している。この場合、振動梁41a, 41bの形状は、角柱状であり、振動梁41a, 41bに設けられた不図示の励振電極に交流電圧の駆動信号が印加されると、x軸に沿って、互いに離間または近接するように屈曲振動をする。即ち、物理量検出素子40は、音叉型振動片である。

40

【0039】

物理量検出素子40のベース部42a上には、引き出し電極44a, 44bが設けられている。これら引き出し電極44a, 44bは、振動梁41a, 41bに設けられた不図

50

示の励振電極と電氣的に接続されている。引き出し電極 4 4 a , 4 4 b は、金属ワイヤー 4 8 によって、基部 1 0 の主面 1 0 a に設けられた接続端子 4 6 a , 4 6 b と電氣的に接続されている。接続端子 4 6 a , 4 6 b は、図示しない配線によって、外部接続端子 4 9 a , 4 9 b と電氣的に接続されている。外部接続端子 4 9 a , 4 9 b は、物理量センサー 2 0 0 がパッケージ等を実装される側の面である基部 1 0 の主面 1 0 b 側に、平面視でパッケージ接合部 3 4 と重なるように設けられている。パッケージ接合部 3 4 は、物理量センサー 2 0 0 の基板部 5 をパッケージ等の外部部材に実装するためのものであり、基部 1 0 の x 軸方向の両端側の端部に 2 箇所設けられている。

#### 【 0 0 4 0 】

物理量検出素子 4 0 は、水晶の原石等から所定の角度で切り出された水晶基板を、フォトリソグラフィ技術およびエッチング技術によってパターンングすることにより形成されている。この場合、物理量検出素子 4 0 は、基部 1 0 および可動部 1 3 との線膨張係数との差を小さくすることを考慮すれば、基部 1 0 および可動部 1 3 の材質と同質にすることが望ましい。

#### 【 0 0 4 1 】

錘 5 0 , 5 2 , 5 4 , 5 6 は、平面視で矩形であり、可動部 1 3 に設けられている。錘 5 0 , 5 2 が可動部 1 3 の主面 1 3 a に接合部材 6 2 で固定され、錘 5 4 , 5 6 が可動部 1 3 の主面 1 3 b に接合部材 6 2 で固定されている。ここで、主面 1 3 a に固定される錘 5 0 は、平面視において、矩形の縁辺である 1 辺と可動部 1 3 の側面 1 3 c との方向が合っており、且つ他の 1 辺と延出部 3 8 a の側面 3 1 d との方向が合っており、このように方向を合わせるにより可動部 1 3 の側面 1 3 c の側に配置され、平面視で錘 5 0 と延出部 3 8 a とが重なるように配置されている。同様に、主面 1 3 a に固定される錘 5 2 は、平面視において、矩形の縁辺である 1 辺と可動部 1 3 の側面 1 3 d との方向が合っており、且つ他の 1 辺と延出部 3 8 b の側面 3 1 e との方向が合っており、これにより可動部 1 3 の側面 1 3 d の側に配置され、平面視で錘 5 2 と延出部 3 8 b とが重なるように配置されている。主面 1 3 b に固定される錘 5 4 は、平面視において、矩形の 1 辺と可動部 1 3 の側面 1 3 c との方向が合っており、且つ他の 1 辺と延出部 3 8 a の側面 3 1 d との方向が合っており、これにより可動部 1 3 の側面 1 3 c の側に配置され、平面視で錘 5 4 と延出部 3 8 a とが重なるように配置されている。同様に、主面 1 3 b に固定される錘 5 6 は、平面視において、矩形の 1 辺と可動部 1 3 の側面 1 3 d との方向が合っており、且つ他の 1 辺と延出部 3 8 b の側面 3 1 e との方向が合っており、これにより可動部 1 3 の側面 1 3 d の側に配置され、平面視で錘 5 6 と延出部 3 8 b とが重なるように配置されている。

#### 【 0 0 4 2 】

このように配置された錘 5 0 , 5 2 , 5 4 , 5 6 は、錘 5 0 , 5 2 が物理量検出素子 4 0 を中心にして左右対称に配置され、錘 5 4 , 5 6 は、平面視で、錘 5 0 , 5 2 にそれぞれ重なるように配置されている。これら錘 5 0 , 5 2 , 5 4 , 5 6 は、錘 5 0 , 5 2 , 5 4 , 5 6 の重心位置にそれぞれ設けられている接合部材 6 2 によって、可動部 1 3 に固定されている。また、平面視で、錘 5 0 , 5 4 と延出部 3 8 a および錘 5 2 , 5 6 と延出部 3 8 b がそれぞれ重なっているので、過剰な物理量が印加された場合に、錘 5 0 , 5 2 , 5 4 , 5 6 が延出部 3 8 a , 3 8 b に当接し、錘 5 0 , 5 2 , 5 4 , 5 6 の変位量を抑制することができる。

#### 【 0 0 4 3 】

接合部材 6 2 は、シリコン樹脂系の熱硬化型接着剤等で構成されている。可動部 1 3 の主面 1 3 a および主面 1 3 b に、それぞれ 2 カ所ずつ、塗布され、錘 5 0 , 5 2 , 5 4 , 5 6 が載置された後、加熱により硬化して、錘 5 0 , 5 2 , 5 4 , 5 6 を可動部 1 3 に固定する。なお、錘 5 0 , 5 2 , 5 4 , 5 6 の可動部 1 3 の主面 1 3 a および主面 1 3 b に対向する接合面は、粗面である。これにより、錘 5 0 , 5 2 , 5 4 , 5 6 を可動部 1 3 へ固定する際、接合面における接合面積が大きくなり、接合強度を向上させることができる。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 4 4 】

以上のように構成されている物理量センサー 200 に、図 6 に示すように、矢印 1 で表される + Z 方向の加速度が印加されると、可動部 13 には - Z 方向に力が作用し、可動部 13 は継手部 12 を支点として - Z 方向に変位する。これにより、物理量検出素子 40 には、Y 軸に沿ってベース部 42 a とベース部 42 b とが互いに離れる方向の力が加わり、振動梁 41 a , 41 b には引っ張り応力が生じる。そのため、振動梁 41 a , 41 b が振動する周波数は高くなる。

## 【 0 0 4 5 】

一方、図 7 に示すように、物理量センサー 200 に、矢印 2 で表される - Z 方向の加速度が印加されると、可動部 13 には + Z 方向に力が作用し、可動部 13 は、継手部 12 を支点として + Z 方向に変位する。これにより、物理量検出素子 40 には、Y 軸に沿ってベース部 42 a とベース部 42 b とが互いに近づく方向の力が加わり、振動梁 41 a , 41 b には圧縮応力が生じる。そのため、振動梁 41 a , 41 b が振動する周波数は低くなる。

## 【 0 0 4 6 】

加速度に応じて振動梁 41 a , 41 b が振動する周波数が変化すると、物理量センサー 200 の外部接続端子 49 a , 49 b から出力される信号の周波数が変化する。センサーモジュール 1 は、物理量センサー 200 の出力信号の周波数の変化に基づいて、物理量センサー 200 に印加された加速度の値を算出することができる。

## 【 0 0 4 7 】

なお、物理量である加速度の検出精度を高めるために、固定部である基部 10 と可動部 13 とをつなぐ継手部 12 は、Q 値の高い部材である水晶であることが望ましい。例えば、基部 10 , 支持部 30 a , 30 b および可動部 13 は、水晶板で形成されていて、継手部 12 の溝 12 a , 12 b は、水晶板の両面からハーフエッチングによって形成されてもよい。

## 【 0 0 4 8 】

## 1 - 3 . センサーモジュールの機能的構成

図 8 は、センサーモジュール 1 の機能ブロック図である。前述のように、センサーモジュール 1 は、物理量センサー 200 X , 200 Y , 200 Z と、振動整流誤差補正装置 2 とを備える。

## 【 0 0 4 9 】

振動整流誤差補正装置 2 は、発振回路 201 X , 201 Y , 201 Z、周波数比測定回路 202 X , 202 Y , 202 Z、マイクロコントロールユニット 210、記憶部 220 及びインターフェース回路 230 を含む。

## 【 0 0 5 0 】

発振回路 201 X は、物理量センサー 200 X の出力信号を増幅して駆動信号を生成し、当該駆動信号を物理量センサー 200 X に印加する。当該駆動信号により、物理量センサー 200 X の振動梁 41 a , 41 b が、X 軸方向の加速度に応じた周波数で振動し、当該周波数の信号が物理量センサー 200 X から出力される。また、発振回路 201 X は、物理量センサー 200 X の出力信号を増幅した矩形波信号である被測定信号 S I N \_ X を周波数比測定回路 202 X に出力する。被測定信号 S I N \_ X は、物理量センサー 200 X の出力信号に基づく信号である。なお、物理量センサー 200 X は「第 1 の物理量センサー」の一例であり、被測定信号 S I N \_ X は「第 1 の被測定信号」の一例である。

## 【 0 0 5 1 】

同様に、発振回路 201 Y は、物理量センサー 200 Y の出力信号を増幅して駆動信号を生成し、当該駆動信号を物理量センサー 200 Y に印加する。当該駆動信号により、物理量センサー 200 Y の振動梁 41 a , 41 b が、Y 軸方向の加速度に応じた周波数で振動し、当該周波数の信号が物理量センサー 200 Y から出力される。また、発振回路 201 Y は、物理量センサー 200 Y の出力信号を増幅した矩形波信号である被測定信号 S I N \_ Y を周波数比測定回路 202 Y に出力する。被測定信号 S I N \_ Y は、物理量センサ

10

20

30

40

50

− 2 0 0 Y の出力信号に基づく信号である。なお、物理量センサー 2 0 0 Y は「第 2 の物理量センサー」の一例であり、また、被測定信号 S I N \_\_ Y は「第 2 の被測定信号」の一例である。

【 0 0 5 2 】

同様に、発振回路 2 0 1 Z は、物理量センサー 2 0 0 Z の出力信号を増幅して駆動信号を生成し、当該駆動信号を物理量センサー 2 0 0 Z に印加する。当該駆動信号により、物理量センサー 2 0 0 Z の振動梁 4 1 a , 4 1 b が、Z 軸方向の加速度に応じた周波数で振動し、当該周波数の信号が物理量センサー 2 0 0 Z から出力される。また、発振回路 2 0 1 Z は、物理量センサー 2 0 0 Z の出力信号を増幅した矩形波信号である被測定信号 S I N \_\_ Z を周波数比測定回路 2 0 2 Z に出力する。被測定信号 S I N \_\_ Z は、物理量センサー 2 0 0 Z の出力信号に基づく信号である。

10

【 0 0 5 3 】

基準信号発生回路 2 0 3 は、一定周波数の基準信号 C L K を発生させて出力する。本実施形態では、基準信号 C L K の周波数は、被測定信号 S I N \_\_ X , S I N \_\_ Y , S I N \_\_ Z の周波数よりも高い。基準信号 C L K は周波数精度が高いことが好ましく、基準信号発生回路 2 0 3 は、例えば、温度補償型水晶発振器であってもよい。

【 0 0 5 4 】

周波数比測定回路 2 0 2 X は、発振回路 2 0 1 X から出力される信号に基づく信号である被測定信号 S I N \_\_ X の所定周期に含まれる基準信号 C L K のパルス数をカウントし、カウント値 C N T \_\_ X を出力する。カウント値 C N T \_\_ X は、被測定信号 S I N \_\_ X と基準信号 C L K との周波数比に対応するレシプロカルカウント値である。

20

【 0 0 5 5 】

周波数比測定回路 2 0 2 Y は、発振回路 2 0 1 Y から出力される被測定信号 S I N \_\_ Y の所定周期に含まれる基準信号 C L K のパルス数をカウントし、カウント値 C N T \_\_ Y を出力する。カウント値 C N T \_\_ Y は、被測定信号 S I N \_\_ Y と基準信号 C L K との周波数比に対応するレシプロカルカウント値である。

【 0 0 5 6 】

周波数比測定回路 2 0 2 Z は、発振回路 2 0 1 Z から出力される被測定信号 S I N \_\_ Z の所定周期に含まれる基準信号 C L K のパルス数をカウントし、カウント値 C N T \_\_ Z を出力する。カウント値 C N T \_\_ Z は、被測定信号 S I N \_\_ Z と基準信号 C L K との周波数比に対応するレシプロカルカウント値である。

30

【 0 0 5 7 】

記憶部 2 2 0 は、プログラムやデータを記憶するものであり、S R A M や D R A M などの揮発性メモリーを含んでもよい。S R A M は Static Random Access Memory の略であり、D R A M は Dynamic Random Access Memory の略である。

【 0 0 5 8 】

また、記憶部 2 2 0 は、E E P R O M やフラッシュメモリーなどの半導体メモリーやハードディスク装置等の磁気記憶装置や光学ディスク装置等の光学式記憶装置等の不揮発性メモリーを含んでもよい。E E P R O M は、Electrically Erasable Programmable Read Only Memory の略である。

40

【 0 0 5 9 】

マイクロコントロールユニット 2 1 0 は、基準信号 C L K に同期して動作し、記憶部 2 2 0 に記憶された不図示のプログラムを実行することにより、所定の演算処理や制御処理を行う。例えば、マイクロコントロールユニット 2 1 0 は、周波数比測定回路 2 0 2 X から出力されるカウント値 C N T \_\_ X 、周波数比測定回路 2 0 2 Y から出力されるカウント値 C N T \_\_ Y 及び周波数比測定回路 2 0 2 Z から出力されるカウント値 C N T \_\_ Z に基づいて、物理量センサー 2 0 0 X , 2 0 0 Y , 2 0 0 Z がそれぞれ検出した物理量を測定する。具体的には、マイクロコントロールユニット 2 1 0 は、カウント値 C N T \_\_ X 、カウント値 C N T \_\_ Y 及びカウント値 C N T \_\_ Z を、それぞれ、X 軸方向の物理量の測定値、Y 軸方向の物理量の測定値及び Z 軸方向の物理量の測定値に変換する。例えば、記憶部 2

50

20にカウント値と物理量の測定値との対応関係を規定したテーブル情報、あるいはカウント値と物理量の測定値との関係式の情報が記憶されており、マイクロコントロールユニット210は、当該情報を参照して各カウント値を物理量の測定値に変換してもよい。

【0060】

マイクロコントロールユニット210は、X軸方向の物理量の測定値、Y軸方向の物理量の測定値及びZ軸方向の物理量の測定値を、インターフェース回路230を介して、処理装置3に送信してもよい。あるいは、マイクロコントロールユニット210は、X軸方向の物理量の測定値、Y軸方向の物理量の測定値及びZ軸方向の物理量の測定値を、それぞれ記憶部220に書き込み、処理装置3が、インターフェース回路230を介して、各測定値を読み出してもよい。

10

【0061】

なお、周波数比測定回路202X、202Y、202Zの構成及び動作は同じであるため、以降は、周波数比測定回路202X、202Y、202Zの任意の1つを周波数比測定回路202と称する。また、周波数比測定回路202に入力される、被測定信号SIN\_\_X、SIN\_\_Y、SIN\_\_Zの任意の1つを被測定信号SINと称し、周波数比測定回路202から出力される、カウント値CNT\_\_X、CNT\_\_Y、CNT\_\_Zの任意の1つをカウント値CNTと称する。

【0062】

1-4. 振動整流誤差

振動整流誤差は、振動に対するセンサーモジュール1の応答の非線形性により整流時に生じるDCオフセットに対応し、センサーモジュール1の出力オフセットの異常なシフトとして観測される。センサーモジュール1を用いた傾斜計等、センサーモジュール1のDC出力がそのまま測定対象となるようなアプリケーションでは、深刻な測定誤差の要因となる。振動整流誤差を生じさせる主なメカニズムとしては、[1]非対称レールによるもの、[2]スケールファクターの非線形性によるもの、[3]物理量センサー200の構造共振によるもの、の3つを挙げることができる。

20

【0063】

[1]非対称レールにより生じる振動整流誤差

物理量センサー200の感度軸が重力加速度方向にある場合、センサーモジュール1の測定値には、重力加速度が $1g = 9.8m/s^2$ であることに対応したオフセットが生じる。例えば、物理量センサー200のダイナミックレンジが2gであれば、クリッピングなしで測定できるのは1gの振動までとなる。この状態で1gを超える振動が加わるとクリッピングが非対称に発生するため、測定値に振動整流誤差が含まれることになる。

30

【0064】

例えばダイナミックレンジが15gのように広い場合、通常の使用環境でクリッピングが問題になる場合はほとんどない。一方で、物理量センサー200には、物理量検出素子40の破損を防ぐ目的で物理的な保護機構が内蔵されており、振動レベルがある閾値を超えると保護機構が働くため、クリッピングが発生する。これを防ぐには、センサーモジュール1を設置するためのアタッチメントを工夫し、共振周波数帯の振動をダンパーする等の対策を行うことが必要となる。

40

【0065】

[2]スケールファクターの非線形性により生じる振動整流誤差

図9は、出力波形歪により振動整流誤差が生じることを原理的に説明する図である。図9において、実線は、正弦波の振動波形及び当該振動波形を平滑化した波形を示し、破線は振動中心の上下で非対称な振動波形及び当該振動波形を平滑化した波形を示す。実線で示す平滑化波形は0であるのに対して、破線で示す平滑化波形は負の値となっており、平滑時にオフセットが生じている。

【0066】

物理量センサー200は周波数変化型のセンサーであり、被測定信号SINと基準信号CLKとの周波数比に対応するカウント値CNTはレシプロカルカウント値である。物理

50

量センサー 200 に印加される加速度とレシプロカルカウント値との関係は非線形性を有する。図 10 の破線は、印加される加速度とレシプロカルカウント値との非線形性を示す。また、図 11 の破線は、印加される加速度と物理量センサー 200 の発振周波数との非線形性を示す。また、図 12 の破線は、物理量センサー 200 の発振周波数とレシプロカルカウント値との非線形性を示す。図 10 の破線は、図 11 の破線と図 12 の破線の合成によって得られる。

【0067】

ここで、発振周波数とレシプロカルカウント値の関係を図 12 の実線のように補正することで、加速度とレシプロカルカウント値との関係を図 10 の実線のように線形に近づけることができる。具体的には、前述のマイクロコントロールユニット 210 は、式 (1) で表される補正関数を用いて、カウント値 CNT を補正することができる。

10

【0068】

【数 1】

$$Y = \{c - d\}^2 \quad (1)$$

【0069】

式 (1) において、c は図 10 の破線に対応する補正前のカウント値であり、Y は図 10 の実線に対応する補正後のカウント値であり、d は図 12 に示した補正の程度を決める係数である。例えば、係数 d は、記憶部 220 に記憶され、あるいは、処理装置 3 によって設定される。

20

【0070】

[3] カンチレバー共振により生じる振動整流誤差

物理量センサー 200 は、加速度の検出原理として、加速度による錘付きカンチレバーのたわみを双音叉振動子である物理量検出素子 40 に伝えることで物理量検出素子 40 に働く張力を変化させ、これにより発振周波数を変化させる。そのため、物理量検出素子 40 はカンチレバーの構造に起因する共振周波数を有し、カンチレバー共振が励起されると固有の振動整流誤差が発生する。カンチレバー共振は、検出可能な加速度の範囲に対応する周波数帯域よりも高い周波数であり、その振動成分は、振動整流誤差補正装置 2 の内部のローパスフィルターにより除去されるが、振動の非対称性を反映したバイアスオフセットとして振動整流誤差が生じる。カンチレバー共振の振幅が大きくなるに従って物理量センサー 200 の出力波形の非対称性が増すことにより、振動整流誤差も増加する。したがって、カンチレバー共振により生じる振動整流誤差を低減させることが重要な課題となる。

30

【0071】

本実施形態では、周波数比測定回路 202 は、被測定信号 SIN の所定周期に含まれる基準信号 CLK のパルス数をカウントするレシプロカルカウント方式であるため、このカウント値を取得するタイミングは被測定信号 SIN に同期する。一方で、周波数比測定回路 202 から出力されるカウント値 CNT は、基準信号 CLK の分周信号に同期させる必要があり、基準信号 CLK のパルス数のカウント値を取得するタイミングと、基準信号 CLK の分周信号とは同期していないことからリサンプリングが必要となる。周波数比測定回路 202 において、リサンプリングに必要な構成を工夫することで、カンチレバー共振により生じる振動整流誤差が補正されたカウント値 CNT を生成することができる。

40

【0072】

1-5. 周波数比測定回路の構成

周波数比測定回路 202 は、レシプロカルカウント方式によって、被測定信号 SIN と基準信号 CLK との周波数比を測定する。図 13 は、周波数比測定回路 202 の構成例を示す図である。図 13 に示すように、周波数比測定回路 202 は、周波数デルタシグマ変調回路 300 と、第 1 ローパスフィルター 310 と、ラッチ回路 320 と、第 2 ローパスフィルター 330 と、を備える。

【0073】

50

周波数デルタシグマ変調回路 300 は、被測定信号 S I N を用いて、基準信号 C L K を周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する。周波数デルタシグマ変調回路 300 は、カウンタ 301 と、ラッチ回路 302 と、ラッチ回路 303 と、減算器 304 と、を備える。カウンタ 301 は、基準信号 C L K の立ち上がりエッジをカウントしてカウント値 C T 0 を出力する。ラッチ回路 302 は、被測定信号 S I N の立ち上がりエッジに同期して、カウント値 C T 0 をラッチして保持する。ラッチ回路 303 は、被測定信号 S I N の立ち上がりエッジに同期して、ラッチ回路 302 が保持するカウント値をラッチして保持する。減算器 304 は、ラッチ回路 302 が保持するカウント値からラッチ回路 303 が保持するカウント値を減算してカウント値 C T 1 を生成して出力する。このカウント値 C T 1 が、周波数デルタシグマ変調回路 300 が生成する周波数デルタシグマ変調信号である。

10

#### 【0074】

この周波数デルタシグマ変調回路 300 は、1 次の周波数デルタシグマ変調器とも呼ばれ、基準信号 C L K のパルス数のカウント値を、被測定信号 S I N によって 2 回ラッチしており、被測定信号 S I N の立ち上がりエッジをトリガーとして、基準信号 C L K のパルス数のカウント値を順次保持する。ここでは、周波数デルタシグマ変調回路 300 が被測定信号 S I N の立ち上がりエッジでラッチ動作を行うものとして説明したが、立ち下がりエッジ、もしくは、立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジの両方でラッチ動作を行ってもよい。また、減算器 304 は、ラッチ回路 302 , 303 に保持されている 2 つのカウント値の差分を演算することで、被測定信号 S I N が 1 周期推移する間に観測される基準信号 C L K のパルス数のカウント値の増分を、時間経過とともに不感期間なく出力する。被測定信号 S I N の周波数を  $f_x$ 、基準信号 C L K の周波数を  $f_c$  としたとき、周波数比は、 $f_c / f_x$  となる。周波数デルタシグマ変調回路 300 は、周波数比を示す周波数デルタシグマ変調信号を、デジタル信号列として出力するものである。

20

#### 【0075】

第 1 ローパスフィルタ 310 は、被測定信号 S I N に同期して動作し、周波数デルタシグマ変調回路 300 から出力される周波数デルタシグマ変調信号であるカウント値 C T 1 に含まれるノイズ成分を除去又は低減したカウント値 C T 2 を出力する。図 13 では、第 1 ローパスフィルタ 310 は、周波数デルタシグマ変調回路 300 の直後に設けられているが、周波数デルタシグマ変調回路 300 の出力から第 2 ローパスフィルタ 330 の入力までの信号経路上に設けられていればよい。

30

#### 【0076】

ラッチ回路 320 は、基準信号 C L K の立ち上がりエッジに同期して、第 1 ローパスフィルタ 310 から出力されるカウント値 C T 2 をラッチし、カウント値 C T 3 として保持する。

#### 【0077】

第 2 ローパスフィルタ 330 は、基準信号 C L K に同期して動作し、ラッチ回路 320 が保持するカウント値 C T 3 に含まれるノイズ成分を除去又は低減したカウント値を出力する。この第 2 ローパスフィルタ 330 から出力されるカウント値が、カウント値 C N T としてマイクロコントロールユニット 210 に出力される。

40

#### 【0078】

図 14 は、第 1 ローパスフィルタ 310 の構成例を示す図である。図 14 の例では、第 1 ローパスフィルタ 310 は、遅延素子 311 と、積分器 312 と、積分器 313 と、デシメータ 314 と、遅延素子 315 と、微分器 316 と、遅延素子 317 と、微分器 318 と、を有する。第 1 ローパスフィルタ 310 の各部は、被測定信号 S I N に同期して動作する。

#### 【0079】

遅延素子 311 は、被測定信号 S I N に同期して、カウント値 C T 1 を遅延させたカウント値を出力する。遅延素子 311 のタップ数は  $n_a$  である。例えば、遅延素子 311 は、 $n_a$  個のレジスタがシリアルに接続されたシフトレジスタによって実現される。

50

## 【 0 0 8 0 】

積分器 3 1 2 は、被測定信号 S I N に同期して、遅延素子 3 1 1 から出力されるカウント値を積算したカウント値を出力する。

## 【 0 0 8 1 】

積分器 3 1 3 は、被測定信号 S I N に同期して、積分器 3 1 2 から出力されるカウント値を積算したカウント値を出力する。

## 【 0 0 8 2 】

デシメーター 3 1 4 は、被測定信号 S I N に同期して、積分器 3 1 3 から出力されるカウント値を、 $1/R$  のレートにデシメーションしたカウント値を出力する。

## 【 0 0 8 3 】

遅延素子 3 1 5 は、被測定信号 S I N に同期して、デシメーター 3 1 4 から出力されるカウント値を遅延させたカウント値を出力する。遅延素子 3 1 5 のタップ数は  $n 1$  である。例えば、遅延素子 3 1 5 は、 $n 1$  個のレジスターがシリアルに接続されたシフトレジスターによって実現される。

10

## 【 0 0 8 4 】

微分器 3 1 6 は、デシメーター 3 1 4 から出力されるカウント値から、遅延素子 3 1 5 から出力されるカウント値を減算したカウント値を出力する。

## 【 0 0 8 5 】

遅延素子 3 1 7 は、被測定信号 S I N に同期して、微分器 3 1 6 から出力されるカウント値を遅延させたカウント値を出力する。遅延素子 3 1 7 のタップ数は  $n 2$  である。例えば、遅延素子 3 1 7 は、 $n 2$  個のレジスターがシリアルに接続されたシフトレジスターによって実現される。

20

## 【 0 0 8 6 】

微分器 3 1 8 は、微分器 3 1 6 から出力されるカウント値から、遅延素子 3 1 7 から出力されるカウント値を減算したカウント値 C T 2 を出力する。

## 【 0 0 8 7 】

タップ数  $n 1$  ,  $n 2$  及びデシメーション比  $R$  は固定され、タップ数  $n a$  は可変である。例えば、タップ数  $n a$  は、記憶部 2 2 0 に記憶され、あるいは、処理装置 3 によって設定される。

## 【 0 0 8 8 】

このように構成される第 1 ローパスフィルタ 3 1 0 は、タップ数  $n a$  によって群遅延量が可変の C I C フィルタとして機能する。C I C は、Cascaded Integrator Comb の略である。

30

## 【 0 0 8 9 】

図 1 5 は、第 2 ローパスフィルタ 3 3 0 の構成例を示す図である。図 1 5 の例では、第 2 ローパスフィルタ 3 3 0 は、積分器 3 3 1 と、遅延素子 3 3 2 と、微分器 3 3 3 と、デシメーター 3 3 4 と、を有する。第 2 ローパスフィルタ 3 3 0 の各部は、基準信号 C L K に同期して動作する。

## 【 0 0 9 0 】

積分器 3 3 1 は、基準信号 C L K に同期して、カウント値 C T 3 を積算したカウント値を出力する。

40

## 【 0 0 9 1 】

遅延素子 3 3 2 は、基準信号 C L K に同期して、積分器 3 3 1 から出力されるカウント値を遅延させたカウント値を出力する。遅延素子 3 3 2 のタップ数は  $n 3$  である。例えば、遅延素子 3 3 2 は、 $n 3$  個のレジスターがシリアルに接続されたシフトレジスターによって実現される。

## 【 0 0 9 2 】

微分器 3 3 3 は、積分器 3 3 1 から出力されるカウント値から、遅延素子 3 3 2 から出力されるカウント値を減算したカウント値を出力する。

## 【 0 0 9 3 】

50

デシメーター 334 は、基準信号 CLK に同期して、微分器 333 から出力されるカウント値を、 $1/n_3$  のレートにデシメーションしたカウント値 CNT を出力する。

【0094】

タップ数及びデシメーション比である  $n_3$  は固定される。

【0095】

このように構成される第 2 ローパスフィルタ 330 は、カウント値 CT3 を基準信号 CLK でリサンプリングしながら積算することから、カウント値 CT3 をその継続時間で重み付けした加重移動平均フィルタとして機能する。

【0096】

このように、第 1 ローパスフィルタ 310 は被測定信号 SIN に同期して動作し、第 2 ローパスフィルタ 330 は基準信号 CLK に同期したりサンプリングを行うため、周波数比測定回路 202 の入出力に非線形性が生じる。そのため、周波数比測定回路 202 から出力されるカウント値 CNT には、この非線形性に起因する振動整流誤差が含まれる。そして、第 1 ローパスフィルタ 310 が有する遅延素子 311 のタップ数  $n_a$  を調整することで、この振動整流誤差を調整可能である。

【0097】

図 16 は、周波数比測定回路 202 の入出力の非線形性に起因する振動整流誤差を調整可能であることを説明するための図である。図 16 では、被測定信号 SIN の周期が基準信号 CLK の周期よりも長く、カウント値 CNT の更新周期が被測定信号 SIN の周期よりも長い場合の例が示されており、横軸方向は時間の経過に対応する。図 16 において、基準信号 CLK については、立ち上がりエッジのタイミングを短い縦線で示している。また、カウント値 CT1, CT2 については、値が変化するタイミングを短い縦線で示している。なお、図 16 は、振動整流誤差の調整メカニズムを説明することを目的として、理解を容易にするため、簡略化した数値が用いられている。また、カウント値 CT1 の確定後でなければカウント値 CT2 は確定しないにも関わらず、カウント値 CT1 の確定前にカウント値 CT2 が確定しているように記載されているが、実際のカウント値 CT2 の演算はカウント値 CT1 が確定した後に実行される。

【0098】

図 16 において、(A) は被測定信号 SIN の周期が一定である場合の例であり、(B), (C), (D) は被測定信号 SIN が周波数変調されている場合の例である。(B), (C), (D) では、第 1 ローパスフィルタ 310 の群遅延量が互いに異なる。簡単のために基準信号 CLK の周期と被測定信号 SIN の周期とは単純な整数比とし、第 1 ローパスフィルタ 310 に入力されたカウント値 CT1 は一定の群遅延でそのまま出力されるものとしている。第 2 ローパスフィルタ 330 は、基準信号 CLK に同期して、第 1 ローパスフィルタ 310 から出力されるカウント値 CT2 がラッチされたカウント値 CT3 を積算し、16 回分の積算値をカウント値 CNT として出力する。

【0099】

(A) の例では、カウント値 CT2 は常に 4 であり、カウント値 CNT は  $4 \times 16 = 64$  となる。(B) の例では、被測定信号 SIN が周波数変調されており、第 1 ローパスフィルタ 310 の群遅延を 0 としているため、カウント値 CT2 は 5, 5, 3, 3 を繰り返す。積算の際に時間による重み付けがなされるため、カウント値 CNT は、 $5 \times 10 + 3 \times 6 = 68$  となり、(A) のカウント値 CNT よりも大きくなる。(C) の例では、カウント値 CT2 が 5, 5, 3, 3, を繰り返すのは (B) の例と同様であるが、第 1 ローパスフィルタ 310 で群遅延が生じる場合を示している。積算の際に時間による重み付けがなされる結果、カウント値 CNT は  $5 \times 8 + 3 \times 8 = 64$  となり、(A) のカウント値 CNT と同じ値となる。(D) の例では、カウント値 CT2 が 5, 5, 3, 3, を繰り返すのは (B) 及び (C) の例と同様であるが、(C) の例と比較して第 1 ローパスフィルタ 310 で生じる群遅延が大きい場合を示している。(D) の例では、カウント値 CNT は  $5 \times 6 + 3 \times 10 = 60$  となり、(A) のカウント値 CNT よりも小さくなる。

【0100】

10

20

30

40

50

図 1 6 を用いた考察より、周波数比測定回路 2 0 2 の入出力の非線形性に起因する振動整流誤差は、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 の群遅延量により変化することが定性的に理解できる。この周波数比測定回路 2 0 2 の入出力の非線形性に起因する振動整流誤差が、カンチレバー共振により生じる振動整流誤差と逆位相になるように、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 の群遅延量を調整することで、互いの振動整流誤差を打ち消すことが可能となる。第 1 ローパスフィルター 3 1 0 の群遅延量は、遅延素子 3 1 1 のタップ数  $n_a$  の設定によって調整可能である。

#### 【 0 1 0 1 】

図 1 7 は、振動整流誤差補正装置 2 による測定値に含まれる振動整流誤差のタップ数  $n_a$  に対する依存性を示す図である。図 1 7 において、横軸はタップ数  $n_a$  であり、縦軸は振動整流誤差である。なお、縦軸の V R E は、Vibration Rectification Error の略である。図 1 7 より、タップ数  $n_a$  を適切に設定すれば、振動整流誤差を補正して 0 に近づけることが可能である。

10

#### 【 0 1 0 2 】

図 1 4 の構成の第 1 ローパスフィルター 3 1 0 において、遅延素子 3 1 1 は、シフトレジスタを用いた F I F O レジスタで実現されるので、当該 F I F O レジスタを第 1 ローパスフィルター 3 1 0 の外部に取り出すと、図 1 3 の構成の周波数比測定回路 2 0 2 は図 1 8 に示す構成となり、図 1 4 の構成の第 1 ローパスフィルター 3 1 0 は図 1 9 に示す構成となる。F I F O は、First In First Out の略である。

#### 【 0 1 0 3 】

図 2 0 に、F I F O レジスタ 3 4 0 に入力されるカウント値  $C T 1$  及び F I F O レジスタ 3 4 0 から出力されるカウント値  $C T 1'$  のタイミングチャートの一例を示す。図 2 0 の例では、被測定信号  $S I N$  の両エッジに同期してカウント値  $C T 1$  ,  $C T 1'$  が変化している。すなわち、図 2 0 の例では、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 及び F I F O レジスタ 3 4 0 は被測定信号  $S I N$  の両エッジに同期して動作している。C a s e 1 は、F I F O レジスタ 3 4 0 の段数が 2 の場合であり、C a s e 2 は、F I F O レジスタ 3 4 0 の段数が 4 の場合である。

20

#### 【 0 1 0 4 】

図 1 8 の構成の周波数比測定回路 2 0 2 においても、遅延素子 3 1 1 のタップ数  $n_a$  と等価である F I F O レジスタ 3 4 0 の段数を調整して群遅延量を適切に設定すれば、振動整流誤差を補正して 0 に近づけることが可能である。

30

#### 【 0 1 0 5 】

ただし、物理量センサー 2 0 0 X , 2 0 0 Y , 2 0 0 Z が有する 3 つの物理量検出素子 4 0 の特性は個々にばらつきを持つことから、周波数比測定回路 2 0 2 X , 2 0 2 Y , 2 0 2 Z において、振動整流誤差の補正に必要な群遅延量の最適値も個々にばらつきを持つ。したがって、周波数比測定回路 2 0 2 X , 2 0 2 Y , 2 0 2 Z の群遅延量の最適値が互いに異なる場合、被測定信号  $S I N\_X$  ,  $S I N\_Y$  ,  $S I N\_Z$  がそれぞれ周波数比測定回路 2 0 2 X , 2 0 2 Y , 2 0 2 Z に入力されてからカウント値  $C N T\_X$  ,  $C N T\_Y$  ,  $C N T\_Z$  がそれぞれ出力されるまでの時間も互いに異なることになる。そのため、例えば、X 軸、Y 軸及び Z 軸の間で高精度での同期計測が要求される場合には問題となる可能性がある。

40

#### 【 0 1 0 6 】

そこで、本実施形態では、群遅延量を固定したままカウント値  $C T 1'$  が出力されるタイミングを制御することで、すなわち、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 からカウント値  $C T 2$  が出力されるタイミングを制御することで振動整流誤差を補正するように、周波数比測定回路 2 0 2 を改良する。

#### 【 0 1 0 7 】

図 2 1 は、カウント値  $C T 2$  が出力されるタイミングを制御することにより、周波数比測定回路 2 0 2 の入出力の非線形性に起因する振動整流誤差を調整可能であることを説明するための図である。図 2 1 では、被測定信号  $S I N$  の周期が基準信号  $C L K$  の周期より

50

も長く、カウント値 CNT の更新周期が被測定信号 SIN の周期よりも長い場合の例が示されており、横軸方向は時間の経過に対応する。図 2 1 において、基準信号 CLK については、立ち上がりエッジのタイミングを短い縦線で示している。また、カウント値 CT 1 , CT 2 については、値が変化するタイミングを短い縦線で示している。なお、図 2 1 は、振動整流誤差の調整メカニズムを説明することを目的として、理解を容易にするため、簡略化した数値が用いられている。また、カウント値 CT 1 の確定後でなければカウント値 CT 2 は確定しないにも関わらず、カウント値 CT 1 の確定前にカウント値 CT 2 が確定しているように記載されているが、実際のカウント値 CT 2 の演算はカウント値 CT 1 が確定した後に実行される。

#### 【 0 1 0 8 】

図 2 1 において、( A ) は被測定信号 SIN の周期が一定である場合の例であり、( B ) , ( C ) , ( D ) は被測定信号 SIN が周波数変調されている場合の例である。( B ) , ( C ) , ( D ) では、カウント値 CT 2 の出力タイミングが互いに異なる。簡単のために基準信号 CLK の周期と被測定信号 SIN の周期とは単純な整数比とし、カウント値 CT 1 は、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 から一定のタイミングでそのまま出力されるものとしている。第 2 ローパスフィルター 3 3 0 は、基準信号 CLK に同期して、カウント値 CT 2 がラッチされたカウント値 CT 3 を積算し、16 回分の積算値をカウント値 CNT として出力する。

#### 【 0 1 0 9 】

図 2 1 の ( A ) の例では、カウント値 CT 2 は常に 4 であり、カウント値 CNT は  $4 \times 16 = 64$  となる。( B ) の例では、被測定信号 SIN が周波数変調されており、カウント値 CT 2 の出力タイミングをカウント値 CT 1 の出力タイミングと同じにしているため、カウント値 CT 2 は 5 , 5 , 3 , 3 を繰り返す。積算の際に時間による重み付けがなされるため、カウント値 CNT は、 $5 \times 10 + 3 \times 6 = 68$  となり、( A ) のカウント値 CNT よりも大きくなる。( C ) の例では、カウント値 CT 2 が 5 , 5 , 3 , 3 , を繰り返すのは ( B ) の例と同様であるが、カウント値 CT 2 の出力タイミングをカウント値 CT 1 の出力タイミングよりも遅らせた場合を示している。積算の際に時間による重み付けがなされる結果、カウント値 CNT は  $5 \times 8 + 3 \times 8 = 64$  となり、( A ) のカウント値 CNT と同じ値となる。( D ) の例では、カウント値 CT 2 が 5 , 5 , 3 , 3 , を繰り返すのは ( B ) 及び ( C ) の例と同様であるが、( C ) の例と比較してカウント値 CT 2 の出力タイミングをさらに遅らせた場合を示している。( D ) の例では、カウント値 CNT は  $5 \times 6 + 3 \times 10 = 60$  となり、( A ) のカウント値 CNT よりも小さくなる。

#### 【 0 1 1 0 】

図 2 1 を用いた考察より、周波数比測定回路 2 0 2 の入出力の非線形性に起因する振動整流誤差は、カウント値 CT 2 の出力タイミングにより変化することが定性的に理解できる。この周波数比測定回路 2 0 2 の入出力の非線形性に起因する振動整流誤差が、カンチレバー共振により生じる振動整流誤差と逆位相になるように、カウント値 CT 2 の出力タイミングを制御することで、すなわち、カウント値 CT 1 ' の出力タイミングを制御することで、互いの振動整流誤差を打ち消すことが可能となる。

#### 【 0 1 1 1 】

図 2 2 は、カウント値 CT 1 ' の出力タイミングを制御することで振動整流誤差を補正するように改良した周波数比測定回路 2 0 2 の構成例を示す図である。図 2 2 において、図 1 8 と同じ構成要素には同じ符号が付されている。

#### 【 0 1 1 2 】

図 2 2 の例では、周波数比測定回路 2 0 2 は、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 と、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 と、ラッチ回路 3 2 0 と、第 2 ローパスフィルター 3 3 0 と、タイミング制御回路 3 5 0 と、を備える。

#### 【 0 1 1 3 】

周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 の動作は、図 1 3 と同じであるので、その説明を省略する。

10

20

30

40

50

## 【 0 1 1 4 】

タイミング制御回路 3 5 0 には、デルタシグマ変調信号であるカウント値 C T 1 が入力される。そして、タイミング制御回路 3 5 0 は、基準信号 C L K のパルス数のカウント値 C T 0 に基づいて、被測定信号 S I N を遅延させたタイミング信号 T M を生成し、タイミング信号 T M に同期して、入力された信号であるカウント値 C T 1 をカウント値 C T 1 ' とし出力するタイミングを制御する。

## 【 0 1 1 5 】

第 1 ローパスフィルター 3 1 0 は、タイミング制御回路 3 5 0 の出力信号であるカウント値 C T 1 ' が入力され、タイミング信号 T M に同期して動作する。そして、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 は、カウント値 C T 1 ' に含まれるノイズ成分を除去又は低減したカウント値 C T 2 を出力する。

10

## 【 0 1 1 6 】

ラッチ回路 3 2 0 及び第 2 ローパスフィルター 3 3 0 の動作は、図 1 3 と同じであるので、その説明を省略する。

## 【 0 1 1 7 】

図 2 3 は、タイミング制御回路 3 5 0 の構成例を示す図である。図 2 3 の例では、タイミング制御回路 3 5 0 は、ラッチ回路 3 5 1 と、カウンター 3 5 2 と、デュアルポート R A M 3 5 3 と、出力タイミング生成回路 3 5 4 と、カウンター 3 5 5 と、バッファ回路 3 5 6 と、を備える。

## 【 0 1 1 8 】

ラッチ回路 3 5 1 は、被測定信号 S I N のエッジに同期して、基準信号 C L K のパルス数のカウント値 C T 0 の下位 m ビットの値をラッチし、カウント値 I C T として保持する。m は、1 以上の整数である。

20

## 【 0 1 1 9 】

カウンター 3 5 2 は、被測定信号 S I N のエッジをカウントしてカウント値 I A D D R を出力する。

## 【 0 1 2 0 】

デュアルポート R A M 3 5 3 は、基準信号 C L K の立ち上がりエッジに同期して、カウント値 I A D D R で指定されるアドレスにカウント値 I C T を書き込む。また、デュアルポート R A M 3 5 3 は、カウント値 O A D D R で指定されるアドレスに記憶されているカウント値をカウント値 O C T として出力する。

30

## 【 0 1 2 1 】

出力タイミング生成回路 3 5 4 は、カウント値 C T 0 の下位 m ビットの値とカウント値 O C T とが一致する毎に論理レベルが反転するタイミング信号 T M を生成する。例えば、カウント値 C T 0 の下位 3 ビットの値とカウント値 O C T とが一致する毎に、タイミング信号 T M の論理レベルが反転する。

## 【 0 1 2 2 】

カウンター 3 5 5 は、タイミング信号 T M のエッジをカウントしてカウント値 O A D D R を出力する。

## 【 0 1 2 3 】

バッファ回路 3 5 6 は、被測定信号 S I N のエッジに同期してカウント値 C T 1 を取得して保持し、タイミング信号 T M のエッジに同期して、保持している M 個のカウント値のうち最も古いカウント値をカウント値 C T 1 ' として出力する。M は 2 以上の整数である。例えば、バッファ回路 3 5 6 は、M 段の F I F O レジスタであってもよい。

40

## 【 0 1 2 4 】

このように構成されるタイミング制御回路 3 5 0 は、カウント値 C T 0 に基づいて、被測定信号 S I N を遅延させたタイミング信号 T M を生成し、タイミング信号 T M に同期して、カウント値 C T 1 をカウント値 C T 1 ' として出力するタイミングを制御する。マイクロコントロールユニット 2 1 0 がカウント値 O A D D R の初期値を設定し、カウント値 O A D D R の初期値が変わると、カウント値 C T 1 ' の出力タイミングが変わる。

50

## 【 0 1 2 5 】

図 2 4 に、タイミング制御回路 3 5 0 の動作時の各種信号のタイミングチャートの一例を示す。図 2 4 の例では、基準信号 C L K の立ち上がりエッジに同期してカウント値 C T 0 が初期値の 0 から 1 ずつカウントアップしている。これにより、カウント値 C T 0 の下位 3 ビットは、繰り返し 0 から 7 までカウントアップして 0 に戻る。また、被測定信号 S I N の両エッジに同期して、カウント値 I A D D R が初期値の 0 から 1 ずつカウントアップしている。また、被測定信号 S I N の両エッジに同期して、カウント値 I C T がカウント値 C T 0 の下位 3 ビットの値に変化している。また、被測定信号 S I N の両エッジに同期してカウント値 C T 1 が変化する。C a s e 1 は、カウント値 O A D D R の初期値が 2 の場合であり、C a s e 2 は、カウント値 O A D D R の初期値が 0 の場合である。

10

## 【 0 1 2 6 】

カウント値 O A D D R は、カウント値 I A D D R のカウントアップが開始してから所定の時間が経過した後に初期化される。図 2 4 の例では、カウント値 C T 0 が 1 6 になるタイミングで、カウント値 O A D D R が初期化されている。カウント値 O C T は、カウント値 O A D D R に同期して変化し、カウント値 C T 0 の下位 3 ビットの値とカウント値 O C T とが一致する毎に、タイミング信号 T M の論理レベルが反転している。バッファ回路 3 5 6 は、4 段の F I F O レジスタであり、被測定信号 S I N のエッジに同期してカウント値 C T 1 を取得して保持し、タイミング信号 T M のエッジに同期して、カウント値 C T 1 ' を出力する。

## 【 0 1 2 7 】

C a s e 1 と C a s e 2 とを比較すると、タイミング信号 T M の論理レベルが反転するタイミングが異なることにより、カウント値 C T 1 ' の出力タイミングが異なるので、周波数比測定回路 2 0 2 の入出力の非線形性に起因する振動整流誤差も異なる。したがって、カウント値 O A D D R の初期値を設定することで、カンチレバー共振により最終的に生じる振動整流誤差を低減するように補正することができる。

20

## 【 0 1 2 8 】

カウント値 O A D D R の初期値は、被測定信号 S I N を遅延させたタイミング信号 T M の遅延量を制御するための情報であり、記憶部 2 2 0 に記憶される。例えば、センサーモジュール 1 の製造工程において、検査装置が、インターフェース回路 2 3 0 を介して、カウント値 O A D D R の初期値を順次変更しながら測定値の振動整流誤差を取得し、カウント値 O A D D R の初期値と振動整流誤差との関係を求める。そして、検査装置は、カウント値 O A D D R の初期値と振動整流誤差との関係に基づいて、測定値の振動整流誤差が低減されるカウント値 O A D D R の初期値を算出し、算出したカウント値 O A D D R の初期値を、インターフェース回路 2 3 0 を介して記憶部 2 2 0 の不揮発性メモリーに書き込む。このように、カウント値 O A D D R の初期値は、センサーモジュール 1 が測定を開始する前に、振動整流誤差補正装置 2 の記憶部 2 2 0 に記憶される。記憶部 2 2 0 に記憶されているカウント値 O A D D R の初期値は、マイクロコントロールユニット 2 1 0 によって読み出され、タイミング制御回路 3 5 0 のカウンター 3 5 5 に設定される。

30

## 【 0 1 2 9 】

また、図 2 4 の例では、C a s e 1 のカウント値 C T 1 ' の出力タイミングと C a s e 2 のカウント値 C T 1 ' の出力タイミングとの差は、被測定信号 S I N の 1 周期に満たない時間であり、群遅延量が固定されていることがわかる。図 2 5 は、図 1 3 のように構成された周波数比測定回路 2 0 2 においてタップ数  $n_a$  を異ならせた 2 通りの場合の同一環境における測定値をプロットした図である。一方、図 2 6 は、図 2 2 のように構成された周波数比測定回路 2 0 2 においてカウント値 O A D D R の初期値を異ならせた 2 通りの場合の同一環境における測定値をプロットした図である。図 2 5 及び図 2 6 において、横軸は時間であり、縦軸は加速度である。また、実線は一方の測定結果を示し、一点鎖線は他方の測定結果を示す。図 2 5 では 2 つの測定結果に 1 m s 程度の群遅延差が生じているのに対して、図 2 6 では 2 つの測定結果の群遅延差は測定誤差以下であることが確認できる。

40

## 【 0 1 3 0 】

50

なお、図 2 2 の構成の周波数比測定回路 2 0 2 X において、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 は、「第 1 の周波数デルタシグマ変調回路」の一例であり、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 の出力信号であるカウント値 C T 1 は「第 1 の周波数デルタシグマ変調信号」の一例であり、タイミング制御回路 3 5 0 は「第 1 のタイミング制御回路」の一例である。また、図 2 2 の構成の周波数比測定回路 2 0 2 X において、第 1 ローパスフィルタ 3 1 0 は「第 1 のフィルタ」の一例であり、第 2 ローパスフィルタ 3 3 0 は「第 2 のフィルタ」の一例である。また、図 2 2 の構成の周波数比測定回路 2 0 2 X において、タイミング信号 T M は「第 1 のタイミング信号」の一例である。また、被測定信号 S I N \_ X は「第 1 の被測定信号」の一例である。

【 0 1 3 1 】

10

また、図 2 2 の構成の周波数比測定回路 2 0 2 Y において、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 は「第 2 の周波数デルタシグマ変調回路」の一例であり、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 の出力信号であるカウント値 C T 1 は「第 2 の周波数デルタシグマ変調信号」の一例であり、タイミング制御回路 3 5 0 は「第 3 のタイミング制御回路」の一例である。また、図 2 2 の構成の周波数比測定回路 2 0 2 Y において、第 1 ローパスフィルタ 3 1 0 は「第 4 のフィルタ」の一例であり、第 2 ローパスフィルタ 3 3 0 は「第 5 のフィルタ」の一例である。また、図 2 2 の構成の周波数比測定回路 2 0 2 Y において、タイミング信号 T M は「第 3 のタイミング信号」の一例である。また、被測定信号 S I N \_ Y は「第 2 の被測定信号」の一例である。

【 0 1 3 2 】

20

図 2 2 では、周波数比測定回路 2 0 2 において、第 1 ローパスフィルタ 3 1 0 は、タイミング制御回路 3 5 0 の直後に設けられているが、第 1 ローパスフィルタ 3 1 0 及びタイミング制御回路 3 5 0 は、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 の出力から第 2 ローパスフィルタ 3 3 0 の入力までの信号経路上に設けられていればよい。

【 0 1 3 3 】

例えば、図 2 7 に示すように、周波数比測定回路 2 0 2 において、第 1 ローパスフィルタ 3 1 0 の直後にタイミング制御回路 3 5 0 が設けられていてもよい。図 2 7 の構成の周波数比測定回路 2 0 2 が有するタイミング制御回路 3 5 0 の構成例を図 2 8 に示す。

【 0 1 3 4 】

図 2 7 の例において、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 の動作は、図 1 3 と同じであるので、その説明を省略する。

30

【 0 1 3 5 】

第 1 ローパスフィルタ 3 1 0 は、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 から出力される周波数デルタシグマ変調信号であるカウント値 C T 1 が入力され、被測定信号 S I N に同期して動作する。そして、第 1 ローパスフィルタ 3 1 0 は、カウント値 C T 1 に含まれるノイズ成分を除去又は低減したカウント値 C T 2 を出力する。

【 0 1 3 6 】

タイミング制御回路 3 5 0 には、第 1 ローパスフィルタ 3 1 0 の出力信号であるカウント値 C T 2 が入力される。そして、タイミング制御回路 3 5 0 は、基準信号 C L K のパルス数のカウント値 C T 0 に基づいて、被測定信号 S I N を遅延させたタイミング信号 T M を生成し、タイミング信号 T M に同期して、入力された信号であるカウント値 C T 2 をカウント値 C T 2 ' として出力するタイミングを制御する。

40

【 0 1 3 7 】

ラッチ回路 3 2 0 は、基準信号 C L K の立ち上がりエッジに同期して、タイミング制御回路 3 5 0 から出力されるカウント値 C T 2 ' をラッチし、カウント値 C T 3 として保持する。

【 0 1 3 8 】

ラッチ回路 3 2 0 及び第 2 ローパスフィルタ 3 3 0 の動作は、図 1 3 と同じであるので、その説明を省略する。

【 0 1 3 9 】

50

また、図 28 に示すタイミング制御回路 350 は、バッファ回路 356 にカウント値 CT2 が入力されてカウント値 CT2' が出力される点及びタイミング信号 TM が第 1 ローパスフィルタ 310 に入力されない点を除いて、図 23 に示したタイミング制御回路 350 と同じであるので、その説明を省略する。

【0140】

なお、図 27 の構成の周波数比測定回路 202X において、周波数デルタシグマ変調回路 300 は、「第 1 の周波数デルタシグマ変調回路」の一例であり、タイミング制御回路 350 は「第 1 のタイミング制御回路」の一例である。また、図 27 の構成の周波数比測定回路 202X において、第 1 ローパスフィルタ 310 は「第 1 のフィルタ」の一例であり、第 2 ローパスフィルタ 330 は「第 2 のフィルタ」の一例である。また、図 27 の構成の周波数比測定回路 202X において、タイミング信号 TM は「第 1 のタイミング信号」の一例である。

10

【0141】

また、図 27 の構成の周波数比測定回路 202Y において、周波数デルタシグマ変調回路 300 は、「第 2 の周波数デルタシグマ変調回路」の一例であり、タイミング制御回路 350 は「第 3 のタイミング制御回路」の一例である。また、図 27 の構成の周波数比測定回路 202Y において、第 1 ローパスフィルタ 310 は「第 4 のフィルタ」の一例であり、第 2 ローパスフィルタ 330 は「第 5 のフィルタ」の一例である。また、図 27 の構成の周波数比測定回路 202Y において、タイミング信号 TM は「第 3 のタイミング信号」の一例である。

20

【0142】

1-6. 振動整流誤差補正方法

図 29 は、図 22 の構成の周波数比測定回路 202 を備える振動整流誤差補正装置 2 による振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図である。

【0143】

図 29 に示すように、まず、工程 S10 において、振動整流誤差補正装置 2 は、被測定信号 SIN を用いて、基準信号 CLK を周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する。

【0144】

次に、工程 S20 において、振動整流誤差補正装置 2 は、基準信号 CLK のパルス数のカウント値 CT0 に基づいて、被測定信号 SIN を遅延させたタイミング信号 TM を生成し、タイミング信号 TM に同期して、工程 S10 で生成した周波数デルタシグマ変調信号であるカウント値 CT1 に基づく信号であるカウント値 CT1' を出力するタイミングを制御する。

30

【0145】

次に、工程 S30 において、振動整流誤差補正装置 2 は、タイミング信号 TM に同期して、工程 S20 で出力するタイミングが制御された信号に基づく信号であるカウント値 CT1' に対して第 1 のフィルタ処理を行う。

【0146】

次に、工程 S40 において、振動整流誤差補正装置 2 は、基準信号 CLK に同期して、工程 S30 の第 1 のフィルタ処理によって得られた信号であるカウント値 CT2 に基づく信号であるカウント値 CT3 に対して第 2 のフィルタ処理を行う。

40

【0147】

工程 S50 において、測定を終了するまで、振動整流誤差補正装置 2 は、工程 S10, S20, S30, S40 を繰り返し行う。

【0148】

図 30 は、図 27 の構成の周波数比測定回路 202 を備える振動整流誤差補正装置 2 による振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図である。

【0149】

図 30 に示すように、まず、工程 S11 において、振動整流誤差補正装置 2 は、被測定

50

信号 S I N を用いて、基準信号 C L K を周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する。

【 0 1 5 0 】

次に、工程 S 2 1 において、振動整流誤差補正装置 2 は、被測定信号 S I N に同期して、工程 S 1 1 で生成した周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号であるカウント値 C T 1 に対して第 1 のフィルター処理を行う。

【 0 1 5 1 】

次に、工程 S 3 1 において、振動整流誤差補正装置 2 は、基準信号 C L K のパルス数のカウント値 C T 0 に基づいて、被測定信号 S I N を遅延させたタイミング信号 T M を生成し、タイミング信号 T M に同期して、工程 S 2 1 の第 1 のフィルター処理によって得られた信号であるカウント値 C T 2 に基づく信号であるカウント値 C T 2 ' を出力するタイミングを制御する。

10

【 0 1 5 2 】

次に、工程 S 4 1 において、振動整流誤差補正装置 2 は、基準信号 C L K に同期して、工程 S 3 1 でタイミング信号 T M に同期して出力するタイミングが制御された信号であるカウント値 C T 2 ' に基づく信号であるカウント値 C T 3 に対して第 2 のフィルター処理を行う。

【 0 1 5 3 】

工程 S 5 1 において、測定を終了するまで、振動整流誤差補正装置 2 は、工程 S 1 1 , S 2 1 , S 3 1 , S 4 1 を繰り返し行う。

20

【 0 1 5 4 】

1 - 7 . 作用効果

以上に説明したように、第 1 実施形態のセンサーモジュール 1 では、振動整流誤差補正装置 2 において、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 が被測定信号 S I N を用いて基準信号 C L K を周波数デルタシグマ変調し、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 が被測定信号 S I N を遅延させたタイミング信号 T M 又は被測定信号 S I N に同期して動作し、第 2 ローパスフィルター 3 3 0 が被測定信号 S I N とは異なる基準信号 C L K に同期して動作する。そのため、周波数デルタシグマ変調信号と第 2 ローパスフィルター 3 3 0 の出力信号との関係に非線形性が生じ、この非線形性によって生じる振動整流誤差は、タイミング信号 T M の遅延量に応じて変化する。そのため、タイミング信号 T M の遅延量を適切な値に設定することにより、この非線形性によって生じる振動整流誤差と被測定信号 S I N の非対称性によって生じる振動整流誤差とが打ち消しあい、第 2 ローパスフィルター 3 3 0 の出力信号に含まれる振動整流誤差が低減される。また、振動整流誤差補正装置 2 において、タイミング制御回路 3 5 0 は、振動整流誤差が補正されるように、周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号の遅延量を制御するのではなく、周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号を出力するタイミングを制御するので、被測定信号 S I N が第 2 ローパスフィルター 3 3 0 の出力まで伝搬する信号経路の群遅延量は一定である。したがって、第 1 実施形態のセンサーモジュール 1 によれば、振動整流誤差補正装置 2 は、群遅延量を固定したまま振動整流誤差を補正することができる。

30

【 0 1 5 5 】

また、第 1 実施形態のセンサーモジュール 1 によれば、振動整流誤差補正装置 2 において、タイミング信号 T M の遅延量の情報であるカウント値 O A D D R の初期値が記憶部 2 2 0 の不揮発性メモリーに記憶されることにより、当該情報を処理装置 3 から受け取ることなく、振動整流誤差を補正することができる。

40

【 0 1 5 6 】

また、第 1 実施形態のセンサーモジュール 1 では、振動整流誤差補正装置 2 において、被測定信号 S I N \_ X が周波数比測定回路 2 0 2 X の第 2 ローパスフィルター 3 3 0 の出力まで伝搬する信号経路の群遅延量は一定であり、被測定信号 S I N \_ Y が周波数比測定回路 2 0 2 Y の第 2 ローパスフィルター 3 3 0 の出力まで伝搬する信号経路の群遅延量は一定であり、被測定信号 S I N \_ Z が周波数比測定回路 2 0 2 Z の第 2 ローパスフィルタ

50

－ 3 3 0 の出力まで伝搬する信号経路の群遅延量は一定である。そのため、周波数比測定回路 2 0 2 X に被測定信号 S I N \_ X が入力されてから対応する信号が出力されるまでの時間と、周波数比測定回路 2 0 2 Y に被測定信号 S I N \_ Y が入力されてから対応する信号が出力されるまでの時間と、周波数比測定回路 2 0 2 Z に被測定信号 S I N \_ Z が入力されてから対応する信号が出力されるまでの時間とがほぼ同じである。したがって、第 1 実施形態のセンサーモジュール 1 によれば、振動整流誤差補正装置 2 において、周波数比測定回路 2 0 2 X による被測定信号 S I N \_ X に対する測定と、周波数比測定回路 2 0 2 Y による被測定信号 S I N \_ Y に対する測定と、周波数比測定回路 2 0 2 Z による被測定信号 S I N \_ Z に対する測定とのタイミングを合わせながら振動整流誤差を補正することができるので、測定精度や同期計測の精度が向上する。

10

【 0 1 5 7 】

## 2 . 第 2 実施形態

以下、第 2 実施形態のセンサーモジュールについて、第 1 実施形態と同様の構成要素には同じ符号を付し、第 1 実施形態と重複する説明は省略または簡略し、主に第 1 実施形態と異なる内容について説明する。

【 0 1 5 8 】

第 1 実施形態では、タイミング制御回路 3 5 0 の動作が被測定信号 S I N に同期するため、振動整流誤差の補正分解能は被測定信号 S I N の周期によって決まり、被測定信号 S I N の周期が長いほど低くなる。そのため、振動整流誤差の補正分解能には一定の限界がある。

20

【 0 1 5 9 】

そこで、本実施形態では、振動整流誤差の補正分解能を向上させるために、周波数比測定回路 2 0 2 を改良する。図 3 1 は、第 2 実施形態のセンサーモジュール 1 が備える周波数比測定回路 2 0 2 の構成例を示す図である。図 3 1 において、図 2 2 と同じ構成要素には同じ符号が付されている。

【 0 1 6 0 】

図 3 1 の例では、周波数比測定回路 2 0 2 は、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 と、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 と、ラッチ回路 3 2 0 と、ラッチ回路 3 2 1 と、第 2 ローパスフィルター 3 3 0 と、第 1 タイミング制御回路 3 5 0 - 1 と、第 2 タイミング制御回路 3 5 0 - 2 と、第 3 ローパスフィルター 3 6 0 と、乗算器 3 7 1 と、乗算器 3 7 2 と、加算器 3 7 3 と、を備える。

30

【 0 1 6 1 】

周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 の動作は、図 2 2 と同じであるので、その説明を省略する。

【 0 1 6 2 】

第 1 タイミング制御回路 3 5 0 - 1 には、デルタシグマ変調信号であるカウント値 C T 1 が入力される。そして、第 1 タイミング制御回路 3 5 0 - 1 は、基準信号 C L K のパルス数のカウント値 C T 0 に基づいて、被測定信号 S I N を遅延させた第 1 タイミング信号 T M - 1 を生成し、第 1 タイミング信号 T M - 1 に同期して、入力された信号であるカウント値 C T 1 をカウント値 C T 1 ' - 1 として出力するタイミングを制御する。第 1 タイミング制御回路 3 5 0 - 1 の構成は、図 2 3 に示したタイミング制御回路 3 5 0 の構成と同様であるため、その図示及び説明を省略する。

40

【 0 1 6 3 】

第 1 ローパスフィルター 3 1 0 は、第 1 タイミング制御回路 3 5 0 - 1 の出力信号であるカウント値 C T 1 ' - 1 が入力され、第 1 タイミング信号 T M - 1 に同期して動作する。そして、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 は、カウント値 C T 1 ' - 1 に含まれるノイズ成分を除去又は低減したカウント値 C T 2 - 1 を出力する。

【 0 1 6 4 】

ラッチ回路 3 2 0 は、基準信号 C L K の立ち上がりエッジに同期して、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 から出力されるカウント値 C T 2 - 1 をラッチし、カウント値 C T 3 - 1

50

として保持する。

【0165】

第2タイミング制御回路350-2には、デルタシグマ変調信号であるカウント値CT1が入力される。そして、第2タイミング制御回路350-2は、基準信号CLKのパルス数のカウント値CT0に基づいて、被測定信号SINを遅延させた第2タイミング信号TM-2を生成し、第2タイミング信号TM-2に同期して、入力された信号であるカウント値CT1をカウント値CT1'-2として出力するタイミングを制御する。第2タイミング制御回路350-2の構成は、図23に示したタイミング制御回路350の構成と同様であるため、その図示及び説明を省略する。

【0166】

第3ローパスフィルター360は、第2タイミング制御回路350-2の出力信号であるカウント値CT1'-2が入力され、第2タイミング信号TM-2に同期して動作する。そして、第3ローパスフィルター360は、カウント値CT1'-2に含まれるノイズ成分を除去又は低減したカウント値CT2-2を出力する。第3ローパスフィルター360の構成は、図19に示した第1ローパスフィルター310の構成と同様であるため、その図示及び説明を省略する。

【0167】

ラッチ回路321は、基準信号CLKの立ち上がりエッジに同期して、第3ローパスフィルター360から出力されるカウント値CT2-2をラッチし、カウント値CT3-2として保持する。

【0168】

乗算器371は、ラッチ回路320が保持するカウント値CT3-1をa倍したカウント値を出力する。aは所定の正の実数である。乗算器371から出力されるカウント値は、第1ローパスフィルター310の出力信号に基づく第1の信号である。

【0169】

乗算器372は、ラッチ回路321が保持するカウント値CT3-2をb倍したカウント値を出力する。bは所定の正の実数である。乗算器372から出力されるカウント値は、第3ローパスフィルター360の出力信号に基づく第2の信号である。

【0170】

加算器373は、第1の信号である乗算器371から出力されるカウント値と第2の信号である乗算器372から出力されるカウント値とを加算したカウント値CT4を出力する。加算器373から出力されるカウント値CT4は、第1の信号と第2の信号とに基づく第3の信号である。

【0171】

第2ローパスフィルター330には、第3の信号である加算器373から出力されるカウント値CT4が入力される。そして、第2ローパスフィルター330は、基準信号CLKに同期して動作し、カウント値CT4に含まれるノイズ成分を除去又は低減した第4の信号であるカウント値を出力する。この第2ローパスフィルター330から出力されるカウント値が、カウント値CNTとしてマイクロコントロールユニット210に出力される。

【0172】

ここで、仮に第1の信号である乗算器371から出力されるカウント値が第2ローパスフィルター330に入力された場合に第2ローパスフィルター330から出力される第5の信号に含まれる第1の振動整流誤差と、仮に第2の信号である乗算器372から出力されるカウント値が第2ローパスフィルター330に入力された場合に第2ローパスフィルター330から出力される第6の信号に含まれる第2の振動整流誤差とは極性が異なるように、第1タイミング制御回路350-1からカウント値CT1'-1が出力されるタイミング及び第2タイミング制御回路350-2からカウント値CT1'-2が出力されるタイミングが適切なタイミングに制御されている。そのため、加算器373における第1の信号と第2の信号との加算により、第1の振動整流誤差と第2の振動整流誤差とが互いに打ち消しあい、第4の信号であるカウント値CNTに含まれる振動整流誤差が低減される。

10

20

30

40

50

すなわち、図 3 1 の構成の周波数比測定回路 2 0 2 によって、振動整流誤差の補正分解能が向上する。

【 0 1 7 3 】

図 3 2 は、第 2 実施形態のセンサーモジュール 1 が備える周波数比測定回路 2 0 2 の他の構成例を示す図である。図 3 2 において、図 3 1 と同じ構成要素には同じ符号が付されている。

【 0 1 7 4 】

図 3 2 の例では、周波数比測定回路 2 0 2 は、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 と、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 と、ラッチ回路 3 2 0 と、ラッチ回路 3 2 1 と、第 2 ローパスフィルター 3 3 0 と、第 1 タイミング制御回路 3 5 0 - 1 と、第 2 タイミング制御回路 3 5 0 - 2 と、乗算器 3 7 1 と、乗算器 3 7 2 と、加算器 3 7 3 と、を備える。

10

【 0 1 7 5 】

周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 及び第 1 ローパスフィルター 3 1 0 の動作は、図 2 7 と同じであるので、その説明を省略する。

【 0 1 7 6 】

第 1 タイミング制御回路 3 5 0 - 1 には、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 の出力信号であるカウント値  $CT_2$  が入力される。そして、第 1 タイミング制御回路 3 5 0 - 1 は、基準信号  $CLK$  のパルス数のカウント値  $CT_0$  に基づいて、被測定信号  $SIN$  を遅延させた第 1 タイミング信号  $TM - 1$  を生成し、不図示の第 1 タイミング信号  $TM - 1$  に同期して、入力された信号であるカウント値  $CT_2$  をカウント値  $CT_2' - 1$  として出力するタイミングを制御する。第 1 タイミング制御回路 3 5 0 - 1 の構成は、図 2 8 に示したタイミング制御回路 3 5 0 の構成と同様であるため、その図示及び説明を省略する。なお、第 1 タイミング信号  $TM - 1$  は、図 2 8 のタイミング信号  $TM$  に相当する。

20

【 0 1 7 7 】

ラッチ回路 3 2 0 は、基準信号  $CLK$  の立ち上がりエッジに同期して、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 から出力されるカウント値  $CT_2' - 1$  をラッチし、カウント値  $CT_3 - 1$  として保持する。

【 0 1 7 8 】

第 2 タイミング制御回路 3 5 0 - 2 には、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 の出力信号であるカウント値  $CT_2$  が入力される。そして、第 2 タイミング制御回路 3 5 0 - 2 は、基準信号  $CLK$  のパルス数のカウント値  $CT_0$  に基づいて、被測定信号  $SIN$  を遅延させた不図示の第 2 タイミング信号  $TM - 2$  を生成し、第 2 タイミング信号  $TM - 2$  に同期して、入力された信号であるカウント値  $CT_2$  をカウント値  $CT_2' - 2$  として出力するタイミングを制御する。第 2 タイミング制御回路 3 5 0 - 2 の構成は、図 2 8 に示したタイミング制御回路 3 5 0 の構成と同様であるため、その図示及び説明を省略する。なお、第 2 タイミング信号  $TM - 2$  は、図 2 8 のタイミング信号  $TM$  に相当する。

30

【 0 1 7 9 】

ラッチ回路 3 2 1 は、基準信号  $CLK$  の立ち上がりエッジに同期して、第 3 ローパスフィルター 3 6 0 から出力されるカウント値  $CT_2' - 2$  をラッチし、カウント値  $CT_3 - 2$  として保持する。

40

【 0 1 8 0 】

乗算器 3 7 1、乗算器 3 7 2、加算器 3 7 3 及び第 2 ローパスフィルター 3 3 0 の動作は、図 3 1 と同じであるので、その説明を省略する。

【 0 1 8 1 】

ここで、仮に第 1 の信号である乗算器 3 7 1 から出力されるカウント値が第 2 ローパスフィルター 3 3 0 に入力された場合に第 2 ローパスフィルター 3 3 0 から出力される第 5 の信号に含まれる第 1 の振動整流誤差と、仮に第 2 の信号である乗算器 3 7 2 から出力されるカウント値が第 2 ローパスフィルター 3 3 0 に入力された場合に第 2 ローパスフィルター 3 3 0 から出力される第 6 の信号に含まれる第 2 の振動整流誤差とは極性が異なるように、第 1 タイミング制御回路 3 5 0 - 1 からカウント値  $CT_2' - 1$  が出力されるタイミ

50

ング及び第2タイミング制御回路350-2からカウント値CT2'-2が出力されるタイミングが適切なタイミングに制御されている。そのため、加算器373における第1の信号と第2の信号との加算により、第1の振動整流誤差と第2の振動整流誤差とが互いに打ち消しあい、第4の信号であるカウント値CNTに含まれる振動整流誤差が低減される。すなわち、図32の構成の周波数比測定回路202によって、振動整流誤差の補正分解能が向上する。

#### 【0182】

なお、図31及び図32において、周波数デルタシグマ変調回路300は、「第1の周波数デルタシグマ変調回路」の一例であり、第1タイミング制御回路350-1は「第1のタイミング制御回路」の一例であり、第2タイミング制御回路350-2は「第2のタイミング制御回路」の一例である。また、第1タイミング信号TM-1は「第1のタイミング信号」の一例であり、第2タイミング信号TM-2は「第2のタイミング信号」の一例である。また、第1ローパスフィルター310は「第1のフィルター」の一例であり、第2ローパスフィルター330は「第2のフィルター」の一例である。

10

#### 【0183】

例えば、センサーモジュール1の製造工程において、検査装置が、インターフェース回路230を介して、第1タイミング制御回路350-1におけるカウント値OADDRの初期値と第2タイミング制御回路350-2におけるカウント値OADDRの初期値を同じ値に保って順次変更しながら測定値の振動整流誤差を取得し、カウント値OADDRの初期値と振動整流誤差との関係を求める。そして、検査装置は、カウント値OADDRの初期値と振動整流誤差との関係に基づいて、測定値の振動整流誤差が低減される第1タイミング制御回路350-1におけるカウント値OADDRの初期値及び第2タイミング制御回路350-2におけるカウント値OADDRの初期値を算出し、算出したこれらのカウント値OADDRの初期値を、インターフェース回路230を介して記憶部220の不揮発性メモリーに書き込む。このように、第1タイミング制御回路350-1におけるカウント値OADDRの初期値及び第2タイミング制御回路350-2におけるカウント値OADDRの初期値は、センサーモジュール1が測定を開始する前に、振動整流誤差補正装置2の記憶部220に記憶される。記憶部220に記憶されているこれらのカウント値OADDRの初期値は、マイクロコントロールユニット210によって読み出され、第1タイミング制御回路350-1のカウンター355及び第2タイミング制御回路350-2のカウンター355にそれぞれ設定される。

20

30

#### 【0184】

図33は、図31の構成の周波数比測定回路202を備える振動整流誤差補正装置2による振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図である。

#### 【0185】

図33に示すように、まず、工程S110において、振動整流誤差補正装置2は、被測定信号SINを用いて、基準信号CLKを周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する。

#### 【0186】

次に、工程S120において、振動整流誤差補正装置2は、基準信号CLKのパルス数のカウント値CT0に基づいて、被測定信号SINを遅延させた第1タイミング信号TM-1を生成し、第1タイミング信号TM-1に同期して、工程S110で生成した周波数デルタシグマ変調信号であるカウント値CT1に基づく信号であるカウント値CT1'-1を出力するタイミングを制御する。

40

#### 【0187】

次に、工程S130において、振動整流誤差補正装置2は、第1タイミング信号TM-1に同期して、工程S120で出力するタイミングが制御された信号に基づく信号であるカウント値CT1'-1に対して第1のフィルター処理を行う。

#### 【0188】

次に、工程S140において、振動整流誤差補正装置2は、基準信号CLKのパルス数

50

のカウンタ値  $CT_0$  に基づいて、被測定信号  $SIN$  を遅延させた第2タイミング信号  $TM-2$  を生成し、第2タイミング信号  $TM-2$  に同期して、工程  $S110$  で生成した周波数デルタシグマ変調信号であるカウンタ値  $CT_1$  に基づく信号であるカウンタ値  $CT_1'-2$  を出力するタイミングを制御する。

【0189】

次に、工程  $S150$  において、振動整流誤差補正装置2は、第2タイミング信号  $TM-2$  に同期して、工程  $S140$  で出力するタイミングが制御された信号に基づく信号であるカウンタ値  $CT_1'-2$  に対して第3のフィルター処理を行う。

【0190】

次に、工程  $S160$  において、振動整流誤差補正装置2は、工程  $S130$  の第1のフィルター処理によって得られた信号であるカウンタ値  $CT_2-1$  に基づく第1の信号と、工程  $S150$  の第3のフィルター処理によって得られた信号であるカウンタ値  $CT_2-2$  に基づく第2の信号と、にに基づく第3の信号であるカウンタ値  $CT_4$  を生成する。

10

【0191】

次に、工程  $S170$  において、振動整流誤差補正装置2は、基準信号  $CLK$  に同期して、工程  $S160$  で生成した第3の信号であるカウンタ値  $CT_4$  に対して第2のフィルター処理を行って第4の信号であるカウンタ値  $CNT$  を生成する。

【0192】

工程  $S180$  において、測定を終了するまで、振動整流誤差補正装置2は、工程  $S110$  ,  $S120$  ,  $S130$  ,  $S140$  ,  $S150$  ,  $S160$  ,  $S170$  を繰り返し行う。

20

【0193】

図34は、図32の構成の周波数比測定回路202を備える振動整流誤差補正装置2による振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図である。

【0194】

図34に示すように、まず、工程  $S111$  において、振動整流誤差補正装置2は、被測定信号  $SIN$  を用いて、基準信号  $CLK$  を周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する。

【0195】

次に、工程  $S121$  において、振動整流誤差補正装置2は、被測定信号  $SIN$  に同期して、工程  $S111$  で生成した周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号であるカウンタ値  $CT_1$  に対して第1のフィルター処理を行う。

30

【0196】

次に、工程  $S131$  において、振動整流誤差補正装置2は、基準信号  $CLK$  のパルス数のカウンタ値  $CT_0$  に基づいて、被測定信号  $SIN$  を遅延させた第1タイミング信号  $TM-1$  を生成し、第1タイミング信号  $TM-1$  に同期して、工程  $S121$  の第1のフィルター処理によって得られた信号であるカウンタ値  $CT_2$  に基づく信号であるカウンタ値  $CT_2'-1$  を出力するタイミングを制御する。

【0197】

次に、工程  $S141$  において、振動整流誤差補正装置2は、基準信号  $CLK$  のパルス数のカウンタ値  $CT_0$  に基づいて、被測定信号  $SIN$  を遅延させた第2タイミング信号  $TM-2$  を生成し、第2タイミング信号  $TM-2$  に同期して、工程  $S121$  の第1のフィルター処理によって得られた信号であるカウンタ値  $CT_2$  に基づく信号であるカウンタ値  $CT_2'-2$  を出力するタイミングを制御する。

40

【0198】

次に、工程  $S151$  において、振動整流誤差補正装置2は、工程  $S131$  で第1タイミング信号  $TM-1$  に同期して出力するタイミングが制御された信号であるカウンタ値  $CT_2'-1$  に基づく第1の信号と、工程  $S141$  で第2タイミング信号  $TM-2$  に同期して出力するタイミングが制御された信号であるカウンタ値  $CT_2'-2$  に基づく第2の信号と、にに基づく第3の信号であるカウンタ値  $CT_4$  を生成する。

【0199】

50

次に、工程 S 1 6 1 において、振動整流誤差補正装置 2 は、基準信号 C L K に同期して、工程 S 1 5 1 で生成した第 3 の信号であるカウント値 C T 4 に対して第 2 のフィルター処理を行って第 4 の信号であるカウント値 C N T を生成する。

【 0 2 0 0 】

工程 S 1 7 1 において、測定を終了するまで、振動整流誤差補正装置 2 は、工程 S 1 1 1 , S 1 2 1 , S 1 3 1 , S 1 4 1 , S 1 5 1 , S 1 6 1 を繰り返し行う。

【 0 2 0 1 】

以上に説明した第 2 実施形態のセンサーモジュール 1 によれば、第 1 実施形態のセンサーモジュール 1 と同様の効果を奏する。

【 0 2 0 2 】

また、第 2 実施形態のセンサーモジュール 1 では、振動整流誤差補正装置 2 において、周波数デルタシグマ変調信号と、第 5 の信号及び第 6 の信号との関係に非線形性が生じる。そして、第 1 タイミング信号 T M - 1 の遅延量と第 2 タイミング信号 T M - 2 の遅延量とを異ならせることにより、周波数デルタシグマ変調信号と第 5 の信号との関係の非線形性と、周波数デルタシグマ変調信号と第 6 の信号との関係の非線形性とは程度が異なる。したがって、第 2 実施形態のセンサーモジュール 1 によれば、振動整流誤差補正装置 2 において、第 5 の信号に含まれる第 1 の振動整流誤差と、第 6 の信号に含まれる第 2 の振動整流誤差との極性が異なるように、第 1 タイミング信号 T M - 1 の遅延量と第 2 タイミング信号 T M - 2 の遅延量とが適切な値に設定された第 1 の信号と第 2 の信号とを用いることにより、振動整流誤差の補正分解能が向上するため、第 4 の信号に含まれる振動整流誤差を効果的に低減することができる。その結果、測定値の振動整流誤差を効果的に低減することができるので、物理量の測定精度が向上する。

【 0 2 0 3 】

### 3 . 第 3 実施形態

以下、第 3 実施形態のセンサーモジュールについて、第 1 実施形態又は第 2 実施形態と同様の構成要素には同じ符号を付し、第 1 実施形態又は第 2 実施形態と重複する説明は省略または簡略し、主に第 1 実施形態及び第 2 実施形態と異なる内容について説明する。

【 0 2 0 4 】

図 3 5 は、第 3 実施形態のセンサーモジュール 1 が備える周波数比測定回路 2 0 2 の構成例を示す図である。図 3 5 において、図 2 2 と同じ構成要素には同じ符号が付されている。

【 0 2 0 5 】

図 3 5 の例では、周波数比測定回路 2 0 2 は、周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0 と、第 1 ローパスフィルター 3 1 0 と、ラッチ回路 3 2 0 と、第 2 ローパスフィルター 3 3 0 と、タイミング制御回路 3 5 0 と、遅延素子 3 7 4 と、遅延素子 3 7 5 と、加算器 3 7 6 と、を備える。

【 0 2 0 6 】

周波数デルタシグマ変調回路 3 0 0、タイミング制御回路 3 5 0、第 1 ローパスフィルター 3 1 0、ラッチ回路 3 2 0 及び第 2 ローパスフィルター 3 3 0 の動作は、図 2 2 と同じであるので、その説明を省略する。

【 0 2 0 7 】

遅延素子 3 7 4 は、基準信号 C L K に同期して、第 2 ローパスフィルター 3 3 0 の出力信号であるカウント値 C T 4 を a 倍して遅延させたカウント値を出力する。遅延素子 3 7 4 のタップ数は n a である。a は正の実数である。例えば、遅延素子 3 7 4 は、乗算器と、n a 個のレジスターがシリアルに接続されたシフトレジスターとによって実現される。遅延素子 3 7 4 から出力されるカウント値は、第 2 のフィルターの出力信号に基づく第 1 の群遅延量を有する第 1 の信号である。

【 0 2 0 8 】

遅延素子 3 7 5 は、基準信号 C L K に同期して、第 2 ローパスフィルター 3 3 0 の出力信号であるカウント値 C T 4 を b 倍して遅延させたカウント値を出力する。b は正の実数

10

20

30

40

50

である。遅延素子 375 のタップ数は  $n_b$  である。例えば、遅延素子 375 は、乗算器と、 $n_b$  個のレジスタがシリアルに接続されたシフトレジスタとによって実現される。遅延素子 375 から出力されるカウント値は、第 2 のフィルターの出力信号に基づく第 1 の群遅延量とは異なる第 2 の群遅延量を有する第 1 の信号である。

#### 【0209】

加算器 376 は、第 1 の信号である遅延素子 374 から出力されるカウント値と第 2 の信号である遅延素子 375 から出力されるカウント値とを加算したカウント値を出力する。加算器 373 から出力されるカウント値  $CT_4$  は、第 1 の信号と第 2 の信号とに基づく第 3 の信号である。この加算器 373 から出力されるカウント値が、カウント値  $CNT$  としてマイクロコントロールユニット 210 に出力される。

10

#### 【0210】

ここで、第 1 の信号である遅延素子 374 から出力されるカウント値に含まれる第 1 の振動整流誤差と、第 2 の信号である遅延素子 375 から出力されるカウント値に含まれる第 2 の振動整流誤差とは極性が異なるように、第 1 の群遅延量と第 2 の群遅延量とが適切な値に設定される。そのため、加算器 376 における第 1 の信号と第 2 の信号との加算により、第 1 の振動整流誤差と第 2 の振動整流誤差とが互いに打ち消しあい、第 3 の信号であるカウント値  $CNT$  に含まれる振動整流誤差が低減される。すなわち、図 35 の構成の周波数比測定回路 202 によって、振動整流誤差の補正分解能が向上する。

#### 【0211】

図 35 では、周波数比測定回路 202 において、第 1 ローパスフィルター 310 は、タイミング制御回路 350 の直後に設けられているが、第 1 ローパスフィルター 310 及びタイミング制御回路 350 は、周波数デルタシグマ変調回路 300 の出力から第 2 ローパスフィルター 330 の入力までの信号経路上に設けられていればよい。

20

#### 【0212】

例えば、図 36 に示すように、周波数比測定回路 202 において、第 1 ローパスフィルター 310 の直後にタイミング制御回路 350 が設けられていてもよい。図 36 の例において、周波数デルタシグマ変調回路 300、第 1 ローパスフィルター 310、タイミング制御回路 350、ラッチ回路 320 及び第 2 ローパスフィルター 330 の動作は、図 27 と同じであるので、その説明を省略する。また、遅延素子 374、遅延素子 375 及び加算器 376 の動作は、図 35 と同じであるので、その説明を省略する。

30

#### 【0213】

なお、図 35 及び図 36 において、周波数デルタシグマ変調回路 300 は、「第 1 の周波数デルタシグマ変調回路」の一例であり、タイミング制御回路 350 は「第 1 のタイミング制御回路」の一例である。また、タイミング信号  $TM$  は「第 1 のタイミング信号」の一例である。また、第 1 ローパスフィルター 310 は「第 1 のフィルター」の一例であり、第 2 ローパスフィルター 330 は「第 2 のフィルター」の一例である。

#### 【0214】

例えば、センサーモジュール 1 の製造工程において、検査装置が、インターフェース回路 230 を介して、カウント値  $OADDR$  の初期値を順次変更しながら測定値の振動整流誤差を取得し、カウント値  $OADDR$  の初期値と振動整流誤差との関係を求める。そして、検査装置は、カウント値  $OADDR$  の初期値と振動整流誤差との関係に基づいて、測定値の振動整流誤差が低減されるカウント値  $OADDR$  の初期値を算出する。さらに、カウント値  $OADDR$  の初期値を算出した値に設定した状態で、検査装置が、インターフェース回路 230 を介して、カウント値  $OADDR$  の初期値を算出した値に設定し、タップ数  $n_a$ 、 $n_b$  を同じ値に保って順次変更しながら測定値の振動整流誤差を取得し、タップ数と振動整流誤差との関係を求める。そして、検査装置は、タップ数と振動整流誤差との関係に基づいて、測定値の振動整流誤差が低減されるタップ数  $n_a$ 、 $n_b$  及び実数  $a$ 、 $b$  を算出する。検査装置は、算出したカウント値  $OADDR$  の初期値、タップ数  $n_a$ 、 $n_b$  及び実数  $a$ 、 $b$  を、インターフェース回路 230 を介して記憶部 220 の不揮発性メモリーに書き込む。このように、カウント値  $OADDR$  の初期値、タップ数  $n_a$ 、 $n_b$  及び実数

40

50

a, bは、センサーモジュール1が測定を開始する前に、振動整流誤差補正装置2の記憶部220に記憶される。記憶部220に記憶されているカウント値O A D D Rの初期値は、マイクロコントロールユニット210によって読み出され、タイミング制御回路350のカウンター355に設定される。また、記憶部220に記憶されているタップ数n a, n b及び実数a, bは、マイクロコントロールユニット210によって読み出され、遅延素子374, 375に設定される。

【0215】

図37は、図35の構成の周波数比測定回路202を備える振動整流誤差補正装置2による振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図である。

【0216】

図37に示すように、まず、工程S210において、振動整流誤差補正装置2は、被測定信号S I Nを用いて、基準信号C L Kを周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する。

【0217】

次に、工程S220において、振動整流誤差補正装置2は、基準信号C L Kのパルス数のカウント値C T 0に基づいて、被測定信号S I Nを遅延させたタイミング信号T Mを生成し、タイミング信号T Mに同期して、工程S210で生成した周波数デルタシグマ変調信号であるカウント値C T 1に基づく信号であるカウント値C T 1'を出力するタイミングを制御する。

【0218】

次に、工程S230において、振動整流誤差補正装置2は、タイミング信号T Mに同期して、工程S220で出力するタイミングが制御された信号に基づく信号であるカウント値C T 1'に対して第1のフィルター処理を行う。

【0219】

次に、工程S240において、振動整流誤差補正装置2は、基準信号C L Kに同期して、工程S230の第1のフィルター処理によって得られた信号であるカウント値C T 2に基づく信号であるカウント値C T 3に対して第2のフィルター処理を行う。

【0220】

次に、工程S250において、振動整流誤差補正装置2は、工程S240の第2のフィルター処理によって得られた信号であるカウント値C T 4に基づく第1の群遅延量を有する第1の信号と、工程S240の第2のフィルター処理によって得られた信号であるカウント値C T 4に基づく第1の群遅延量とは異なる第2の群遅延量を有する第2の信号と、に基づく第3の信号であるカウント値C N Tを生成する。

【0221】

工程S260において、測定を終了するまで、振動整流誤差補正装置2は、工程S210, S220, S230, S240, S250を繰り返し行う。

【0222】

図38は、図36の構成の周波数比測定回路202を備える振動整流誤差補正装置2による振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図である。

【0223】

図38に示すように、まず、工程S211において、振動整流誤差補正装置2は、被測定信号S I Nを用いて、基準信号C L Kを周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する。

【0224】

次に、工程S221において、振動整流誤差補正装置2は、被測定信号S I Nに同期して、工程S211で生成した周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号であるカウント値C T 1に対して第1のフィルター処理を行う。

【0225】

次に、工程S231において、振動整流誤差補正装置2は、基準信号C L Kのパルス数のカウント値C T 0に基づいて、被測定信号S I Nを遅延させたタイミング信号T Mを生

10

20

30

40

50

成し、タイミング信号 T M に同期して、工程 S 2 2 1 の第 1 のフィルター処理によって得られた信号であるカウント値 C T 2 に基づく信号であるカウント値 C T 2 ' を出力するタイミングを制御する。

【 0 2 2 6 】

次に、工程 S 2 4 1 において、振動整流誤差補正装置 2 は、基準信号 C L K に同期して、工程 S 2 3 1 でタイミング信号 T M に同期して出力するタイミングが制御された信号であるカウント値 C T 2 ' に基づく信号であるカウント値 C T 3 に対して第 2 のフィルター処理を行う。

【 0 2 2 7 】

次に、工程 S 2 5 1 において、振動整流誤差補正装置 2 は、工程 S 2 4 1 の第 2 のフィルター処理によって得られた信号であるカウント値 C T 4 に基づく第 1 の群遅延量を有する第 1 の信号と、工程 S 2 4 1 の第 2 のフィルター処理によって得られた信号であるカウント値 C T 4 に基づく第 1 の群遅延量とは異なる第 2 の群遅延量を有する第 2 の信号と、に基づき第 3 の信号であるカウント値 C N T を生成する。

10

【 0 2 2 8 】

工程 S 2 6 1 において、測定を終了するまで、振動整流誤差補正装置 2 は、工程 S 2 1 1 , S 2 2 1 , S 2 3 1 , S 2 4 1 , S 2 5 1 を繰り返し行う。

【 0 2 2 9 】

以上に説明した第 3 実施形態のセンサーモジュール 1 によれば、第 1 実施形態のセンサーモジュール 1 と同様の効果を奏する。

20

【 0 2 3 0 】

また、第 3 実施形態のセンサーモジュール 1 では、振動整流誤差補正装置 2 において、周波数デルタシグマ変調信号と第 1 の信号及び第 2 の信号との関係に非線形性が生じる。そして、第 1 の信号が有する第 1 の群遅延量と第 2 の信号が有する第 2 の群遅延量とが異なることにより、周波数デルタシグマ変調信号と第 1 の信号との関係の非線形性と、周波数デルタシグマ変調信号と第 2 の信号との関係の非線形性とは程度が異なる。したがって、第 3 実施形態のセンサーモジュール 1 によれば、振動整流誤差補正装置 2 において、第 1 の信号に含まれる第 1 の振動整流誤差と第 2 の信号に含まれる第 2 の振動整流誤差との極性が異なるように、第 1 の群遅延量と第 2 の群遅延量とが適切な値に設定された第 1 の信号と第 2 の信号とを用いることにより、振動整流誤差の補正分解能が向上するため、第 3 の信号であるカウント値 C N T に含まれる振動整流誤差を効果的に低減することができる。その結果、測定値の振動整流誤差を効果的に低減することができるので、物理量の測定精度が向上する。

30

【 0 2 3 1 】

4 . 第 4 実施形態

以下、第 4 実施形態のセンサーモジュールについて、第 1 実施形態、第 2 実施形態又は第 3 実施形態と同様の構成要素には同じ符号を付し、第 1 実施形態、第 2 実施形態又は第 3 実施形態と重複する説明は省略または簡略し、主に第 1 実施形態、第 2 実施形態及び第 3 実施形態と異なる内容について説明する。

【 0 2 3 2 】

物理量センサー 2 0 0 の感度はカンチレバー共振周波数と強く相関するので、カンチレバー共振周波数を計測することで物理量センサー 2 0 0 の感度異常をチェックすることができる。例えば、カンチレバーに固定されている錘が何らかの理由で欠落するとカンチレバーの質量が減少するためカンチレバー共振周波数は高周波へシフトする。同時に物理量センサー 2 0 0 の感度が低下し、物理量センサー 2 0 0 の感度異常となって現れる。また、強い衝撃等でカンチレバーが損傷を受けた場合も物理量センサー 2 0 0 の感度異常となって現れ、カンチレバー共振周波数もシフトする。したがって、カンチレバー共振周波数を同定することは、物理量センサー 2 0 0 の感度が仕様内に入っているか否かを判定するための 1 つの手法となる。一般に共振周波数の同定には F F T を用いることができるが、カンチレバー共振周波数は測定対象の信号帯域よりも高い周波数であり、共振周波数成分

40

50

は第1ローパスフィルター310及び第2ローパスフィルター330によって減衰するため、共振周波数を高精度に同定するには何らかの工夫が必要となる。図21を用いて説明したように、タイミング制御回路350からカウント値が出力されるタイミングの変化に対して振動整流誤差は一定周期で変化する。この周期はカンチレバー共振周波数と物理量検出素子40の周波数によって決まり、カンチレバー共振周波数もしくは物理量検出素子40の周波数が変化すると、振動整流誤差の変動周期も変化する。したがって、タイミング制御回路350からのカウント値の出力タイミングの変化に対する振動整流誤差の変化の周期を計測することで、物理量センサー200の感度が仕様内に入っているかどうかの判定指標を得ることができる。

**【0233】**

第4実施形態のセンサーモジュール1の構造及び機能的構成は、第1実施形態、第2実施形態又は第3実施形態と同様であるため、その図示及び説明を省略する。

**【0234】**

第4実施形態のセンサーモジュール1では、振動整流誤差補正装置2は、前述した被測定信号SINと基準信号CLKとの周波数比を測定する通常動作モードと、物理量センサー200の感度チェックを行う検査モードと、を有する。マイクロコントロールユニット210が、インターフェース回路230を介して、処理装置3から所定のコマンドを受け取ることによって、振動整流誤差補正装置2が通常動作モード又は検査モードに設定される。例えば、センサーモジュール1の製造工程において、検査装置が振動整流誤差補正装置2を検査モードに設定し、振動整流誤差補正装置2が物理量センサー200の感度チェックを行ってもよい。検査装置は、感度チェックの結果に基づいてセンサーモジュール1の良品選別を行ってもよい。あるいは、センサーモジュール1の設置後、稼働前に、処理装置3が、振動整流誤差補正装置2を検査モードに設定し、振動整流誤差補正装置2が物理量センサー200の感度チェックを行う。処理装置3は、感度チェックの結果に基づいて物理量センサー200の感度に異常がなければ振動整流誤差補正装置2を通常動作モードに設定してセンサーモジュール1を稼働させる。通常動作モードでは、第1実施形態、第2実施形態又は第3実施形態と同様、振動整流誤差が補正された測定値が得られる。また、処理装置3は、定期的に振動整流誤差補正装置2を検査モードに設定し、振動整流誤差補正装置2が感度チェックを行ってもよい。なお、通常動作モードは「第1の動作モード」の一例であり、検査モードは「第2の動作モード」の一例である。

**【0235】**

検査モードでは、安定した振動環境下で物理量センサー200を動作させ、マイクロコントロールユニット210が、制御回路として機能し、タイミング制御回路350からのカウント値の出力タイミングを変化させながら、物理量センサー200の出力信号に基づいて、振動整流誤差の出力タイミング依存性を取得する。そのために、まず、マイクロコントロールユニット210は、第2ローパスフィルター330のカットオフ周波数を通常動作モードよりも低くする。具体的には、マイクロコントロールユニット210は、第2ローパスフィルター330の出力値に含まれる振動整流誤差が強調されるように、第2ローパスフィルター330のカットオフ周波数を例えば数Hzに設定する。例えば、マイクロコントロールユニット210は、第2ローパスフィルター330のタップ数を通常動作モードよりも増やすことによって、カットオフ周波数を低くしてもよい。

**【0236】**

さらに、マイクロコントロールユニット210は、図23又は図28に示した構成のタイミング制御回路350に対してカウント値OADDRの初期値を順次変更しながら測定値の振動整流誤差を取得し、カウント値OADDRの初期値と振動整流誤差とを対応づけて記憶部220に記憶させる。

**【0237】**

処理装置3は、インターフェース回路230を介して記憶部220からカウント値OADDRの初期値と振動整流誤差との対応情報を読み出し、図17に示したようなタップ数と振動整流誤差との関係をプロットしたグラフと同様の、カウント値OADDRの初期値

10

20

30

40

50

と振動整流誤差との関係をプロットしたグラフから振動整流誤差が変化する周期を算出する。この周期はカンチレバー共振周波数と物理量検出素子40の周波数によって決まるので、処理装置3は、カンチレバー共振周波数を逆算することができる。処理装置3は、算出したカンチレバー共振周波数に基づいて、物理量センサー200の感度が仕様内に入っているか否かを判定することができる。

【0238】

あるいは、マイクロコントロールユニット210が、記憶部220からカウント値OADDRの初期値と振動整流誤差との対応情報を読み出し、カウント値OADDRの初期値と振動整流誤差との関係をプロットしたグラフに基づいてカンチレバー共振周波数を算出し、物理量センサー200の感度が仕様内に入っているか否かを判定してもよい。

10

【0239】

図39は、第4実施形態の振動整流誤差補正装置2による振動整流誤差補正方法の手順の一例を示すフローチャート図である。

【0240】

図39に示すように、まず、工程S310において通常動作モードに設定されている場合、工程S320において、振動整流誤差補正装置2は、被測定信号SINと基準信号CLKとの周波数比を測定する。具体的には、図22の構成の周波数比測定回路202を備える振動整流誤差補正装置2は、図29の工程S10、S20、S30、S40を行う。また、図27の構成の周波数比測定回路202を備える振動整流誤差補正装置2は、図30の工程S11、S21、S31、S41を行う。また、図31の構成の周波数比測定回路202を備える振動整流誤差補正装置2は、図33の工程S110、S120、S130、S140、S150、S160、S170を行う。また、図32の構成の周波数比測定回路202を備える振動整流誤差補正装置2は、図34の工程S111、S121、S131、S141、S151、S161を行う。また、図35の構成の周波数比測定回路202を備える振動整流誤差補正装置2は、図37の工程S210、S220、S230、S240、S250を行う。また、図36の構成の周波数比測定回路202を備える振動整流誤差補正装置2は、図38の工程S211、S221、S231、S241、S251を行う。

20

【0241】

工程S330において、測定を終了するまで、振動整流誤差補正装置2は、工程S320を繰り返し行う。

30

【0242】

工程S310において通常動作モードに設定されておらず、工程S340において検査モードに設定されている場合、工程S350において、振動整流誤差補正装置2は、第2ローパスフィルター330のカットオフ周波数を通常動作モードよりも低くする。

【0243】

次に、工程S360において、振動整流誤差補正装置2は、カウント値OADDRの初期値を所定値に設定する。

【0244】

次に、工程S370において、振動整流誤差補正装置2は、周波数比測定回路202の出力値であるカウント値CNTを取得する。

40

【0245】

次に、工程S380において、振動整流誤差補正装置2は、感度判定に必要な周波数比測定回路202の出力値をすべて取得したか否かを判定する。

【0246】

必要な出力値の取得が完了していない場合は、工程S390において、振動整流誤差補正装置2は、カウント値OADDRの初期値を変更する。

【0247】

そして、必要な出力値の取得が完了すると、工程S400において、処理装置3又は振動整流誤差補正装置2は、工程S370において取得した周波数比測定回路202の出力

50

値を用いて、振動整流誤差の変化の周期を算出する。

【0248】

次に、工程S410において、処理装置3又は振動整流誤差補正装置2は、振動整流誤差の変化の周期からカンチレバー共振周波数を算出する。

【0249】

次に、工程S420において、処理装置3又は振動整流誤差補正装置2は、カンチレバー共振周波数に基づいて、物理量センサー200の感度が仕様内に入っているか否かを判定する。

【0250】

そして、工程S430において、振動整流誤差補正装置2の検査モードを終了し、工程S310以降が繰り返される。

10

【0251】

以上に説明した第4実施形態のセンサーモジュール1によれば、第1実施形態、第2実施形態又は第3実施形態のセンサーモジュール1と同様、振動整流誤差補正装置2において、通常動作モードでは振動整流誤差が低減された測定値が得られる。

【0252】

一方、検査モードでは、第2ローパスフィルター330のカットオフ周波数を通常動作モードよりも低くすることにより、第2ローパスフィルター330から出力される信号に含まれる振動整流誤差が強調される。したがって、第3実施形態のセンサーモジュール1によれば、振動整流誤差補正装置2が、検査モードにおいて、タイミング信号TMの遅延量と振動整流誤差との関係を示す情報又は第1タイミング信号TM-1の遅延量及び第2タイミング信号TM-2の遅延量と振動整流誤差との関係を示す情報が得られる。振動整流誤差補正装置2、検査装置あるいは処理装置3は、この情報を用いることにより、物理量センサー200のカンチレバー共振周波数を算出し、カンチレバー共振周波数に基づいて、物理量センサー200の感度が仕様内に入っているか否かを判定することができる。

20

【0253】

#### 5. 変形例

本発明は本実施形態に限定されず、本発明の要旨の範囲内で種々の変形実施が可能である。

【0254】

例えば、上記の各実施形態では、センサーモジュール1は、物理量センサー200を3つ有しているが、センサーモジュール1が有する物理量センサー200の数は、1つ、2つ又は4つ以上であってもよい。

30

【0255】

また、上記の各実施形態では、物理量センサー200として加速度センサーを備えたセンサーモジュール1を例に挙げたが、センサーモジュール1は、物理量センサー200として、角速度センサー、圧力センサー、光学センサー等のセンサーを備えていてもよい。また、センサーモジュール1は、加速度センサー、角速度センサー、圧力センサー、光学センサー等の各種の物理量センサーのうちの2種類以上の物理量センサーを備えていてもよい。

40

【0256】

また、上記の各実施形態では、物理量センサー200が有する物理量検出素子40として水晶を用いて構成された素子を例に挙げたが、物理量検出素子40は、水晶以外の圧電素子を用いて構成されていてもよいし、静電容量型のMEMS素子であってもよい。MEMSは、Micro Electro Mechanical Systemsの略である。

【0257】

また、上記の各実施形態では、第1のフィルターとして第1ローパスフィルター310を例に挙げ、第2のフィルターとして第2ローパスフィルター330を例に挙げ、第3のフィルターとして第3ローパスフィルター360を例に挙げたが、第1のフィルター、第2のフィルター及び第3のフィルターは、ハイパスフィルター、バンドパスフィルター又

50

は平滑化フィルターであってもよい。同様に、第1のフィルター処理、第2のフィルター処理及び第3のフィルター処理は、ローパスフィルター処理以外にも、ハイパスフィルター処理、バンドパスフィルター処理又は平滑化フィルター処理であってもよい。

【0258】

本発明は本実施形態に限定されず、本発明の要旨の範囲内で種々の変形実施が可能である。

【0259】

上述した実施形態および変形例は一例であって、これらに限定されるわけではない。例えば、各実施形態および各変形例を適宜組み合わせることも可能である。

【0260】

本発明は、実施の形態で説明した構成と実質的に同一の構成、例えば、機能、方法及び結果が同一の構成、あるいは目的及び効果が同一の構成を含む。また、本発明は、実施の形態で説明した構成の本質的でない部分を置き換えた構成を含む。また、本発明は、実施の形態で説明した構成と同一の作用効果を奏する構成又は同一の目的を達成することができる構成を含む。また、本発明は、実施の形態で説明した構成に公知技術を付加した構成を含む。

【0261】

上述した実施形態および変形例から以下の内容が導き出される。

【0262】

振動整流誤差補正装置の一態様は、

基準信号を出力する基準信号発生回路と、

第1の被測定信号を用いて、前記基準信号を周波数デルタシグマ変調し、第1の周波数デルタシグマ変調信号を生成する第1の周波数デルタシグマ変調回路と、

第1のフィルターと、

前記基準信号に同期して動作する第2のフィルターと、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記第1の被測定信号を遅延させた第1のタイミング信号を生成し、前記第1のタイミング信号に同期して、入力された信号を出力するタイミングを制御する第1のタイミング制御回路と、を備え、

前記第1のフィルター及び前記第1のタイミング制御回路は、前記第1の周波数デルタシグマ変調回路の出力から前記第2のフィルターの入力までの信号経路上に設けられている。

【0263】

この振動整流誤差補正装置では、周波数デルタシグマ変調回路が第1の被測定信号を用いて基準信号を周波数デルタシグマ変調し、第2のフィルターが第1の被測定信号とは異なる基準信号に同期して動作するので、周波数デルタシグマ変調信号と第2のフィルターの出力信号との関係に非線形性が生じる。そして、この非線形性によって生じる振動整流誤差は、第1のタイミング信号の遅延量に応じて変化する。そのため、第1のタイミング信号の遅延量を適切な値に設定することにより、この非線形性によって生じる振動整流誤差と第1の被測定信号の非対称性によって生じる振動整流誤差とが打ち消しあい、第2のフィルターの出力信号に含まれる振動整流誤差が低減される。また、振動整流誤差が補正されるように、周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号の遅延量を制御するのではなく、周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号を出力するタイミングを制御するので、第1の被測定信号が第2のフィルターの出力まで伝搬する信号経路の群遅延量は一定である。したがって、この振動整流誤差補正装置によれば、群遅延量を固定したまま振動整流誤差を補正することができる。

【0264】

前記振動整流誤差補正装置の一態様は、

前記第1のタイミング信号の遅延量を制御するための情報を記憶する記憶部を備えてもよい。

【0265】

10

20

30

40

50

この振動整流誤差補正装置によれば、第1のタイミング信号の遅延量の情報を外部装置から受け取ることなく、振動整流誤差を補正することができる。

【0266】

前記振動整流誤差補正装置の一態様において、

前記第1のタイミング制御回路には、前記第1の周波数デルタシグマ変調信号が入力され、

前記第1のフィルターは、前記第1のタイミング制御回路の出力信号が入力され、前記第1のタイミング信号に同期して動作してもよい。

【0267】

前記振動整流誤差補正装置の一態様は、

前記第1の周波数デルタシグマ変調信号が入力され、前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記第1の被測定信号を遅延させた第2のタイミング信号を生成し、前記第2のタイミング信号に同期して、入力された信号を出力するタイミングを制御する第2のタイミング制御回路と、

前記第2のタイミング制御回路の出力信号が入力され、前記第1のタイミング信号に同期して動作する第3のフィルターと、を備え、

前記第2のフィルターは、前記第1のフィルターの出力信号に基づく第1の信号と、前記第3のフィルターの出力信号に基づく第2の信号と、に基づく第3の信号が入力されて第4の信号を出力し、

仮に前記第1の信号が前記第2のフィルターに入力された場合に前記第2のフィルターから出力される第5の信号に含まれる第1の振動整流誤差と、仮に前記第2の信号が前記第2のフィルターに入力された場合に前記第2のフィルターから出力される第6の信号に含まれる第2の振動整流誤差とは極性が異なってもよい。

【0268】

この振動整流誤差補正装置では、周波数デルタシグマ変調信号と第5の信号及び第6の信号との関係に非線形性が生じる。そして、第1のタイミング信号の遅延量と第2のタイミング信号の遅延量とを異ならせることにより、周波数デルタシグマ変調信号と第5の信号との関係の非線形性と、周波数デルタシグマ変調信号と第6の信号との関係の非線形性とは程度が異なる。したがって、この振動整流誤差補正装置によれば、第5の信号に含まれる第1の振動整流誤差と第6の信号に含まれる第2の振動整流誤差との極性が異なるように、第1のタイミング信号の遅延量と第2のタイミング信号の遅延量とが適切な値に設定された第1の信号と第2の信号とを用いることにより、振動整流誤差の補正分解能が向上するため、第4の信号に含まれる振動整流誤差を効果的に低減することができる。

【0269】

前記振動整流誤差補正装置の一態様において、

前記第1のフィルターは、前記第1の周波数デルタシグマ変調信号が入力され、前記第1の被測定信号に同期して動作し、

前記第1のタイミング制御回路には、前記第1のフィルターの出力信号が入力されてもよい。

【0270】

前記振動整流誤差補正装置の一態様は、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて前記第1の被測定信号を遅延させた第2のタイミング信号を生成し、前記第2のタイミング信号に同期して、入力された信号を出力するタイミングを制御する第2のタイミング制御回路と、を備え、

前記第2のタイミング制御回路には、前記第1のフィルターの出力信号が入力され、

前記第2のフィルターは、前記第1のタイミング制御回路の出力信号に基づく第1の信号と、前記第2のタイミング制御回路の出力信号に基づく第2の信号と、に基づく第3の信号が入力されて第4の信号を出力し、

仮に前記第1の信号が前記第2のフィルターに入力された場合に前記第2のフィルターから出力される第5の信号に含まれる第1の振動整流誤差と、仮に前記第2の信号が前記

10

20

30

40

50

第2のフィルターに入力された場合に前記第2のフィルターから出力される第6の信号に含まれる第2の振動整流誤差とは極性が異なってもよい。

【0271】

この振動整流誤差補正装置では、周波数デルタシグマ変調信号と第5の信号及び第6の信号との関係に非線形性が生じる。そして、第1のタイミング信号の遅延量と第2のタイミング信号の遅延量とを異ならせることにより、周波数デルタシグマ変調信号と第5の信号との関係の非線形性と、周波数デルタシグマ変調信号と第6の信号との関係の非線形性とは程度が異なる。したがって、この振動整流誤差補正装置によれば、第5の信号に含まれる第1の振動整流誤差と第6の信号に含まれる第2の振動整流誤差との極性が異なるように、第1のタイミング信号の遅延量と第2のタイミング信号の遅延量とが適切な値に設定された第1の信号と第2の信号とを用いることにより、振動整流誤差の補正分解能が向上するため、第4の信号に含まれる振動整流誤差を効果的に低減することができる。

10

【0272】

前記振動整流誤差補正装置の一態様において、

前記第2のフィルターの出力信号に基づく第1の群遅延量を有する第1の信号と、前記第2のフィルターに基づく前記第1の群遅延量とは異なる第2の群遅延量を有する第2の信号と、に基づく第3の信号を生成し、

前記第1の信号に含まれる第1の振動整流誤差と前記第2の信号に含まれる第2の振動整流誤差とは極性が異なってもよい。

【0273】

この振動整流誤差補正装置では、周波数デルタシグマ変調信号と第2のフィルターの出力信号に基づく第1の信号及び第2のフィルターの出力信号に基づく第2の信号との関係に非線形性が生じる。そして、第1の信号が有する第1の群遅延量と第2の信号が有する第2の群遅延量とが異なることにより、周波数デルタシグマ変調信号と第1の信号との関係の非線形性と、周波数デルタシグマ変調信号と第2の信号との関係の非線形性とは程度が異なる。したがって、この振動整流誤差補正装置によれば、第1の信号に含まれる第1の振動整流誤差と第2の信号に含まれる第2の振動整流誤差との極性が異なるように、第1の群遅延量と第2の群遅延量とが適切な値に設定された第1の信号と第2の信号とを用いることにより、振動整流誤差の補正分解能が向上するため、第3の信号に含まれる振動整流誤差を効果的に低減することができる。

20

30

【0274】

前記振動整流誤差補正装置の一態様は、

前記第1の被測定信号と前記基準信号との周波数比を測定する第1の動作モードと、前記第2のフィルターのカットオフ周波数が前記第1の動作モードよりも低い第2の動作モードと、を有してもよい。

【0275】

この振動整流誤差補正装置では、第1の動作モードでは第2のフィルターの出力信号に含まれる振動整流誤差の低減効果が得られる。一方、第2の動作モードでは、第2のフィルターのカットオフ周波数が第1の動作モードよりも低いので、第2のフィルターの出力信号に含まれる振動整流誤差が強調される。したがって、この振動整流誤差補正装置によれば、第2の動作モードにおいて、第1のタイミング信号の遅延量を変更しながら、第2のフィルターの出力信号を取得することにより、第1のタイミング信号の遅延量と振動整流誤差との関係を示す情報が得られる。振動整流誤差補正装置あるいは外部装置は、この情報を用いることにより、例えば、被測定信号を出力するセンサーの構造共振の周波数を算出し、当該構造共振の周波数に基づいて、センサーの感度が仕様内に入っているか否かを判定することができる。

40

【0276】

前記振動整流誤差補正装置の一態様は、

第2の被測定信号を用いて、前記基準信号を周波数デルタシグマ変調し、第2の周波数デルタシグマ変調信号を生成する第2の周波数デルタシグマ変調回路と、

50

前記第 2 の被測定信号に同期して動作する第 4 のフィルターと、

前記基準信号に同期して動作する第 5 のフィルターと、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記第 2 の被測定信号を遅延させた第 3 のタイミング信号を生成し、前記第 3 のタイミング信号に同期して、入力された信号を出力するタイミングを制御する第 3 のタイミング制御回路と、を備え、

前記第 4 のフィルター及び前記第 3 のタイミング制御回路は、前記第 2 の周波数デルタシグマ変調回路の出力から前記第 5 のフィルターの入力までの信号経路上に設けられていてもよい。

【 0 2 7 7 】

この振動整流誤差補正装置では、第 1 の被測定信号が第 2 のフィルターの出力まで伝搬する信号経路の群遅延量は一定であり、第 2 の被測定信号が第 5 のフィルターの出力まで伝搬する信号経路の群遅延量も一定である。そのため、第 1 の被測定信号が入力されてから、第 2 のフィルターから対応する信号が出力されるまでの時間と、第 2 の被測定信号が入力されてから、第 5 のフィルターから対応する信号が出力されるまでの時間とがほぼ同じである。したがって、この振動整流誤差補正装置によれば、第 1 の被測定信号に対する測定と第 2 の被測定信号に対する測定とのタイミングを合わせながら振動整流誤差を補正することができる。

10

【 0 2 7 8 】

センサーモジュールの一態様は、

前記振動整流誤差補正装置の一態様と、

物理量センサーと、を備え、

前記第 1 の被測定信号は、前記物理量センサーの出力信号に基づく信号である。

20

【 0 2 7 9 】

このセンサーモジュールによれば、振動整流誤差補正装置を備えることにより、群遅延量を固定したまま物理量センサーの出力信号に基づく測定値の振動整流誤差を補正することができるので、測定精度が向上する。

【 0 2 8 0 】

センサーモジュールの他の一態様は、

前記振動整流誤差補正装置の一態様と、

第 1 の物理量センサーと、

第 2 の物理量センサーと、を備え、

前記第 1 の被測定信号は、前記第 1 の物理量センサーの出力信号に基づく信号であり、

前記第 2 の被測定信号は、前記第 2 の物理量センサーの出力信号に基づく信号である。

30

【 0 2 8 1 】

このセンサーモジュールによれば、振動整流誤差補正装置を備えることにより、群遅延量を固定したまま第 1 の物理量センサーの出力信号に基づく測定値の振動整流誤差及び第 2 の物理量センサーの出力信号に基づく測定値の振動整流誤差を補正することができるので、測定精度や同期計測の精度が向上する。

【 0 2 8 2 】

振動整流誤差補正方法の一態様は、

被測定信号を用いて、基準信号を周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する工程と、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記被測定信号を遅延させたタイミング信号を生成し、前記タイミング信号に同期して、前記周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号を出力するタイミングを制御する工程と、

前記タイミング信号に同期して、前記タイミングが制御された前記信号に基づく信号に対して第 1 のフィルター処理を行う工程と、

前記基準信号に同期して、前記第 1 のフィルター処理によって得られた信号に基づく信号に対して第 2 のフィルター処理を行う工程と、を含む。

40

【 0 2 8 3 】

50

この振動整流誤差補正方法では、被測定信号を遅延させたタイミング信号に同期して第1のフィルター処理を行い、被測定信号とは異なる基準信号に同期して第2のフィルターを行うので、周波数デルタシグマ変調信号と第2のフィルターの出力信号との関係に非線形性が生じる。そして、この非線形性によって生じる振動整流誤差は、タイミング信号の遅延量に応じて変化する。そのため、タイミング信号の遅延量を適切な値に設定することにより、この非線形性によって生じる振動整流誤差と被測定信号の非対称性によって生じる振動整流誤差とが打ち消しあい、第2のフィルターの出力信号に含まれる振動整流誤差が低減される。また、振動整流誤差が補正されるように、周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号の遅延量を制御するのではなく、周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号を出力するタイミングを制御するので、被測定信号が第2のフィルターの出力まで伝搬する信号経路の群遅延量は一定である。したがって、この振動整流誤差補正方法によれば、群遅延量を固定したまま振動整流誤差を補正することができる。

10

## 【0284】

振動整流誤差補正方法の他の一態様は、

被測定信号を用いて、基準信号を周波数デルタシグマ変調し、周波数デルタシグマ変調信号を生成する工程と、

前記被測定信号に同期して、前記周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号に対して第1のフィルター処理を行う工程と、

前記基準信号のパルス数のカウント値に基づいて、前記被測定信号を遅延させたタイミング信号を生成し、前記タイミング信号に同期して、前記第1のフィルター処理によって得られた信号に基づく信号を出力するタイミングを制御する工程と、

20

前記基準信号に同期して、前記タイミングが制御された前記信号に基づく信号に対して第2のフィルター処理を行う工程と、を含む。

## 【0285】

この振動整流誤差補正方法では、被測定信号に同期して第1のフィルター処理を行い、被測定信号とは異なる基準信号に同期して第2のフィルターを行うので、周波数デルタシグマ変調信号と第2のフィルターの出力信号との関係に非線形性が生じる。そして、この非線形性によって生じる振動整流誤差は、タイミング信号の遅延量に応じて変化する。そのため、タイミング信号の遅延量を適切な値に設定することにより、この非線形性によって生じる振動整流誤差と被測定信号の非対称性によって生じる振動整流誤差とが打ち消しあい、第2のフィルターの出力信号に含まれる振動整流誤差が低減される。また、振動整流誤差が補正されるように、周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号の遅延量を制御するのではなく、周波数デルタシグマ変調信号に基づく信号を出力するタイミングを制御するので、被測定信号が第2のフィルターの出力まで伝搬する信号経路の群遅延量は一定である。したがって、この振動整流誤差補正方法によれば、群遅延量を固定したまま振動整流誤差を補正することができる。

30

## 【符号の説明】

## 【0286】

1 ... センサーモジュール、2 ... 振動整流誤差補正装置、3 ... 処理装置、5 ... 基板部、10 ... 基部、12 ... 継手部、13 ... 可動部、30a, 30b ... 支持部、34 ... パッケージ接合部、36a, 36b ... 接合部、38a, 38b ... 延出部、40 ... 物理量検出素子、50, 52, 54, 56 ... 錘、62 ... 接合部材、101 ... 容器、102 ... 蓋、103 ... ネジ穴、104 ... 固定突起、111 ... 側壁、112 ... 底壁、115 ... 回路基板、115f ... 第1面、115r ... 第2面、116 ... コネクタ、121 ... 開口部、122 ... 内面、123 ... 開口面、125 ... 第2の台座、127 ... 第1の台座、129 ... 突起、130 ... 固定部材、133, 134 ... 括れ部、141 ... シール部材、172 ... ネジ、174 ... 雌ネジ、176 ... 貫通孔、200, 200X, 200Y, 200Z ... 物理量センサー、201X, 201Y, 201Z ... 発振回路、202, 202X, 202Y, 202Z ... 周波数比測定回路、203 ... 基準信号発生回路、210 ... マイクロコントロールユニット、220 ... 記憶部、230 ... インターフェース回路、300 ... 周波数デルタシグマ変調回路、301 ... カウンタ

40

50

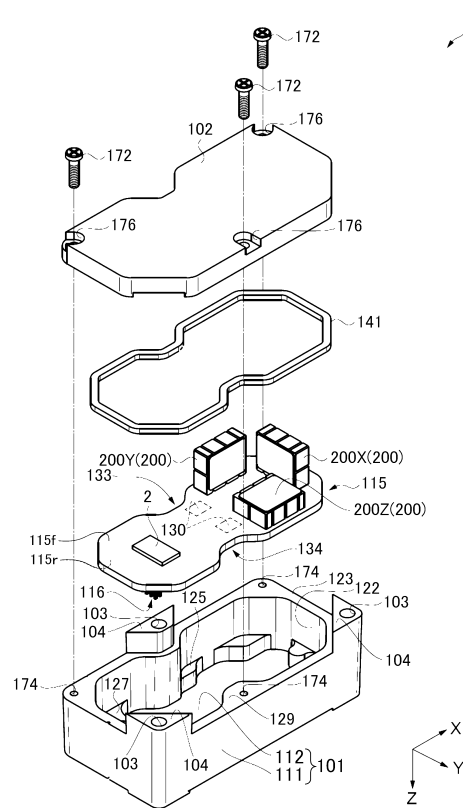
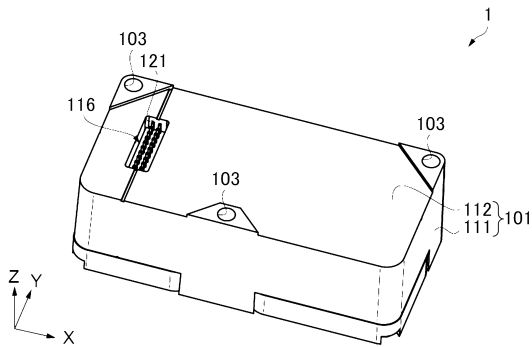
一、302...ラッチ回路、303...ラッチ回路、304...減算器、310...第1ローパス  
 フィルター、311...遅延素子、312...積分器、313...積分器、314...デシメータ  
 ー、315...遅延素子、316...微分器、317...遅延素子、318...微分器、320...  
 ラッチ回路、321...ラッチ回路、330...第2ローパスフィルター、331...積分器、  
 332...遅延素子、333...微分器、334...デシメーター、340...FIFOレジスタ  
 ー、350...タイミング制御回路、350-1...第1タイミング制御回路、350-2...  
 第2タイミング制御回路、351...ラッチ回路、352...カウンター、353...デュアル  
 ポートRAM、354...出力タイミング生成回路、355...カウンター、356...バッフ  
 ー回路、360...第3ローパスフィルター、371...乗算器、372...乗算器、373  
 ...加算器、374...遅延素子、375...遅延素子、376...加算器

10

【図面】

【図1】

【図2】



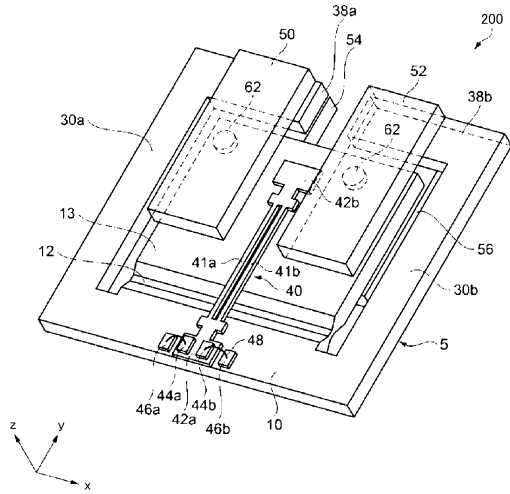
20

30

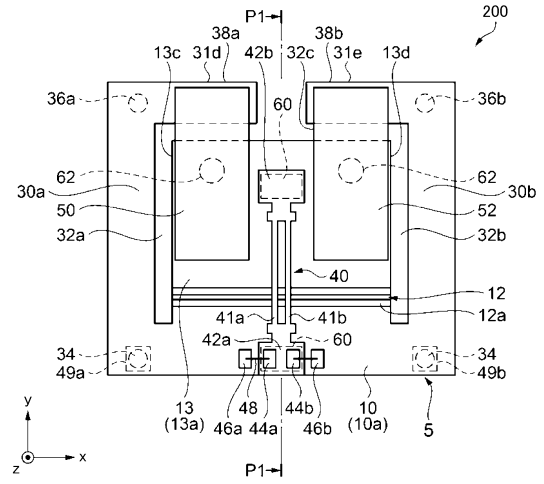
40

50

【図3】

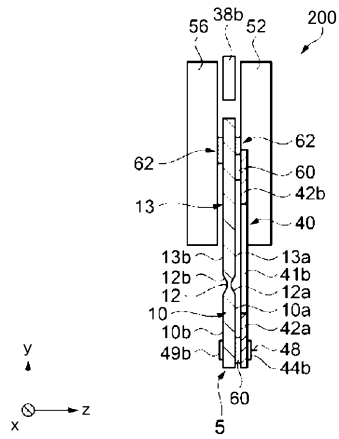


【図4】

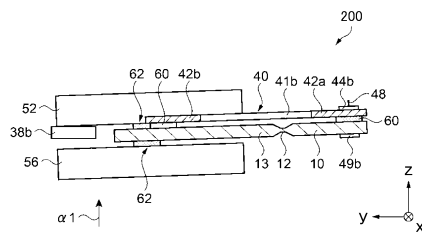


10

【図5】



【図6】



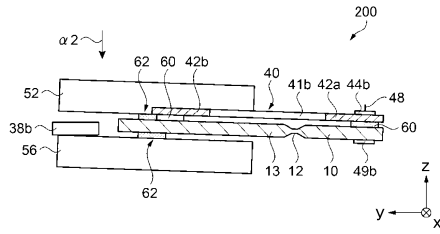
20

30

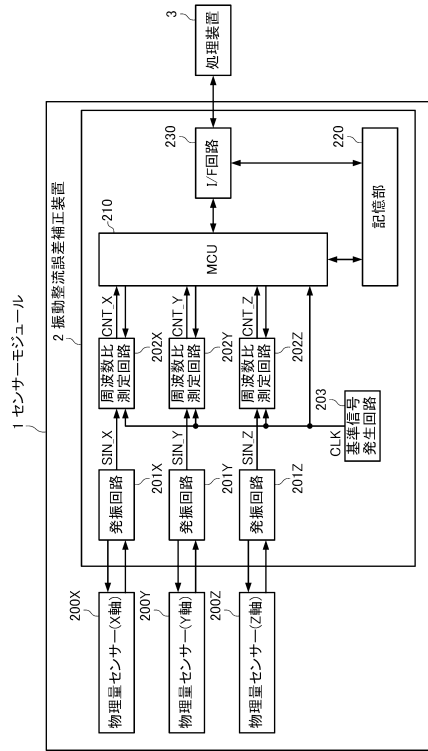
40

50

【図7】



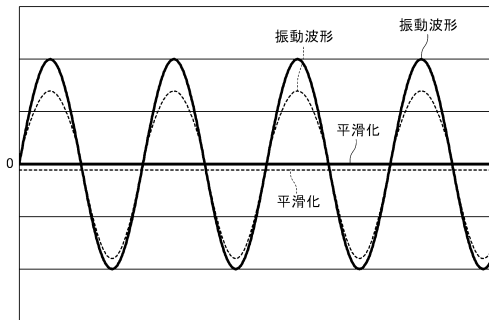
【図8】



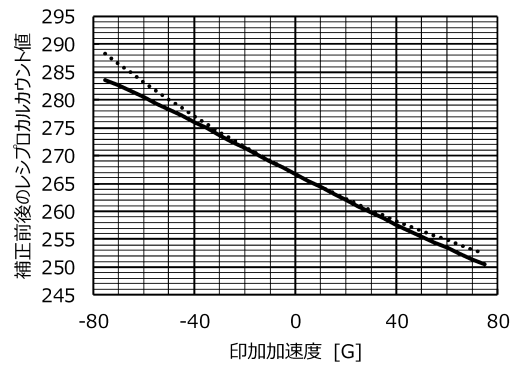
10

20

【図9】



【図10】

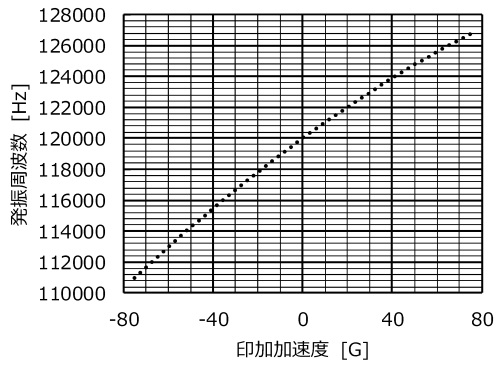


30

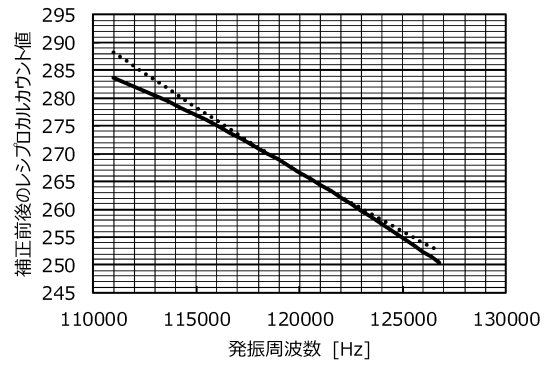
40

50

【図 1 1】

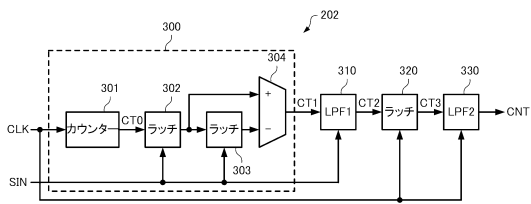


【図 1 2】

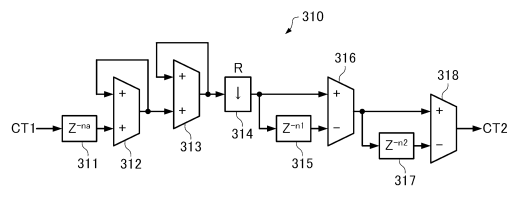


10

【図 1 3】



【図 1 4】



20

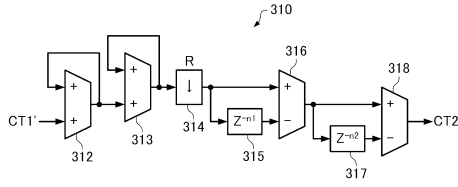
30

40

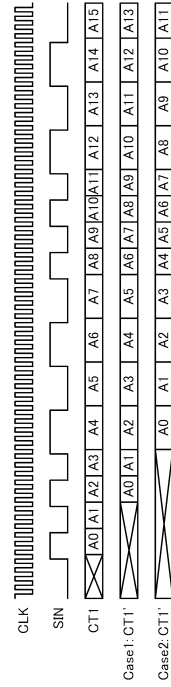
50



【 図 19 】



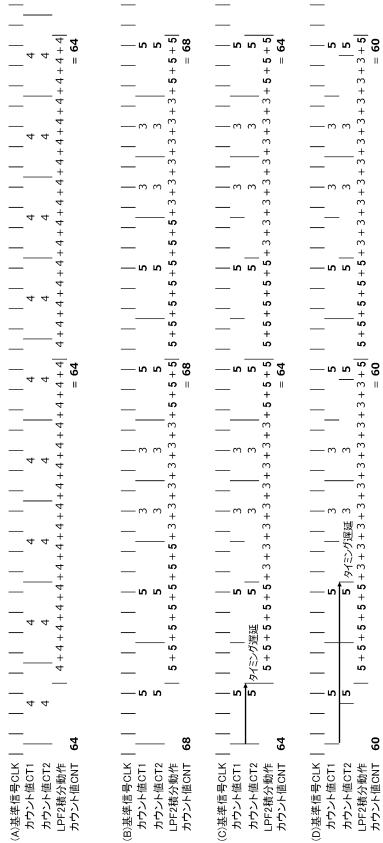
【 図 20 】



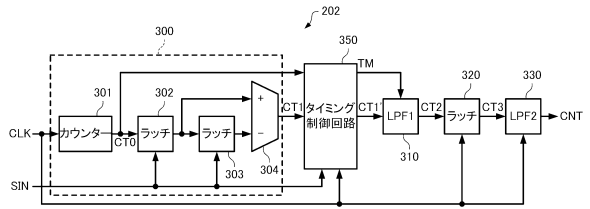
10

20

【 図 21 】



【 図 22 】

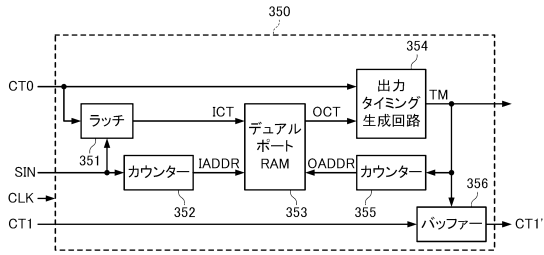


30

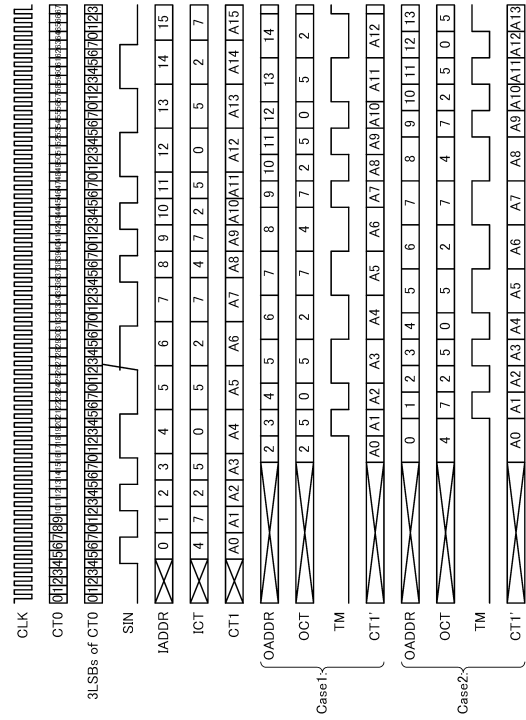
40

50

【 2 3 】



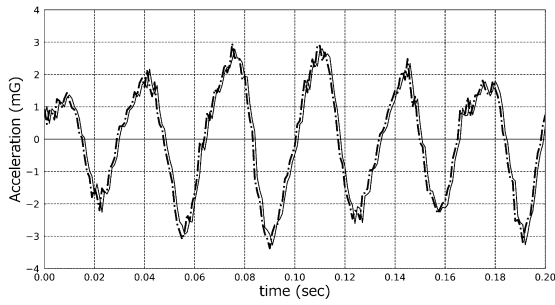
【 2 4 】



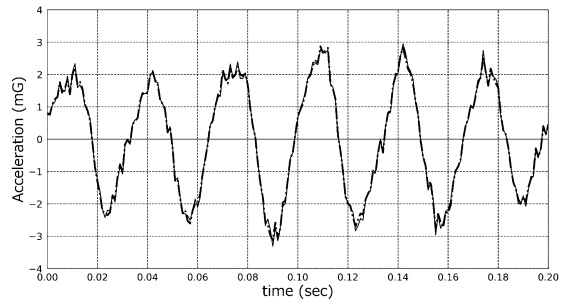
10

20

【 2 5 】



【 2 6 】

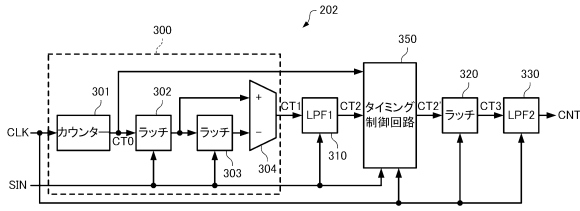


30

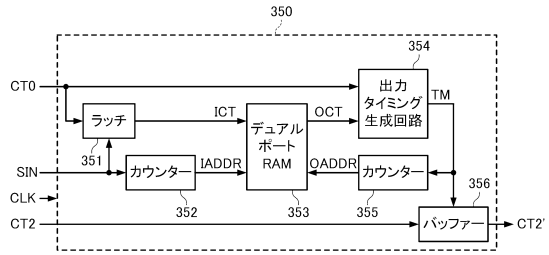
40

50

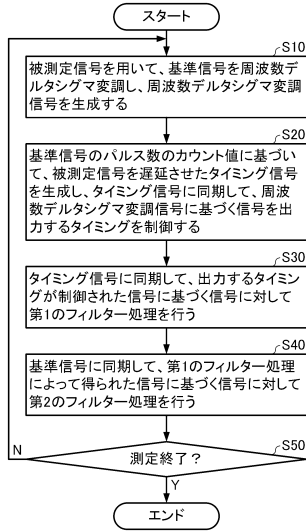
【図 27】



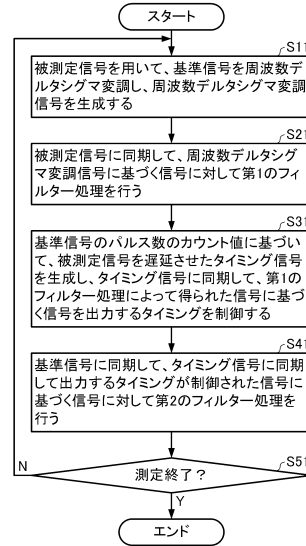
【図 28】



【図 29】



【図 30】



10

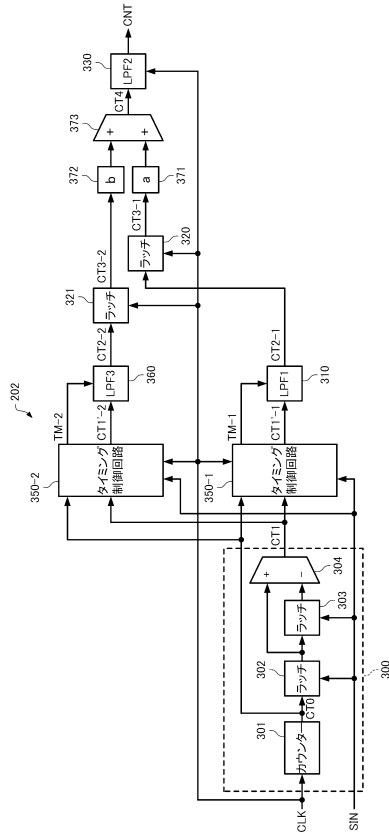
20

30

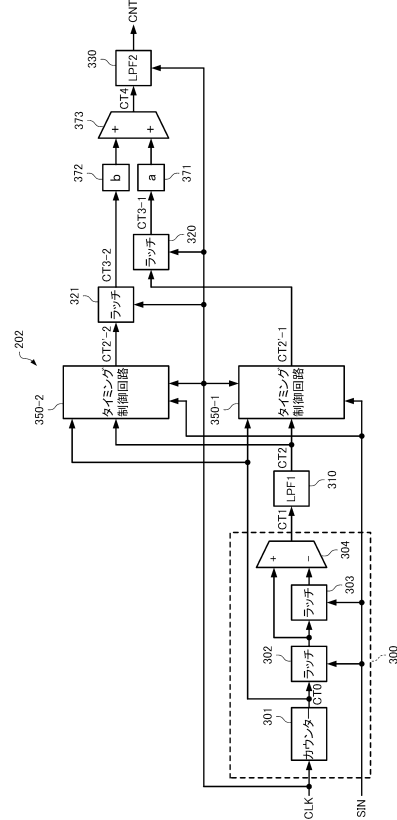
40

50

【図 3 1】



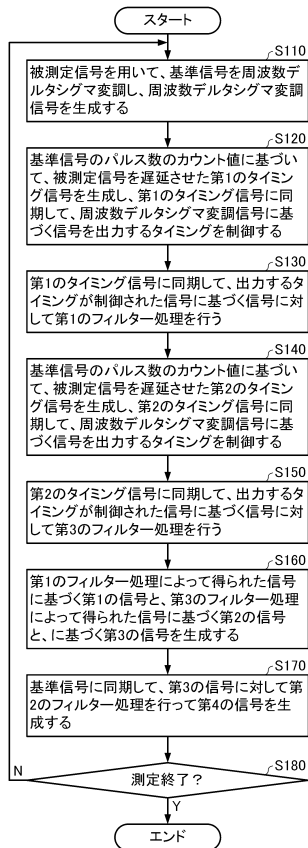
【図 3 2】



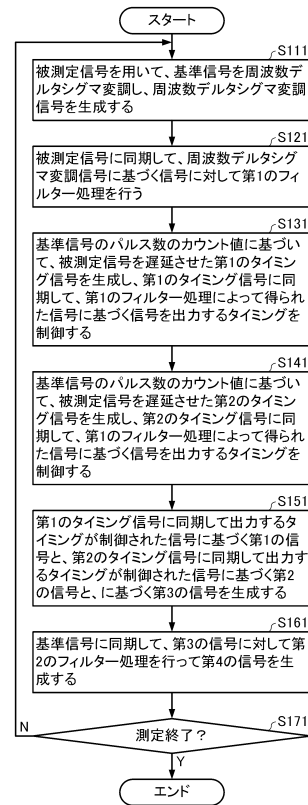
10

20

【図 3 3】



【図 3 4】

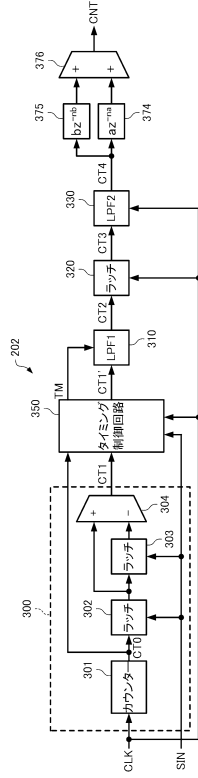


30

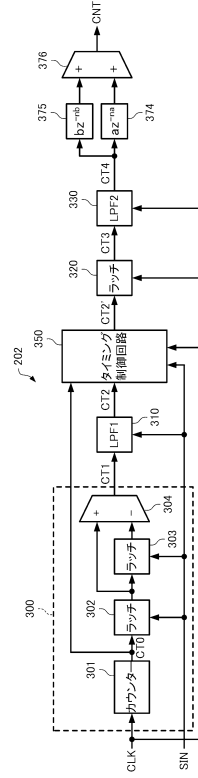
40

50

【図 35】



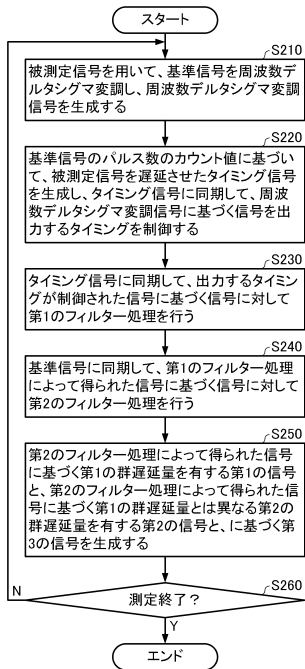
【図 36】



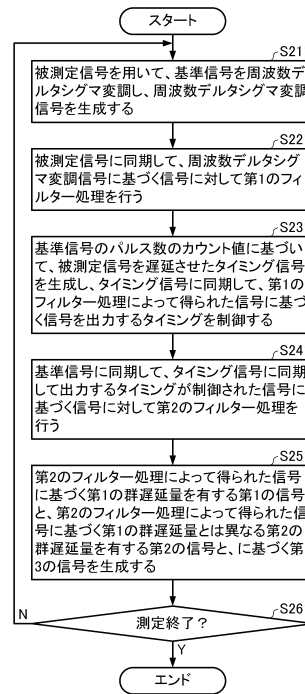
10

20

【図 37】



【図 38】

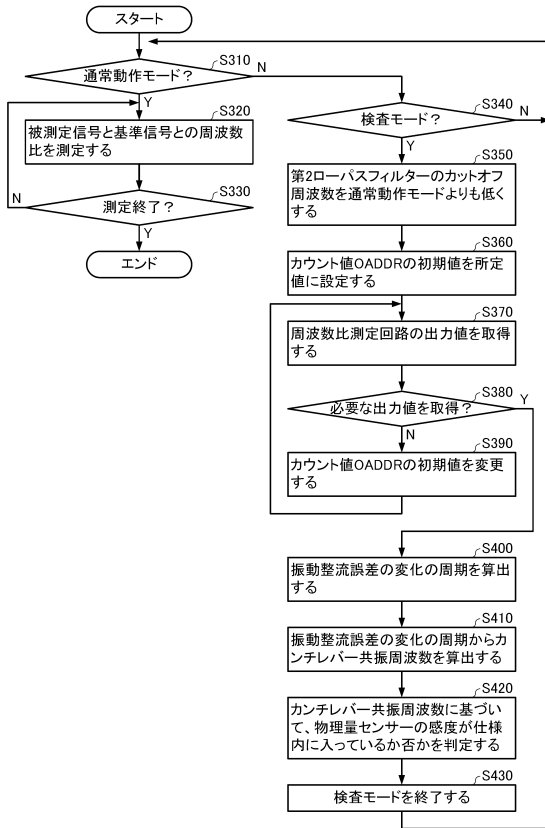


30

40

50

【 図 3 9 】



10

20

30

40

50

---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2019-190897(JP,A)  
特開2017-163378(JP,A)  
特開2017-167041(JP,A)  
特開2019-86486(JP,A)  
特開2020-134391(JP,A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)  
G01P 15/00 - 15/18、  
21/00 - 21/02  
G01R 23/00 - 23/20