

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2014年10月2日(02.10.2014)



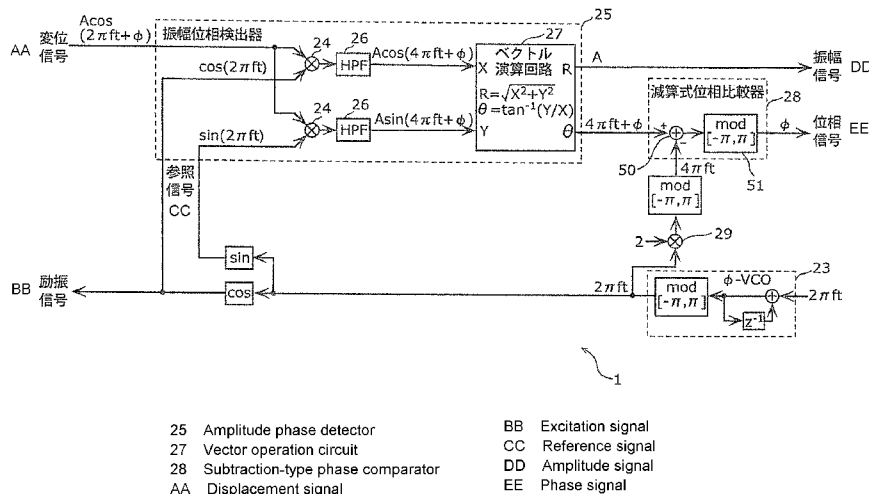
(10) 国際公開番号
WO 2014/155983 A1

- (51) 国際特許分類:
G01Q 10/06 (2010.01) G01Q 60/32 (2010.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/001198
- (22) 国際出願日: 2014年3月4日(04.03.2014)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2013-070575 2013年3月28日(28.03.2013) JP
- (71) 出願人: 国立大学法人金沢大学(NATIONAL UNIVERSITY CORPORATION KANAZAWA UNIVERSITY) [JP/JP]; 〒9201164 石川県金沢市角間町又7番地 Ishikawa (JP).
- (72) 発明者: 福間 剛士(FUKUMA, Takeshi); 〒9201164 石川県金沢市角間町又7番地国立大学法人金沢大学内 Ishikawa (JP). 宮田 一輝(MIYATA, Kazuki); 〒9230919 石川県小松市殿町2-100 Ishikawa (JP).
- (74) 代理人: 新居 広守(NII, Hiromori); 〒5320011 大阪府大阪市淀川区西中島5丁目3番10号タナカ・イトーピア新大阪ビル6階新居国際特許事務所内 Osaka (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[続葉有]

(54) Title: SIGNAL DETECTION CIRCUIT AND SCANNING PROBE MICROSCOPE

(54) 発明の名称: 信号検出回路及び走査型プローブ顕微鏡



(57) Abstract: A signal detection circuit (1) is provided with: a VCO (23) which generates a reference signal; a complex signal generation circuit which generates a complex signal from an input signal and the reference signal; a vector operation circuit (27) which calculates the argument of the complex signal by a vector operation; and a subtraction-type phase comparator (28) which performs a phase comparison between the argument and the reference signal by a subtraction. The complex signal generation circuit comprises a multiplication circuit (24) which multiplies the input signal and the reference signal, and an HPF (26) which removes a direct-current component from a signal outputted from the multiplication circuit (24).

(57) 要約: 信号検出回路(1)は、参照信号を生成するVCO(23)と、入力信号と参照信号とから複素信号を生成する複素信号生成回路と、ベクトル演算により複素信号の偏角を算出するベクトル演算回路(27)と、偏角と参照信号との位相比較を減算により行う減算式位相比較器(28)とを備え、複素信号生成回路は、入力信号と参照信号とを乗算する乗算回路(24)と、乗算回路(24)から出力された信号から直流成分を除去するHPF(26)とを有する。

WO 2014/155983 A1

添付公開書類:

- 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称：信号検出回路及び走査型プローブ顕微鏡

技術分野

[0001] 本発明は、振動振幅、位相及び周波数に係る信号の検出を行うための信号検出回路に関し、特に、プローブ体の振動振幅、位相及び周波数に係る信号の検出を行う技術に関する。

背景技術

[0002] 走査型プローブ顕微鏡（SPM）は、探針（プローブ）を試料に対して近づけて、探針と試料の間に働く相互作用（トンネル電流や相互作用力など）を検出することで、試料表面の凹凸、電位分布等の情報分布を得ることができる顕微鏡である。

[0003] SPMの一つとして、原子間力顕微鏡（Atomic Force Microscopy：AFM）が知られている。AFMは、探針－試料間に働く相互作用力を検出し、試料表面の凹凸像を得ることができる。詳細には、AFMでは、探針－試料間の相互作用力を一定に保つように、探針－試料間の距離をフィードバック制御する。AFMは、鋭くとがった探針を先端に備えたカンチレバー（片持ち梁）を力検出器として用いる。探針を試料に近づけると、探針－試料間の相互作用力によりカンチレバーが変位する。この変位量から相互作用力を検出する。このようなタイプのAFMは、コンタクトモードAFMまたはスタティックモードAFMと呼ばれる。

[0004] 一方、カンチレバーをその共振周波数近傍の周波数で機械的に励振するタイプのAFMは、ダイナミックモードAFMと呼ばれる。ダイナミックモードAFMは、探針－試料間の相互作用力によって生じる振動振幅、位相又は周波数の変化から相互作用力を検出する。振幅、位相及び周波数を用いて相互作用力を検出するAFMは、それぞれ、振幅変調型AFM（AM-AFM）、位相変調型AFM（PM-AFM）及び周波数変調型AFM（FM-AFM）と呼ばれている。

[0005] A F Mにおいて、振幅、位相及び周波数を検出するために、振幅位相周波数検出回路（信号検出回路）が用いられている。信号検出回路として、従来、ローパスフィルタ（L P F）を備えた乗算式位相比較器を用いた信号検出回路、または、遅延回路と $\pi/2$ 移相回路とを備えた減算式位相比較器を用いた信号検出回路が開示されている（例えば、特許文献1参照）。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：国際公開第2010/023811号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0007] 上記した乗算式位相比較器を用いた信号検出回路では、入力信号に対して参照信号を乗算し、発生した信号から高調波成分を除去する信号処理が行われる。ここで、乗算式位相比較器は、高周波成分を除去するためにカットオフ周波数の低いL P Fを用いることから、乗算式位相比較器を用いた信号検出回路では、入力信号に対して出力信号が遅延するという問題があった。

[0008] また、減算式位相比較器を用いた信号検出回路では、例えばヒルベルト変換器等の $\pi/2$ 移相回路により、入力信号の位相を 90° 遅らせる信号処理が行われる。このとき、 $\pi/2$ 移相回路は、一定の周波数範囲の信号に対してしか動作しないという問題があった。また、周波数範囲を拡張するために高次数の回路を用いると、入力信号に対して出力信号が遅延するという問題があった。また、入力信号に高周波ノイズが含まれる場合、L P Fを用いた場合のように高周波ノイズを除去することができないため、高周波ノイズの影響により出力信号が安定しないという問題があった。

[0009] 上記課題を解決するために、本発明は、高速で、安定した出力信号を得ることができる信号検出回路及び走査型プローブ顕微鏡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] 上記課題を解決するために本発明に係る信号検出回路は、入力信号と参照信号とに基づいて、振幅、位相及び周波数信号の少なくともいずれかを検出する信号検出回路であって、前記参照信号を生成する第1発振回路と、前記変位信号と前記参照信号とから複素信号を生成する複素信号生成回路と、ベクトル演算により前記複素信号の偏角を算出するベクトル演算回路と、前記偏角と前記参照信号との位相比較を減算により行う減算式位相比較器とを備え、前記複素信号生成回路は、前記変位信号と前記参照信号とを乗算する乗算回路と、前記乗算回路から出力された信号から直流成分を除去するハイパスフィルタとを有する。
- [0011] この構成によれば、入力信号に対して、それと同じ周波数の正弦関数及び余弦関数を乗算し、ハイパスフィルタにより直流成分を除去することで、2倍波への周波数変換と解析のための複素信号化とを同時に行うことができる。
- [0012] また、ベクトル演算により算出した位相と励振信号（参照信号）の位相とを減算比較することで、高速な位相検出を実現することができる。
- [0013] また、前記減算式位相比較器は、少なくとも位相差信号を出力するとしてもよい。
- [0014] この構成によれば、高速な振動振幅検出又は位相信号検出を行うことができる。
- [0015] また、前記信号検出回路は、さらに、前記第1発振回路及び前記減算式位相比較器と共に位相ロックループ回路を形成するループフィルタを有し、前記位相ロックループ回路は、前記偏角と前記参照信号の位相差が所定の位相オフセットに一致するように前記第1発振回路を制御すると共に、位相ロックループにより得られ、前記入力信号の周波数変化に応じた周波数信号を生成し、前記信号検出回路は、前記周波数信号を出力するとしてもよい。
- [0016] この構成によれば、高速な周波数信号検出を行うことができる。また、周波数信号を第1発振回路に入力し、参照信号をフィードバック制御するため、安定した信号検出を行うことができる。

- [0017] また、前記ベクトル演算回路は、前記複素信号の絶対値を前記変位信号の振幅信号として算出し、前記信号検出回路は、前記振幅信号を出力するとしてもよい。
- [0018] この構成によれば、高速な振動振幅検出を行うことができる。
- [0019] また、前記信号検出回路は、前記第1発振回路で生成された前記参照信号の周波数を、前記ベクトル演算回路から出力された前記偏角の周波数に合わせるための乗算器を備えるとしてもよい。
- [0020] また、前記信号検出回路は、前記第1発振回路と異なる第2発振回路を備え、前記第1発振回路は、前記ベクトル演算回路から出力された前記偏角の周波数と同じ周波数の前記参照信号を前記減算式位相比較器に出力し、前記第2発振回路は、前記変位信号の周波数とほぼ等しい周波数の前記参照信号を、前記乗算器に出力するとしてもよい。
- [0021] この構成によれば、信号検出回路において、実装の自由度を向上することができる。
- [0022] また、上記課題を解決するために本発明に係る走査型プローブ顕微鏡は、上記した特徴を有する信号検出回路と、試料の表面の情報を検出するプローブ体と、前記プローブ体を励振する励振部と、前記プローブ体の変位信号を検出するセンサと、前記プローブ体と前記試料の相互作用を一定に保つフィードバック制御を行うフィードバック回路と、を備え、前記信号検出回路は、前記センサで検出された前記変位信号を、前記入力信号とし、前記参照信号に基づいて前記プローブ体を励振するための励振信号を生成して、前記励振信号を前記励振部に出力し、前記フィードバック回路は、前記信号検出回路からの出力信号に基づいて、前記フィードバック制御を行う。
- [0023] この構成によれば、入力信号に対して、それと同じ周波数の正弦関数及び余弦関数を乗算し、ハイパスフィルタにより直流成分を除去することで、2倍波への周波数変換と解析のための複素信号化とを同時に行うことができる。
- [0024] また、ベクトル演算により算出した位相と励振信号（参照信号）の位相と

を減算比較することで、高速な位相検出を実現することができる。

発明の効果

[0025] 本発明によれば、高速で、安定した出力信号を得ることができる信号検出回路及び走査型プローブ顕微鏡を提供することができる。

図面の簡単な説明

- [0026] [図1]図1は、ダイナミックモードAFMの構成を示す概略図である。
- [図2]図2は、従来の乗算式位相比較器を用いたAM-AFM及びPM-AFM用の信号検出回路の構成を示す概略図である。
- [図3]図3は、従来の乗算式位相比較器を用いたFM-AFM用の信号検出回路の構成を示す概略図である。
- [図4]図4は、従来の減算式位相比較器を用いたAM-AFM及びPM-AFM用の信号検出回路の構成を示す概略図である。
- [図5]図5は、従来の減算式位相比較器を用いたFM-AFM用の信号検出回路の構成を示す概略図である。
- [図6]図6は、実施の形態1に係るAM-AFM及びPM-AFM用の信号検出回路の構成を示す概略図である。
- [図7]図7は、実施の形態2に係る信号検出回路の構成を示す概略図である。
- [図8]図8は、変形例に係る信号検出回路の構成の一例を示す概略図である。
- [図9]図9は、変形例に係る信号検出回路の構成の他の例を示す概略図である。
- 。

発明を実施するための形態

[0027] 以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。なお、同じ構成要素には同じ符号を付しており、説明を省略する場合もある。また、図面は理解しやすくするために、それぞれの構成要素を主体に模式的に示している。

[0028] なお、以下で説明する実施の形態は、いずれも本発明の一具体例を示すものである。以下の実施の形態で示される数値、形状、構成要素、構成要素の配置位置及び接続形態などは、一例であり、本発明を限定する主旨ではない。

。また、以下の実施の形態における構成要素のうち、最上位概念を示す独立請求項に記載されていない構成要素については、任意の構成要素として説明される。

[0029] (本発明の基礎となった知見)

本発明の実施の形態について説明する前に、本発明の基礎となった知見について説明する。

[0030] 図1は、ダイナミックモードAFMの構成を示す概略図である。図1に示すように、AFM101は、カンチレバー103と、試料ステージ105と、スキャナ107と、アンプ108と、励振部109と、信号検出回路111と、センサ113と、フィードバック回路115と、高圧アンプ116とを備えている。

[0031] カンチレバー103は、例えば、シリコンで構成された片持ち梁の構造を有し、一端がシリコンチップ本体に接合され、他端に鋭くとがった探針(図示せず)を有している。カンチレバー103の探針は、試料ステージ105に配置された計測用の試料表面に当接され、または、試料表面と所定の間隔をあけて配置され、試料表面の凹凸等の情報(変位信号)を検出する。

[0032] スキャナ107は、例えば、 piezoアクチュエータで構成され、試料ステージ105上の試料をXYZ方向に移動して、試料とカンチレバー103とを相対的に走査する。

[0033] 励振部109は、例えば、 piezoアクチュエータで構成されている。励振部109には、以下に説明する信号検出回路111からアンプ108を介して励振信号が印加される。これにより、励振部109は、所定の周波数でカンチレバー103を励振する。

[0034] センサ113は、例えば、フォトダイオードで構成され、カンチレバー103の一部に光を照射して反射した光から、カンチレバー103の変位を検出する。検出された変位信号は、センサ113から信号検出回路111に出力される。

[0035] 信号検出回路111は、例えば、デジタルロックインアンプ等のデジタル

回路を備える。信号検出回路111は、センサ113から出力された変位信号から、探針-試料間の相互作用量として振幅、位相及び周波数の少なくともいずれかの変化を検出する。検出された振幅、位相及び周波数の少なくともいずれかの変化に対応する信号は、フィードバック信号としてフィードバック回路115に出力される。また、フィードバック回路115から出力されたフィードバック信号は、高圧アンプ116を介してスキャナ107に出力され、スキャナ107の垂直位置を制御するために用いられる。これにより、探針-試料間の距離を一定に保つフィードバックループが構成される。

[0036] なお、信号検出回路111は、振幅、位相及び周波数の少なくともいずれかの変化に対応する信号を検出するだけでなく、カンチレバー103の励振を制御するための励振制御機能を備えていてもよい。

[0037] ここで、信号検出回路111の実装方法にはいくつかの種類がある。信号検出回路111は、例えば、アナログ方式とデジタル方式に分けることができる。柔軟に仕様を変更でき、かつ、複雑な信号処理を行うことができるので、現在ではデジタル方式が主に使われている。

[0038] 図2は、従来の乗算式位相比較器を用いた、AM-AFM及びPM-AFM用の信号検出回路の構成を示す概略図である。図2に示す振幅位相検出回路の構成は、AM-AFM及びPM-AFMに対応しており、励振信号を生成すると共に、振幅信号及び位相信号を検出する。振幅信号はカンチレバーの振動振幅に対応する信号であり、位相信号はカンチレバーの励振信号と変位信号との位相差に対応する信号である。

[0039] 図2に示すように、信号検出回路121は、VCO (Voltage Controlled Oscillator) 123と、振幅位相検出部125とを有する。

[0040] VCO 123は、励振周波数 f で変化する励振信号 $\cos(2\pi ft)$ を生成する。この信号は、カンチレバーの励振信号として出力されるほか、デジタル回路で構成された振幅位相検出部125の参照信号としても利用される。

- [0041] 振幅位相検出部125は、例えば、2相デジタルロックインアンプである。振幅位相検出部125には、カンチレバー103の変位信号 $A \cos(2\pi ft + \phi)$ が入力される。この変位信号 $A \cos(2\pi ft + \phi)$ は、本発明における入力信号に相当する。また、振幅位相検出部125には、VCO123から出力された参照信号 $\cos(2\pi ft)$ 及び $\sin(2\pi ft)$ が入力される。これらの参照信号は、それぞれ乗算回路124及びLPF(ローパスフィルタ)126を経て、それぞれ $X = A \cos(\phi)$ 及び $Y = A \sin(\phi)$ へと変換される。乗算回路124は、X及びYの各信号を、入力された変位信号(入力信号) $A \cos(2\pi ft + \phi)$ と乗算する。乗算された変位信号は、LPF126に出力され、LPF126により高周波成分が除去されてベクトル演算回路127に出力される。
- [0042] ベクトル演算回路127は、複素入力 $X + jY$ の絶対値R及び偏角 θ を計算する。ここで、絶対値Rは、 $(X^2 + Y^2)^{1/2}$ であり、偏角 θ は、 $\tan^{-1}(Y/X)$ である。絶対値Rは、変位信号の振幅Aに相当し、偏角 θ は、励振信号に対する変位信号の位相差 ϕ に相当する。そこで、R及び θ が、それぞれ振幅信号A及び位相差信号 ϕ として出力される。
- [0043] 図2に示す信号検出回路121では、AM-AFMモードにおいて、フィードバック信号として振幅信号Aが出力されてフィードバック制御に用いられる。この場合、フィードバック制御は、振幅信号Aが目標振幅と一致するように行われる。
- [0044] また、信号検出回路121では、PM-AFMモードにおいて、位相信号 ϕ がフィードバック信号として出力されてフィードバック制御に用いられる。この場合、位相信号 ϕ が目標位相差と一致するようにフィードバック制御が行われる。
- [0045] 図3は、従来の乗算式位相比較器を用いたFM-AFM用の信号検出回路の構成を示す概略図である。
- [0046] 図3に示す信号検出回路は、FM-AFMに対応しており、励振信号を生成すると共に、周波数信号を検出する。周波数信号は、上述したカンチレバ

一と試料の相互作用によるカンチレバーの共振周波数の変化を表す信号である。

[0047] 図3に示すように、信号検出回路131は、VCO133と、振幅位相検出部125（2相デジタルロックインアンプ）と、比例積分（PI）制御回路138とを備えている。振幅位相検出部125の構成は、図2に示した振幅位相検出部125と同様であるため、詳細な説明を省略する。

[0048] VCO133は、励振周波数 f で変化する励振信号 $\cos(2\pi ft)$ を生成する。VCO133から出力された励振信号 $\cos(2\pi ft)$ は、カンチレバーの励振信号として利用されるほか、振幅位相検出部125に参照信号として入力される。また、振幅位相検出部125には、カンチレバーの変位信号（入力信号） $A\cos(2\pi ft + \phi)$ が入力される。振幅位相検出部125は、励振信号と変位信号の位相差 ϕ を出力する。ここでは、振幅位相検出部125が乗算式位相比較器として機能し、変位信号と参照信号の乗算による位相比較を行っている。

[0049] 振幅位相検出部125で検出された位相差 ϕ は、PI制御回路138へと入力される。PI制御回路138は、入力された位相差 ϕ が、目標値 ϕ_0 に一致するように、出力 $2\pi\Delta f T$ （ T は、入出力信号のサンプリング周期）を制御する。この出力 $2\pi\Delta f T$ は、VCO133へと入力され、VCO133の出力信号（励振信号） $\cos(2\pi ft)$ の周波数 f を変化させる。周波数 f は、VCOの自走周波数 f_0 （入力が0のときの発振周波数）を中心として、 Δf だけ変化する。

[0050] 図3の構成では、VCO133、振幅位相検出部125及びPI制御回路138により位相ロックループ（Phase Locked Loop: PLL）回路が構成されている。PI制御回路138は、PLL回路のループフィルタとして機能する。PLL回路は、変位信号と励振信号の周波数が一致するよう、すなわち、 $f = f_0 + \Delta f$ になるように、励振信号の周波数 f の値を変化させる。したがって、PI制御回路138の出力値は、変位信号の周波数変化に比例する。そこで、PI制御回路138の出力値が、周波数

信号として出力される。

[0051] また、PI制御回路138においては、目標値 ϕ_0 を変化させることにより、変位信号と励振信号の位相差を調整することができる。FM-AFMでは、この目標位相差が 90° に設定される。これにより、位相差 ϕ が 90° に保たれ、カンチレバー103が共振周波数で振動する。カンチレバー103と試料の相互作用によって共振周波数が変化しても、カンチレバー103は共振周波数で振動し続ける。周波数信号は、カンチレバーの共振周波数変化(シフト) Δf を表す値になり、この周波数信号がフィードバック制御に用いられる。

[0052] ここで、図2に示す信号検出回路121では、振幅位相検出部125が乗算式位相比較器として機能しており、振幅位相検出部125の内部で、乗算により励振信号と変位信号の比較を行っている。これは、不要な高調波成分の発生を招く。より詳細には、振幅位相検出部125の乗算回路124の出力は、入力信号の周波数の差の成分と、和の成分を含む。したがって、この和の成分が、不要な高調波成分になる。この高調波成分は、乗算回路124の後段にLPF126を配置して除去する。しかし、高周波成分を除去するためにカットオフ周波数の低いLPFを用いることから、乗算式位相比較器を用いた信号検出回路では、入力信号に対して出力信号が大きく遅延するという問題があった。

[0053] また、図3に示されるFM-AFMの回路構成でも、図2の回路と同様に、振幅位相検出部125が乗算式位相比較器として機能し、不要な高調波成分が生じる。特に、FM-AFMの場合、高調波成分は、フィードバックゲインを制限するだけでなく、PLL回路においても不利に作用する。すなわち、図3のFM-AFMの構成では、振幅位相検出部125がPLL回路の一部であるため、振幅位相検出部125は、不要な高周波成分を、PLL回路のループ内で発生する。したがって、この高調波成分は、後段のLPFで十分に除去する必要がある。しかし、このLPFはPLLのループ内に存在するので、PLLの応答特性と独立にLPFの設計をすることができないと

いう制約もある。そのため、高調波成分の除去はAM-AFM及びPM-AFMの場合よりもさらに困難なものとなる。たとえば、高調波成分を十分に除去するために高次数のLPFを用いると、そこでの遅延が大きくなり、PLL回路の安定性を保つためにループフィルタのゲインを小さく保つ必要がある。そのため、従来のPLLでは高速かつ安定した周波数検出ができない。

[0054] このように、FM-AFMの場合、LPFによる遅延がAFM全体のフィードバックゲインを制限するという問題に加えて、PLL回路のゲインをも制限するという問題があった。

[0055] そこで、本願発明者らは、これまでに、減算式位相比較器を用いた信号検出回路を見出している。図4は、従来の減算式位相比較器を用いたAM-AFM及びPM-AFM用の信号検出回路の構成を示す概略図、図5は、従来の減算式位相比較器を用いたFM-AFM用の信号検出回路の構成を示す概略図である。

[0056] 図4に示す信号検出回路141が上記した乗算式位相比較器を用いた信号検出回路121と異なる点は、信号検出回路141が、上記した信号検出回路121の振幅位相検出部125に代えて、遅延回路145と、 $\pi/2$ 移相回路146と、ベクトル演算回路147とを備え、さらに、減算式位相比較器148を備える点である。

[0057] すなわち、信号検出回路141は、励振信号の位相を表す励振位相信号を生成するVCO149と、励振位相信号から励振信号を生成する励振信号生成回路143と、遅延回路145と $\pi/2$ 移相回路（例えばヒルベルト変換器）146とで構成され変位信号から複素信号を生成する複素信号生成回路と、ベクトル演算により複素信号の絶対値及び偏角を計算するベクトル演算回路147と、偏角及び励振位相信号の位相比較を減算により行う減算式位相比較器148とを有する。

[0058] VCO149は、励振周波数 f で変化する励振位相信号 $2\pi f t$ を生成する。励振位相信号は、励振信号の位相を表す信号であり、生成された励振位

相信号 $2\pi f t$ は、減算式位相比較器 148 に入力される。また、励振位相信号 $2\pi f t$ は、励振信号生成回路 143 を介して励振信号 $\cos(2\pi f t)$ へと変換され、励振信号として出力される。

[0059] VCO 149 は、デジタル VCO（電圧制御発振器）で構成されている。VCO 149 には、信号 $2\pi f T$ が入力される。T はサンプリング周期である。図 4 の回路に示されるように、デジタル VCO は入力 $2\pi f T$ を累積するループ 154 を有しており、信号が順次加算され、増大する。この信号は、モジュロ演算回路 153 により処理される。モジュロ演算回路 153 は、入力値を π で除算して、余りを出力する。モジュロ演算回路 153 により、出力範囲が $[-\pi, \pi]$ へと制限される。その結果、励振位相信号 $2\pi f t$ は、 $-\pi$ から π への直線状の増加を周期的に繰り返す波形を有する。

[0060] 遅延回路 145 及び $\pi/2$ 移相回路（例えばヒルベルト変換器）146 には、それぞれカンチレバー 103 の変位信号（入力信号） $A \cos(2\pi f t + \phi)$ が入力される。 $\pi/2$ 移相回路 146 は、 90° 位相を遅らせた信号 $Y = A \sin(2\pi f t + \phi)$ を出力する。遅延回路 145 は、 $\pi/2$ 移相回路 146 と同じ時間だけ遅延した信号 $X = A \cos(2\pi f t + \phi)$ を出力する。これら信号 X、Y が複素信号に相当する。

[0061] 複素信号 X、Y は、ベクトル演算回路 147 に入力される。ベクトル演算回路 147 は、複素信号 $X + jY$ の絶対値 R と偏角 θ を計算及び出力する。絶対値 R は、 $(X^2 + Y^2)^{1/2}$ であり、偏角 θ は、 $\tan^{-1}(Y/X)$ である。絶対値 R は、変位信号の振幅 A であり、そのまま振幅信号として出力される。

[0062] 一方、偏角 θ は、減算式位相比較器 148 へと入力される。また、減算式位相比較器 148 は、VCO 149 から励振位相信号 $2\pi f t$ を入力される。減算式位相比較器 148 では、偏角 θ が励振位相信号 $2\pi f t$ と減算により比較される。より詳細には、図示のように、減算式位相比較器 148 は、減算回路 150 とモジュロ演算回路 151 とを有する。減算回路 150 は、偏角 θ と励振位相信号 $2\pi f t$ における位相との差を求める ($\phi = \theta - 2\pi$

f t)。さらに、減算回路150の出力は、モジュロ演算回路151により処理される。モジュロ演算回路151は、入力値を π で除算して、余りを出力することにより、出力範囲を $[-\pi, \pi]$ へと制限する。

[0063] このようにして、減算式位相比較器148は、偏角 θ と励振位相信号 $2\pi f t$ に対して、減算による位相比較を行う。減算式位相比較器148の比較結果は、励振信号と変位信号の位相差 ϕ に相当し、位相差信号として出力される。

[0064] 同様に、図5に示す信号検出回路161が上記した乗算式位相比較器を用いた信号検出回路131と異なる点は、信号検出回路161が、上記した信号検出回路131の振幅位相検出部125に代えて、遅延回路145と、 $\pi/2$ 移相回路（例えばヒルベルト変換器）146と、ベクトル演算回路147とを備え、さらに、減算式位相比較器148を備える点である。

[0065] すなわち、図5に示すように、信号検出回路161は、概略的には、励振信号の位相を表す励振位相信号を生成する発振回路159と、励振位相信号から励振信号を生成する励振信号生成回路143と、遅延回路145と $\pi/2$ 移相回路（例えばヒルベルト変換器）146とで構成され変位信号から複素信号を生成する複素信号生成回路と、ベクトル演算により複素信号の偏角を計算するベクトル演算回路147と、減算式位相比較器148と、減算式位相比較器148の出力に基づいて発振回路159を制御するループフィルタ158とを有する。

[0066] 発振回路159、減算式位相比較器148、ベクトル演算回路147は、図4に示した発振回路159、減算式位相比較器148、ベクトル演算回路147と同様であるため、詳細な説明を省略する。

[0067] ベクトル演算回路147は、複素信号 $X + jY$ の偏角 θ を計算及び出力する。ベクトル演算回路147は、FM-AFMに必要な偏角 θ のみを計算している。偏角 θ は、 $\tan^{-1}(Y/X)$ である。

[0068] 偏角 θ は、ベクトル演算回路147から減算式位相比較器148へ入力される。減算式位相比較器148には、さらに、発振回路159から励振位相

信号 $2\pi f t$ が入力され、また、位相オフセット ϕ_0 が入力される。位相オフセット ϕ_0 は、既に説明した通り、励振信号と変位信号の位相差の目標値であり、 90° に設定される。

[0069] 減算式位相比較器 148 は、位相差 ϕ と位相オフセット ϕ_0 の差である比較器出力 $\Delta\phi$ をループフィルタ 158 に出力する。

[0070] ループフィルタ 158 は、出力 $2\pi\Delta f T$ を発振回路 159 へ送る (T は入出力信号のサンプリング周期)。ループフィルタ 158 は、比較器出力 $\Delta\phi$ がゼロになるように出力 $2\pi\Delta f T$ を調整する。発振回路 159 は、入力 $2\pi\Delta f T$ の変化に応じて、出力である励振位相信号 $2\pi f t$ の発振周波数 f を変化させる。発振周波数 f は、自走周波数 f_0 (入力が 0 のときの発振周波数) に対して Δf だけ変化する。

[0071] 図 5 の構成では、発振回路 159、減算式位相比較器 148 及びループフィルタ 158 により PLL 回路が構成されている。そして、変位信号と励振信号の周波数が一致するよう、すなわち、 $f = f_0 + \Delta f$ となるよう、 Δf の値が変化する。したがって、ループフィルタ 158 の出力値 $2\pi\Delta f t$ は、変位信号の周波数変化に比例する。この信号が、周波数信号として出力される。

[0072] また、位相オフセット ϕ_0 の値を変化させることにより、変位信号と励振信号の位相差を調整することができる。FM-AFM では、位相オフセット ϕ_0 が 90° に設定される。これにより、位相差 ϕ が 90° に保たれ、カンチレバーが共振周波数で振動する。カンチレバー 103 と試料の相互作用によって共振周波数が変化しても、カンチレバーは共振周波数で振動し続ける。したがって、周波数信号は、カンチレバー 103 の共振周波数変化 (シフト) Δf を表す値になり、この周波数信号がフィードバック制御に用いられる。

[0073] ループフィルタ 158 は、上述にて説明したように、比較器出力 $\Delta\phi$ がゼロになるように、出力 $2\pi\Delta f T$ を制御する。この制御を実現するために、ループフィルタ 158 は、比較器出力 $\Delta\phi$ にゲイン g_1 を掛けた値と、比較器

出力 $\Delta\phi$ の積分値にゲイン g_2 を掛けた値を生成し、これらの値を加算器にて加算する。上記において、比較器出力 $\Delta\phi$ は、位相差 ϕ と位相オフセット ϕ_0 の差を表している。ループフィルタ158は、比較器出力 $\Delta\phi$ をゼロにするように比例及び積分の処理を行っている。したがって、減算式位相比較器148とループフィルタ158が、PI制御回路として機能し、位相差 ϕ を位相オフセット ϕ_0 と一致させている。そして、ループフィルタ158の出力 $2\pi\Delta f T$ が、変位信号の周波数変化に比例しており、周波数信号が得られる。

[0074] 図4及び図5に示した減算式位相比較器を用いた信号検出回路141及び151では、例えばヒルベルト変換器等の $\pi/2$ 移相回路により、入力信号の位相を 90° 遅らせる信号処理が行われる。このとき、 $\pi/2$ 移相回路は、一定の周波数範囲の信号に対してしか動作しないという問題があった。また、周波数範囲を拡張するために高次数の回路を用いると、入力信号に対して出力信号が遅延するという問題があった。また、入力信号に高周波ノイズが含まれる場合、LPFを用いた場合のように高周波ノイズを除去することができないため、高周波ノイズの影響により出力信号が安定しないという問題があった。

[0075] そこで、以下の実施の形態に示すように、高速で、安定した出力信号を得ることができる信号検出回路及び走査型プローブ顕微鏡を見出した。

[0076] (実施の形態1)

以下、本発明の実施の形態1について説明する。

[0077] 図6は、本実施の形態に係る信号検出回路の構成を示す概略図である。図6に示すように、信号検出回路1は、VCO23と、振幅位相検出部25と、減算式位相比較器28と、乗算器29とを有する。

[0078] VCO23は、本発明における第1発振回路に相当する。VCO23は、図2に示したVCO123と同様、励振周波数 f で変化する励振位相信号 $2\pi f t$ を生成する。VCO23から出力される信号は、余弦波へと変換された後、カンチレバーの励振信号として利用されるほか、振幅位相検出部25

の参照信号としても利用される。

[0079] 振幅位相検出部 25 は、本発明において位相検出器に相当する。振幅位相検出部 25 が図 2 に示した振幅位相検出部 125 と異なる点は、振幅位相検出部 25 が LPF 126 に代えて HPF (ハイパスフィルタ) 26 を備える点である。

[0080] 振幅位相検出部 25 には、カンチレバー 103 の変位信号 (入力信号) $A \cos(2\pi f t + \phi)$ が入力される。また、振幅位相検出部 25 には、VCO 23 において生成された励振位相信号 $2\pi f t$ から変換された参照信号 $\cos(2\pi f t)$ 及び $\sin(2\pi f t)$ が入力される。これらの参照信号は、それぞれ乗算回路 24 及び HPF 26 を経て、それぞれ $X = A \cos(4\pi f t + \phi)$ 及び $Y = A \sin(4\pi f t + \phi)$ へと変換される。なお、乗算回路 24 及び HPF 26 は、本発明における複素信号生成回路に相当する。

[0081] 乗算回路 24 は、X 及び Y の各信号を、入力された変位信号 (入力信号) $A \cos(2\pi f t + \phi)$ と乗算する。乗算された変位信号は、HPF 26 に出力され、HPF 26 により直流成分が除去されて、 $A \cos(4\pi f t + \phi)$ 及び $A \sin(4\pi f t + \phi)$ 成分の信号がベクトル演算回路 27 に出力される。

[0082] ベクトル演算回路 27 では、複素入力 $X + jY$ の絶対値 R 及び偏角 θ が計算される。ここで、絶対値 R は、 $(X^2 + Y^2)^{1/2}$ であり、偏角 θ は、 $\tan^{-1}(Y/X)$ である。絶対値 R は、変位信号の振幅 A に相当し、偏角 θ は、励振信号に対する変位信号の位相差 ϕ に相当する。ベクトル演算回路 27 により、絶対値 R 及び偏角 θ は、それぞれ振幅信号 A 及び位相信号 ϕ として出力される。

[0083] ベクトル演算回路 27 から出力された偏角 θ は、減算式位相比較器 28 に出力される。減算式位相比較器 28 は、図 4 に示した減算式位相比較器 148 と同様の構成であり、減算回路 50 とモジュロ演算回路 51 とを有する。

[0084] 減算式位相比較器 28 には、上記した偏角 θ が入力されるとともに、VC

023から出力された励振位相信号 $2\pi ft$ を乗算器29により2倍の周波数の信号に変換した位相信号 $4\pi ft$ が入力される。減算式位相比較器28では、偏角 θ と位相信号 $4\pi ft$ とが減算により比較される。

[0085] すなわち、減算式位相比較器28において、減算回路50は、偏角 θ と位相信号 $4\pi ft$ との差を求める($\phi = \theta - 4\pi ft$)。モジュロ演算回路は、入力値 ϕ を π で除算して、余りを出力することにより、出力範囲を $[-\pi, \pi]$ へと制限する。

[0086] このように、減算式位相比較器28は、偏角 θ と励振位相信号 $4\pi ft$ に対して、減算による位相比較を行う。減算式位相比較器28の比較結果は、励振信号と変位信号の位相差 ϕ に相当し、位相信号として出力される。

[0087] このようにして、信号検出回路1から、振幅信号Aと位相信号 ϕ が出力される。

[0088] 表1に、図6に示した本実施の形態に係るAM-AFM及びPM-AFM用の信号検出回路1と、図2に示した従来方式の乗算式位相比較器を用いたAM-AFM及びPM-AFM用の信号検出回路121との、出力信号の帯域及び出力信号の入力信号に対する遅延時間の比較を行った結果を示す。なお、本結果は、信号検出回路1と信号検出回路121とをPM-AFM用として用いた場合に出力される位相信号について比較した結果である。

[0089] 本比較においては、信号検出回路1と信号検出回路121とをそれぞれFPGA(Field Programmable Gate Array)回路に実装し、出力信号の帯域及び出力信号の入力信号に対する遅延時間の比較を行った。ここで、入出力のAD(アナログ-デジタル)及びDA(デジタル-アナログ)変換レートは100MSPSで、FPGA回路の動作クロックは100MHzとした。また、カンチレバーの共振周波数は、液中高分解のAFMに用いられる一般的なカンチレバーの共振周波数である150kHzと、最も高速な小型カンチレバーの共振周波数である3MHzとを想定して、それぞれの周波数において計測を行った。

[0090] すなわち、信号検出回路1と信号検出回路121との違いは、信号検出回

路1でHPF26を用いているのに対し、信号検出回路121でLPF126を用いている点である。ここで、それぞれのフィルタで阻止すべき信号の減衰量を40dB以上、通過帯域でのリップルを0.1dB以下とした。また、各フィルタのカットオフ周波数及び各フィルタの次数は、それぞれのフィルタの入力信号の周波数に対して出力信号の遅延が最小となるように最適化した。

[0091] [表1]

入力信号の周波数	従来方式の信号検出回路121		本実施の形態に係る信号検出回路1	
	帯域	遅延時間	帯域	遅延時間
150kHz	90.58kHz	9.14 μ s	139kHz	1.07 μ s
3MHz	1.78MHz	1.49 μ s	2.84MHz	0.88 μ s

[0092] 表1に示すように、入力信号の周波数が150kHzのとき、出力信号の帯域については、従来方式の信号検出回路121では90.58kHz、本実施の形態に係る信号検出回路1では139kHzという結果が得られ、本実施の形態に係る信号検出回路1の方が帯域が広いことが分かった。また、出力信号の入力信号に対する遅延時間については、従来方式の信号検出回路121では9.14 μ s、本実施の形態に係る信号検出回路1では1.07 μ sであり、本実施の形態に係る信号検出回路1の方が遅延時間が短いことが分かった。

[0093] また、入力信号の周波数が3MHzのとき、出力信号の帯域については、従来方式の信号検出回路121では1.78MHz、本実施の形態に係る信号検出回路1では2.84MHzという結果が得られ、本実施の形態に係る信号検出回路1の方が帯域が広いことが分かった。また、出力信号の入力信号に対する遅延時間については、従来方式の信号検出回路121では1.49 μ s、本実施の形態に係る信号検出回路1では0.88 μ sであり、本実施の形態に係る信号検出回路1の方が遅延時間が短いことが分かった。

[0094] 以上、本実施の形態に係る信号検出回路1によると、振動振幅の変調又は位相の変調を検出する検出回路において、高速で、安定した出力信号を得る

ことができる。

[0095] また、入力信号に対して、それと同じ周波数の正弦関数及び余弦関数を乗算し、ハイパスフィルタにより直流成分を除去することで、2倍波への周波数変換と解析のための複素信号化とを同時に行うことができる。

[0096] また、ベクトル演算により算出した位相と励振信号（参照信号）の位相とを減算比較することで、高速な位相検出を実現することができる。

[0097] また、上記した信号検出回路1は、図1に示した走査型プローブ顕微鏡の信号検出回路111として用いてもよい。すなわち、走査型プローブ顕微鏡は、信号検出回路1と、試料の表面の情報を検出するカンチレバー103と、カンチレバー103を励振する励振部109と、カンチレバー103の変位信号を検出するセンサ113と、カンチレバー103と試料の相互作用を一定に保つフィードバック制御を行うフィードバック回路115と、を備え、信号検出回路1は、センサ113で検出された変位信号を入力された変位信号とし、参照信号に基づいてカンチレバー103を励振するための励振信号を生成して、励振信号を励振部109に出力し、フィードバック回路115は、信号検出回路1からの出力信号に基づいて、フィードバック制御を行う。これにより、走査型プローブ顕微鏡は、高速かつ安定した信号検出を実現することができる。

[0098] （実施の形態2）

次に、本発明の実施の形態2について説明する。

[0099] 図7は、本実施の形態に係る信号検出回路の構成を示す概略図である。図7に示すように、信号検出回路2は、VCO33と、振幅位相検出部25と、減算式位相比較器28と、乗算器29と、比例積分（PI）制御回路を構成するループフィルタ38を有する。

[0100] VCO33は、本発明における第1発振回路に相当する。VCO33は、図3に示したVCO133と同様、励振周波数 f で変化する励振位相信号 $2\pi f t$ を生成する。VCO33から出力された励振位相信号 $2\pi f t$ は、余弦波へと変換された後、カンチレバーの励振信号として利用されるほか、振

幅位相検出部 25 に参照信号として入力される。

[0101] 振幅位相検出部 25 は、本発明において位相検出器に相当する。振幅位相検出部 25 が図 3 に示した振幅位相検出部 125 と異なる点は、振幅位相検出部 125 が LPF 126 に代えて HPF 26 を備える点である。

[0102] 振幅位相検出部 25 には、カンチレバー 103 の変位信号（入力信号） $A \cos(2\pi ft + \phi)$ が入力される。また、振幅位相検出部 25 には、VCO 33 において生成された励振位相信号 $2\pi ft$ から変換された参照信号 $\cos(2\pi ft)$ 及び $\sin(2\pi ft)$ が入力される。これらの参照信号は、それぞれ乗算回路 24 及び HPF 26 を経て、それぞれ $X = A \cos(4\pi ft + \phi)$ 及び $Y = A \sin(4\pi ft + \phi)$ へと変換される。

[0103] 乗算回路 24 は、X 及び Y の各信号を、入力された変位信号（入力信号） $A \cos(2\pi ft + \phi)$ と乗算する。乗算された変位信号は、HPF 26 に出力され、HPF 26 により直流成分が除去されて、 $A \cos(4\pi ft + \phi)$ 及び $A \sin(4\pi ft + \phi)$ 成分の信号がベクトル演算回路 27 に出力される。

[0104] ベクトル演算回路 27 では、複素入力 $X + jY$ の絶対値 R 及び偏角 θ が計算される。ここで、絶対値 R は、 $(X^2 + Y^2)^{1/2}$ であり、偏角 θ は、 $\tan^{-1}(Y/X)$ である。絶対値 R は、変位信号の振幅 A に相当し、偏角 θ は、励振信号に対する変位信号の位相差 ϕ に相当する。ベクトル演算回路 27 により、偏角 θ は、位相信号 ϕ として出力される。

[0105] ベクトル演算回路 27 から出力された偏角 θ は、減算式位相比較器 28 に出力される。減算式位相比較器 28 は、図 5 に示した減算式位相比較器 148 と同様の構成であり、減算回路 50 とモジュロ演算回路 51 とを有する。

[0106] 減算式位相比較器 28 には、上記した偏角 θ が入力されるとともに、VCO 33 から出力された励振位相信号 $2\pi ft$ を乗算器 29 により 2 倍の周波数の信号に変換した位相信号 $4\pi ft$ が入力される。減算式位相比較器 28 では、偏角 θ と位相信号 $4\pi ft$ とが減算により比較される。

[0107] すなわち、減算式位相比較器 28 において、減算回路 50 は、偏角 θ と位

相信号 $4\pi f t$ との差を求める ($\phi = \theta - 4\pi f t$)。モジュロ演算回路 51 は、入力値 ϕ を π で除算して、余りを出力することにより、出力範囲を $[-\pi, \pi]$ へと制限する。

[0108] このように、減算式位相比較器 28 は、偏角 θ と励振位相信号 $4\pi f t$ に対して、減算による位相比較を行う。減算式位相比較器 28 の比較結果は、励振信号と変位信号の位相差 $\Delta\phi$ に相当し、位相信号として出力される。

[0109] 振幅位相検出部 25 で生成された位相差 $\Delta\phi$ は、ループフィルタ 38 へと入力される。ループフィルタ 38 は、入力された位相差 $\Delta\phi$ が、目標値 ϕ_0 に一致するように、出力 $2\pi\Delta f T$ (T は、入出力信号のサンプリング周期) を制御する。この出力 $2\pi\Delta f T$ は、VCO 33 へと入力され、VCO 33 の出力信号 (励振位相信号) $2\pi f t$ の周波数 f を変化させる。周波数 f は、VCO 33 の自走周波数 f_0 (入力が 0 のときの発振周波数) を中心として、 Δf だけ変化する。

[0110] 図 7 の構成では、VCO 33、振幅位相検出部 25 及びループフィルタ 38 により位相ロックループ (Phase Locked Loop: PLL) 回路が構成されている。ループフィルタ 38 は、PLL 回路のループフィルタとして機能する。PLL 回路は、変位信号と励振信号の周波数が一致するよう、すなわち、 $f = f_0 + \Delta f$ になるように、励振信号の周波数 f の値を変化させる。したがって、ループフィルタ 38 の出力値は、変位信号の周波数変化に比例する。そこで、ループフィルタ 38 の出力値が、周波数信号として出力される。

[0111] また、ループフィルタ 38 においては、目標値 ϕ_0 を変化させることにより、変位信号と励振信号の位相差を調整することができる。FM-AFM では、この目標位相差が 90° に設定される。これにより、位相差 $\Delta\phi$ が 90° に保たれ、カンチレバー 103 が共振周波数で振動する。カンチレバー 103 と試料の相互作用によって共振周波数に変化しても、カンチレバー 103 は共振周波数で振動し続ける。周波数信号は、カンチレバーの共振周波数変化 (シフト) Δf を表す値になり、この周波数信号がフィードバック制御

に用いられる。

[0112] 以上、本実施の形態に係る信号検出回路2によると、周波数の変調を検出する検出回路において、高速で、安定した出力信号を得ることができる。

[0113] また、上記した信号検出回路2は、図1に示した走査型プローブ顕微鏡の信号検出回路111として用いてもよい。すなわち、走査型プローブ顕微鏡は、信号検出回路2と、試料の表面の情報を検出するカンチレバー103と、カンチレバー103を励振する励振部109と、カンチレバー103の変位信号を検出するセンサ113と、カンチレバー103と試料の相互作用を一定に保つフィードバック制御を行うフィードバック回路115と、を備え、信号検出回路2は、センサ113で検出された変位信号を入力信号とし、参照信号に基づいてカンチレバー103を励振するための励振信号を生成して、励振信号を励振部109に出力し、フィードバック回路115は、信号検出回路2からの出力信号に基づいて、フィードバック制御を行う。これにより、走査型プローブ顕微鏡は、高速かつ安定した信号検出を実現することができる。

[0114] (変形例)

次に、上記した実施の形態1及び2の変形例について説明する。図8は、本変形例に係る信号検出回路の構成の一例を示す概略図、図9は、本変形例に係る信号検出回路の構成の他の例を示す概略図である。

[0115] 具体的には、図8に示すように、本実施の形態に係る信号検出回路3は、実施の形態1に係る信号検出回路1に対して、乗算器29に代えて、VCO43と減算器44とを備えている点が異なっている。VCO43は、本発明における第2発振回路に相当する。

[0116] VCO23は、励振周波数 f で変化する励振位相信号 $4\pi f t$ を生成する。また、VCO43は、励振周波数 f で変化する局部発振位相信号 $2\pi f t$ を生成する。VCO23で生成された励振位相信号 $4\pi f t$ は、減算式位相比較器28に入力され、偏角 θ と励振位相信号 $4\pi f t$ の減算による位相比較が行われる。減算式位相比較器28の比較結果は、励振信号と変位信号の

位相差 ϕ に相当し、位相信号として出力される。

[0117] また、VCO43で生成された局部発振位相信号 $2\pi f t$ は、減算器44に入力される。これにより、減算器44において、局部発振位相信号 $2\pi f t$ と励振位相信号 $4\pi f t$ の減算による周波数変換が行われ、変換結果が余弦波に変換された後、励振信号として振幅位相周波数検出回路3から出力される。

[0118] 本変形例に係る信号検出回路3によると、振幅位相検出部25の後段における構成要素が少なくなるので、実装の自由度を大きくすることができる。

[0119] 同様に、図9に示すように、本変形例に係る信号検出回路4は、実施の形態2に係る信号検出回路2に対し、乗算器29に代えて、VCO43と減算器44とを備えている点が異なっている。これにより、減算器44において、局部発振位相信号 $2\pi f t$ と励振位相信号 $4\pi f t$ の減算による周波数変換が行われ、変換結果が余弦波に変換された後、励振信号として振幅位相周波数検出回路4から出力される。なお、本変形例に係る信号検出回路4は、FM-AFM用の信号検出回路であるため、VCO43で生成される局部発振位相信号 $2\pi f t$ の周波数には誤差が生じる場合も含まれるが、局部発振位相信号 $2\pi f t$ の周波数は変位信号の周波数とほぼ等しい。

[0120] 本変形例に係る信号検出回路4によると、PLL回路内に乗算器29が含まれないので、デジタル信号処理回路に実装する場合に、タイミング制約を満たすことが容易になる。

[0121] なお、本発明は、上記した実施の形態に限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲内で種々の改良、変形を行ってもよい。

[0122] 例えば、上記した実施の形態では、AM-AFM及びPM-AFM用の信号検出回路とFM-AFM用の信号検出回路とを別々に構成したが、AM-AFM、PM-AFM及びFM-AFM用の信号検出回路を1つの回路として形成しても良い。この場合、必要な回路を構成するようにスイッチにより切り替える構成としてもよい。

[0123] また、上記した実施の形態に係る信号検出回路は、プローブ顕微鏡に組み

込んで使用してもよいし、信号検出回路単独で使用してもよい。また、他の装置等と組み合わせて使用してもよい。

[0124] また、本発明に係る信号検出回路には、上記実施の形態における任意の構成要素を組み合わせて実現される別の実施の形態や、実施の形態に対して本発明の主旨を逸脱しない範囲で当業者が思いつく各種変形を施して得られる変形例や、本発明に係る信号検出回路を備えた各種機器等、例えば、プローブ顕微鏡、通信機器、制御機器等も本発明に含まれる。

産業上の利用可能性

[0125] 本発明に係る信号検出回路は、プローブ顕微鏡、通信機器、制御機器等など、高速で、安定した出力信号が要求される機器の信号検出回路として有用である。

符号の説明

[0126] 1、2、3、4、111、121、131、141、161 信号検出回路
 23、33、123、133、149、159 VCO（第1発振回路）
 24、124 乗算回路
 25、125 振幅位相検出部
 26 HPF（ハイパスフィルタ）
 27、127 ベクトル演算回路
 28、148 減算式位相比較器
 29 乗算器
 38、158 ループフィルタ
 43 VCO（第2発振回路）
 101 走査型プローブ顕微鏡
 103 カンチレバー（プローブ体）
 109 励振部
 113 センサ

1 1 5 フィードバック回路

請求の範囲

- [請求項1] 入力信号と参照信号とに基づいて、振幅、位相及び周波数信号の少なくともいずれかを検出する信号検出回路であって、
前記参照信号を生成する第1発振回路と、
前記入力信号と前記参照信号とから複素信号を生成する複素信号生成回路と、
ベクトル演算により前記複素信号の偏角を算出するベクトル演算回路と、
前記偏角と前記参照信号との位相比較を減算により行う減算式位相比較器とを備え、
前記複素信号生成回路は、
前記入力信号と前記参照信号とを乗算する乗算回路と、
前記乗算回路から出力された信号から直流成分を除去するハイパスフィルタとを有する
ことを特徴とする信号検出回路。
- [請求項2] 前記減算式位相比較器は、少なくとも位相差信号を出力することを特徴とする請求項1に記載の信号検出回路。
- [請求項3] 前記信号検出回路は、さらに、前記第1発振回路及び前記減算式位相比較器と共に位相ロックループ回路を形成するループフィルタを有し、
前記位相ロックループ回路は、前記偏角と前記参照信号の位相差が所定の位相オフセットに一致するように前記第1発振回路を制御すると共に、位相ロックループにより得られ、前記入力信号の周波数変化に応じた周波数信号を生成し、
前記信号検出回路は、前記周波数信号を出力することを特徴とする請求項1に記載の信号検出回路。
- [請求項4] 前記ベクトル演算回路は、前記複素信号の絶対値を前記入力信号の振幅信号として算出し、

前記信号検出回路は、前記振幅信号を出力することを特徴とする請求項1に記載の信号検出回路。

[請求項5] 前記信号検出回路は、前記第1発振回路で生成された前記参照信号の周波数を、前記ベクトル演算回路から出力された前記偏角の周波数に合わせるための乗算器を備えることを特徴とする請求項1に記載の信号検出回路。

[請求項6] 前記信号検出回路は、前記第1発振回路と異なる第2発振回路を備え、

前記第1発振回路は、前記ベクトル演算回路から出力された前記偏角の周波数と同じ周波数の前記参照信号を前記減算式位相比較器に出力し、

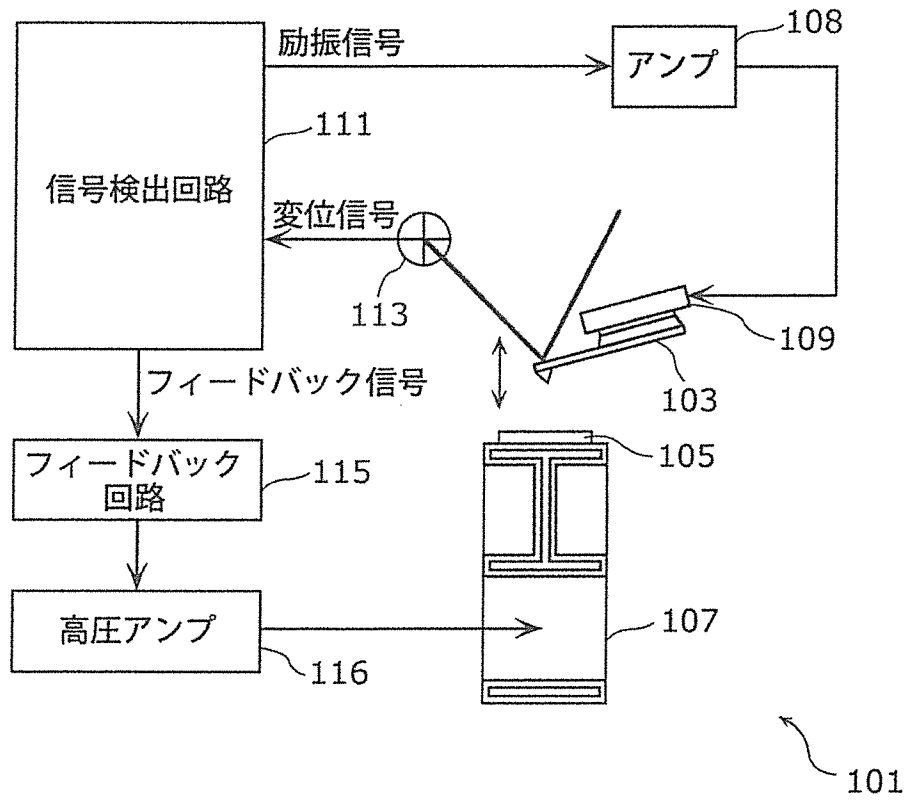
前記第2発振回路は、前記入力信号の周波数とほぼ等しい周波数の前記参照信号を、前記乗算器に出力することを特徴とする請求項1に記載の信号検出回路。

[請求項7] 請求項1～6の少なくともいずれか1項に記載の信号検出回路と、
試料の表面の情報を検出するプローブ体と、
前記プローブ体を励振する励振部と、
前記プローブ体の変位信号を検出するセンサと、
前記プローブ体と前記試料の相互作用を一定に保つフィードバック制御を行うフィードバック回路と、を備え、

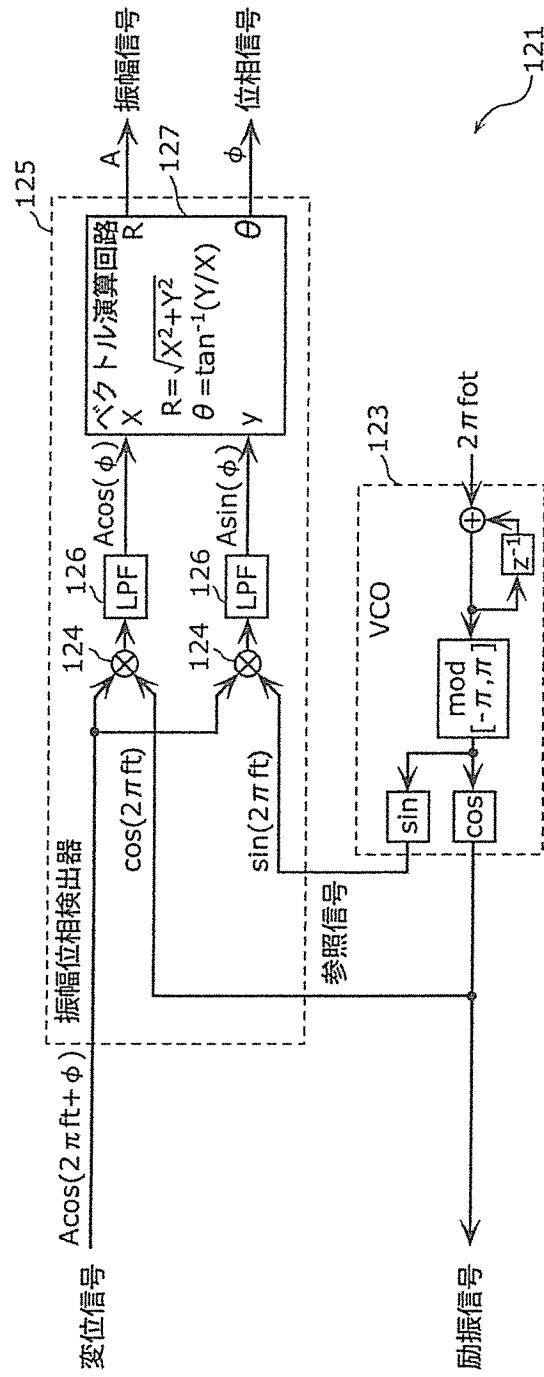
前記信号検出回路は、
前記センサで検出された前記変位信号を、前記入力信号とし、
前記参照信号に基づいて前記プローブ体を励振するための励振信号を生成して、前記励振信号を前記励振部に出し、

前記フィードバック回路は、前記信号検出回路からの出力信号に基づいて、前記フィードバック制御を行うことを特徴とする走査型プローブ顕微鏡。

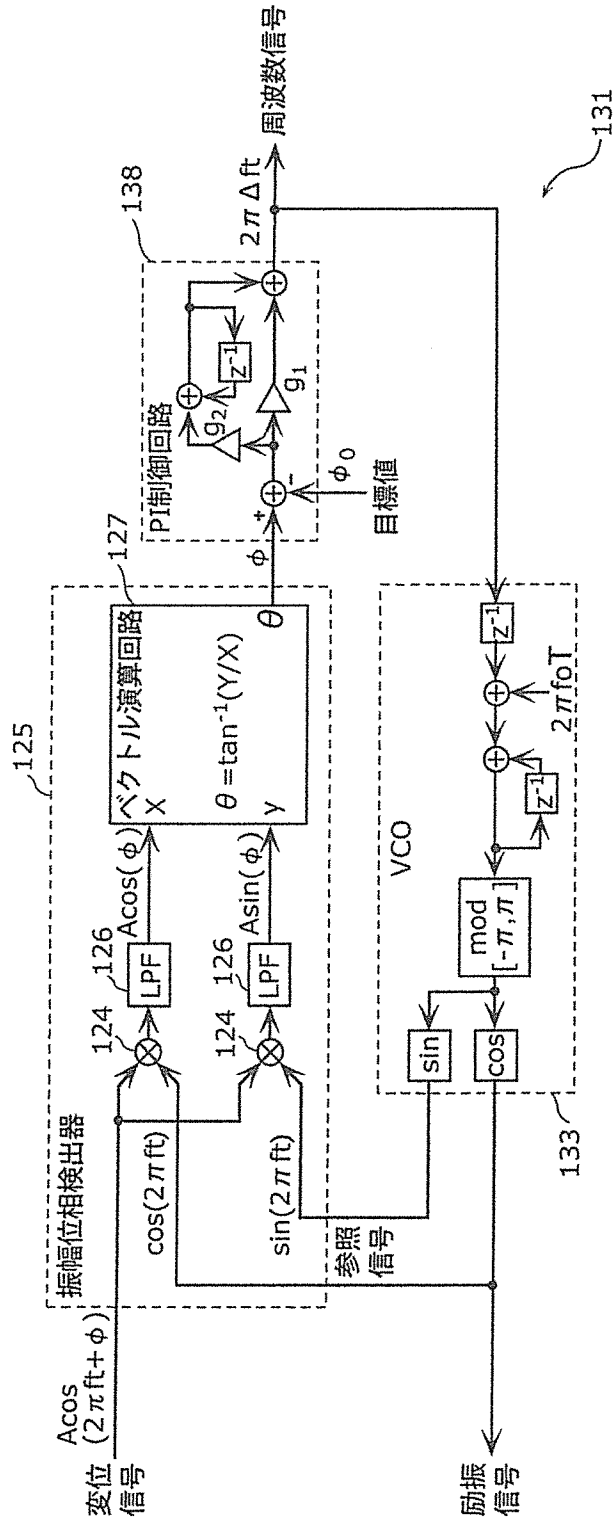
[図1]



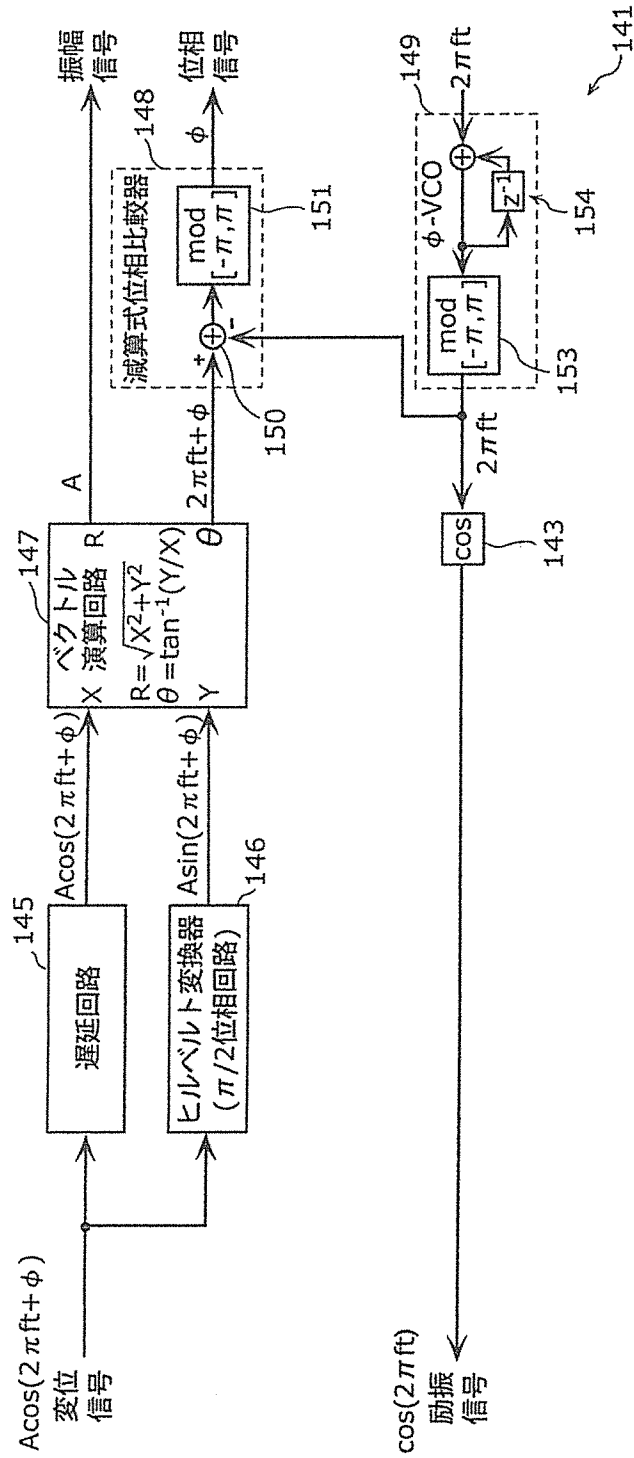
[図2]



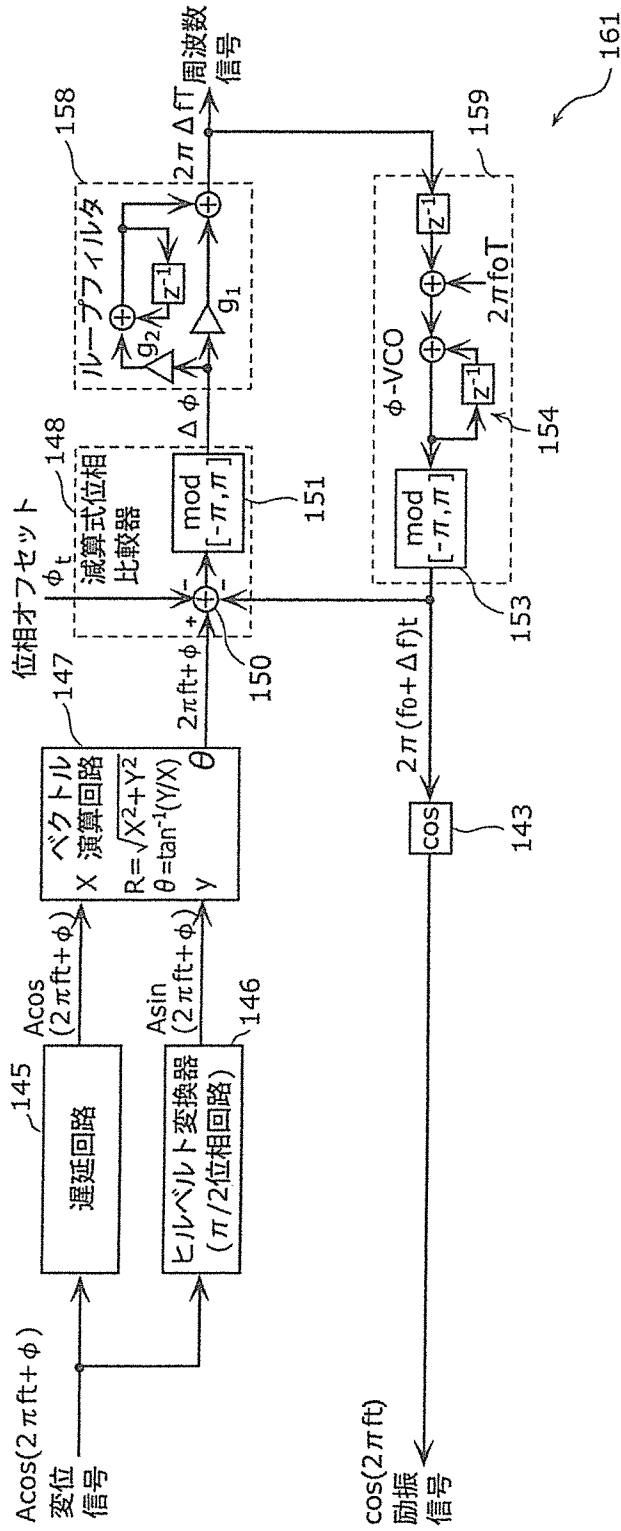
[図3]



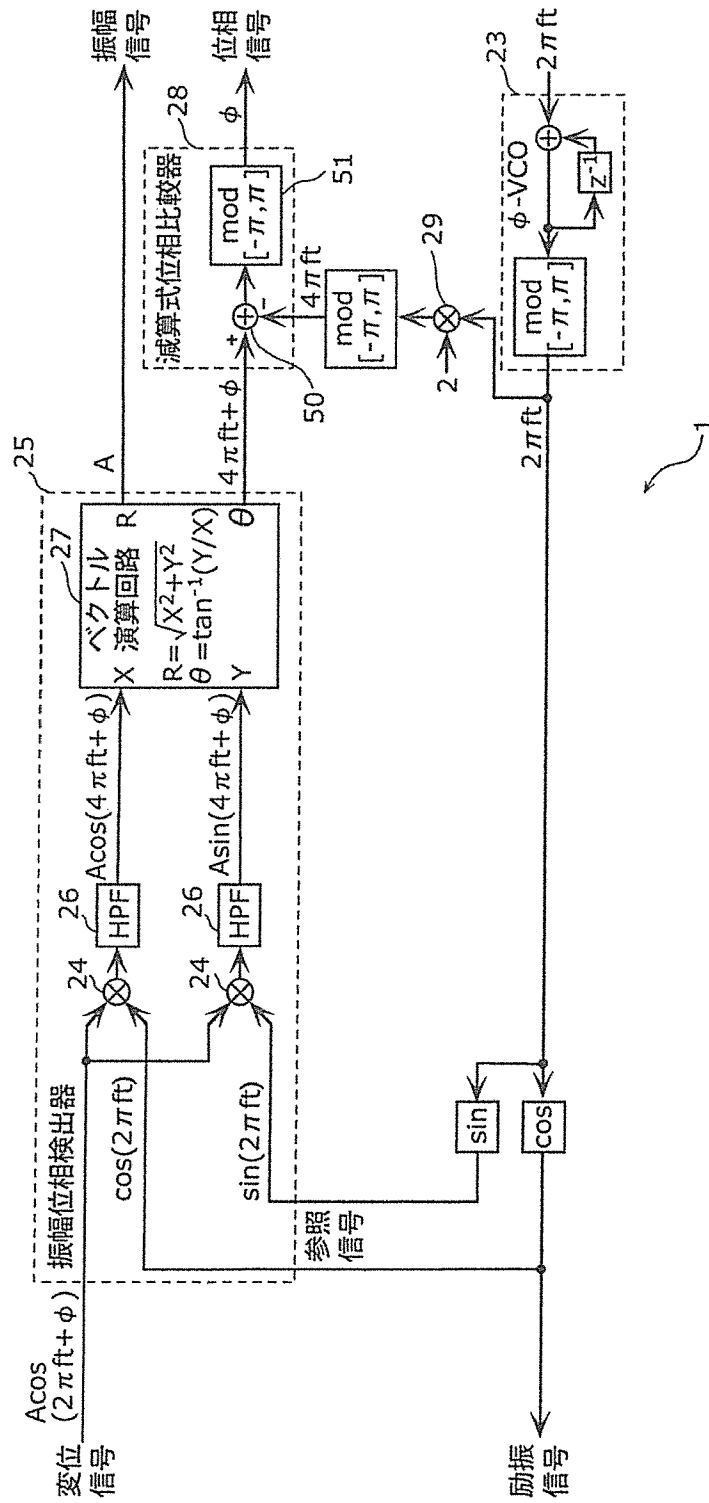
[図4]



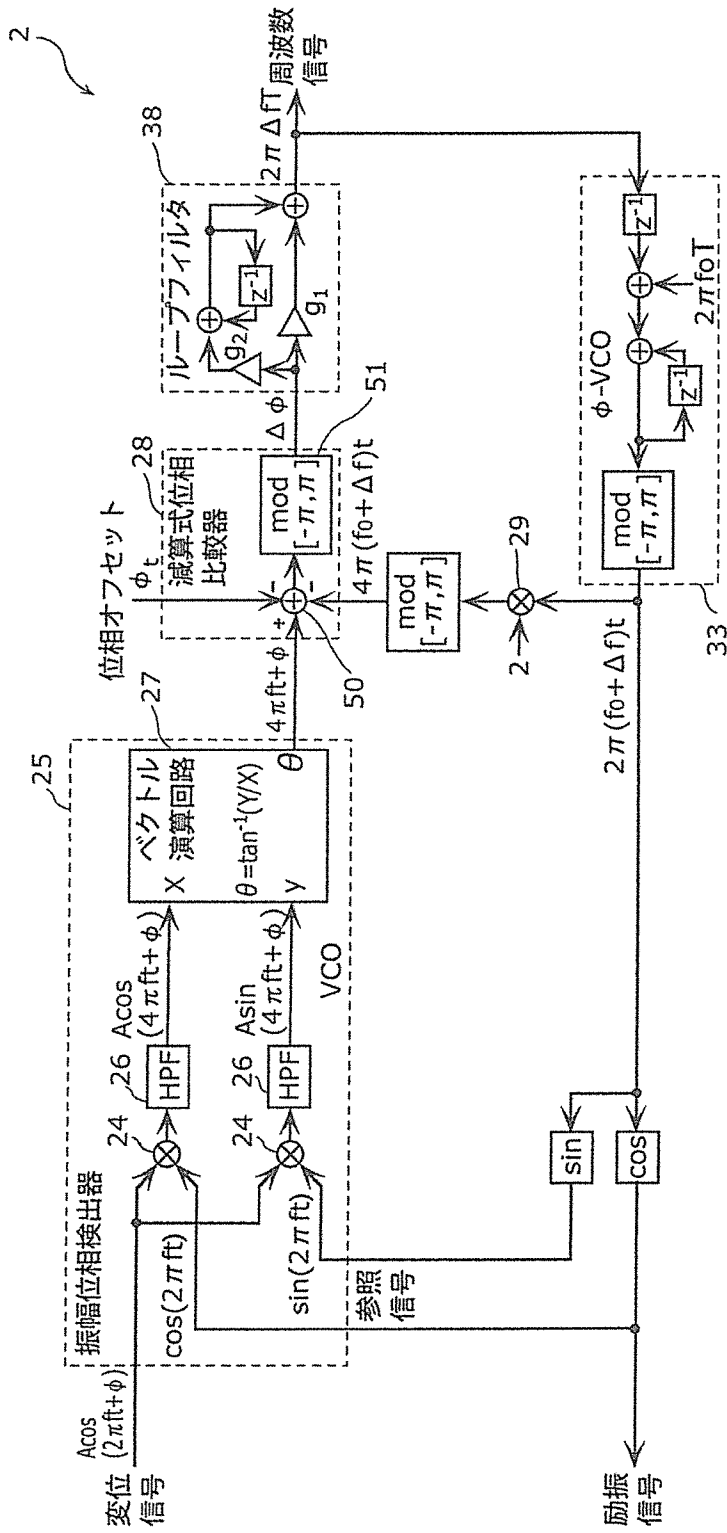
[図5]



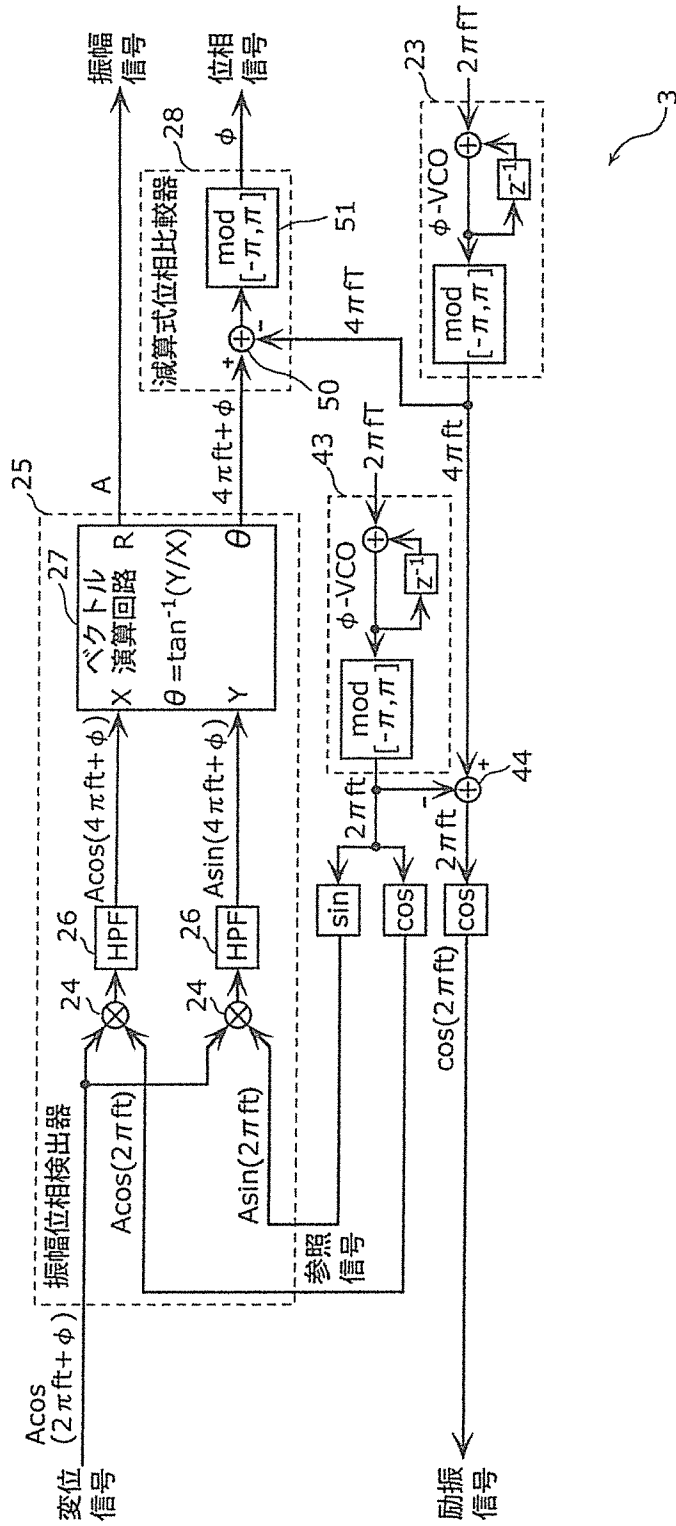
[図6]



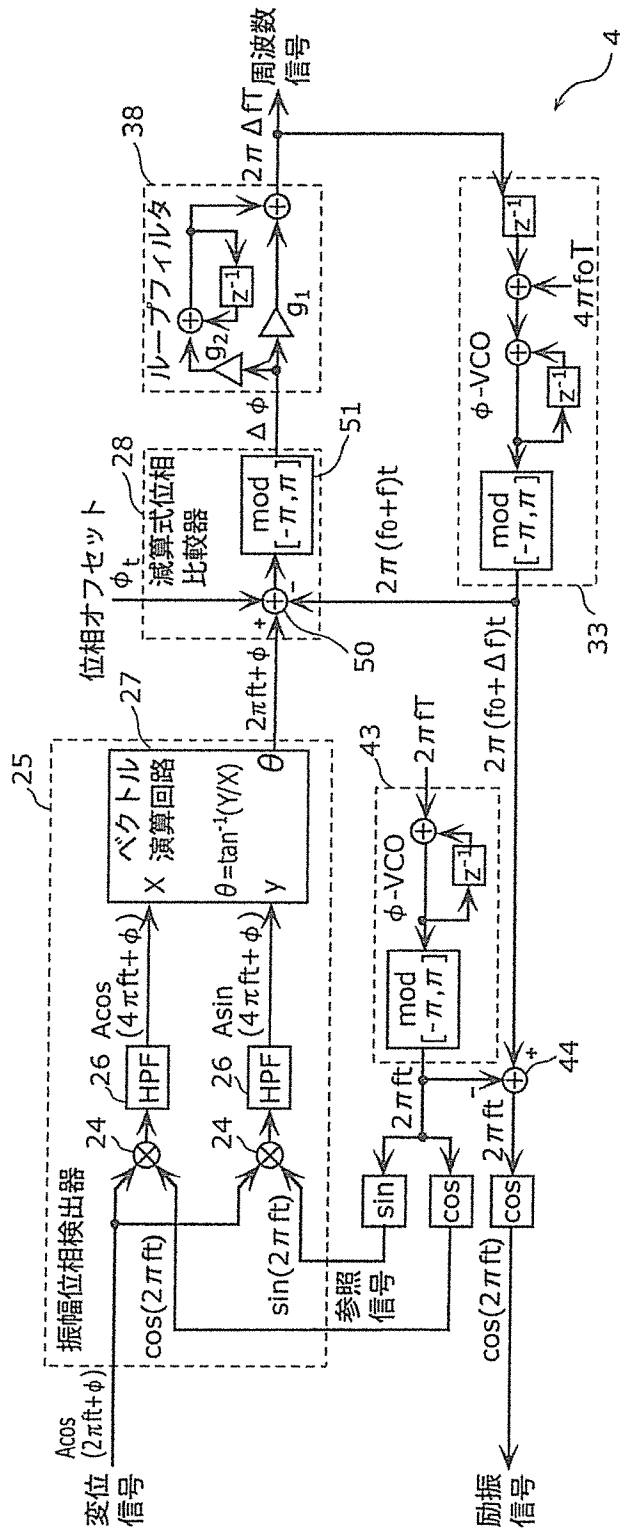
[図7]



[図8]



[図9]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2014/001198

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
G01Q10/06(2010.01) i, G01Q60/32(2010.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
G01Q10/00-90/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2014
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2014	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2014

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
JSTPlus/JMEDPlus/JST7580 (JDreamIII)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2008/0295583 A1 (Fran Josef Giessibl), 04 December 2008 (04.12.2008), & WO 2005/104137 A1 & DE 102004019608 B & DE 112005001506 A & DE 102004019608 B3	1-7
A	WO 2010/023811 A1 (National University Corporation Kanazawa University), 04 March 2010 (04.03.2010), & US 2012/0151637 A1 & EP 2325657 A1 & KR 10-2011-0050698 A	1-7
A	JP 2010-512518 A (Specs Zurich GmbH), 22 April 2010 (22.04.2010), & US 2010/0031404 A1 & EP 2092292 A & WO 2008/071013 A1	1-7

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 27 March, 2014 (27.03.14)	Date of mailing of the international search report 08 April, 2014 (08.04.14)
--	---

Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. G01Q10/06(2010.01)i, G01Q60/32(2010.01)i		
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. G01Q10/00-90/00		
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2014年 日本国実用新案登録公報 1996-2014年 日本国登録実用新案公報 1994-2014年		
国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語） JSTPlus/JMEDPlus/JST7580(JDreamIII)		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	US 2008/0295583 A1 (Fran Josef Giessibl) 2008.12.04, & WO 2005/104137 A1 & DE 102004019608 B & DE 112005001506 A & DE 102004019608 B3	1-7
A	WO 2010/023811 A1 (国立大学法人金沢大学) 2010.03.04, & US 2012/0151637 A1 & EP 2325657 A1 & KR 10-2011-0050698 A	1-7
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリー 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す） 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願日の後に公表された文献 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日	国際調査報告の発送日	
27.03.2014	08.04.2014	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ISA/J P） 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官（権限のある職員） 阿部 知	2 J 4635
	電話番号 03-3581-1101 内線 3252	

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2010-512518 A (スペックス・チューリヒ・ゲーエムベーハー) 2010.04.22, & US 2010/0031404 A1 & EP 2092292 A & WO 2008/071013 A1	1-7