

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-42973

(43) 公開日 平成9年(1997)2月14日

(51) Int.Cl.⁶

G 0 1 C 19/56

G 0 1 P 9/04

識別記号

庁内整理番号

9402-2F

F I

G 0 1 C 19/56

G 0 1 P 9/04

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数20 O L (全 27 頁)

(21) 出願番号 特願平7-196404

(22) 出願日 平成7年(1995)8月1日

(71) 出願人 000003997

日産自動車株式会社

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地

(72) 発明者 三田村 健

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産
自動車株式会社内

(74) 代理人 弁理士 中村 純之助 (外1名)

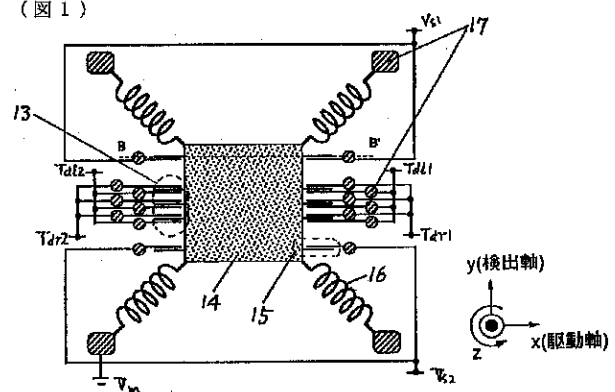
(54) 【発明の名称】 角速度センサ

(57) 【要約】

【課題】半導体技術により高感度、高精度で、外乱加速度その他のノイズの影響を受け難く小形軽量の角速度センサを量産して低原価で提供することにある。

【解決手段】基板と、基板主面上に隔離形成され直交する第1軸と第2軸の方向に振動する振動質量と、振動質量を支持し第1軸と第2軸に対称に配置され両軸方向に等しいバネ定数を持つ少なくとも2つの支持部と、基板に固定され振動質量を第1軸方向に駆動する駆動電極、駆動手段と、基板に固定され振動質量の第2軸方向の変位を検出する検出電極、検出手段で構成され、振動質量と支持部を共通電位に保持し、駆動電極を複数の電圧値を印加可能に分割し、振動質量を第1軸方向に振動させながら基板の主面に垂直な第3軸の回りに回転させたとき第2軸方向に生ずるコリオリ力を検出して第3軸回りの角速度を測定するようにした。

(図1)



1 3 … 駆動電極対
1 6 … 支持部

1 4 … 振動質量
1 7 … 固定部

1 5 … 検出電極対

【特許請求の範囲】

【請求項1】基板と、基板主面上に隔離して形成され基板主面内の互いに直交する第1軸と第2軸の方向に振動する振動質量と、一端が振動質量に他端が基板に固定されて振動質量を支持し第1軸と第2軸の方向に対称に配置され両軸の方向に等しいバネ定数を有する少なくとも2つの支持部と、基板に固定され振動質量を第1軸方向に駆動する駆動電極および駆動手段と、基板に固定され振動質量の第2軸方向の変位を検出する検出電極および検出手段とにより構成され、振動質量と支持部を共通電位に保持し、駆動電極を複数の値の電圧を印加できるように分割し、振動質量を第1軸方向に駆動して振動させながら基板の主面に垂直な第3軸の回りに回転させたとき第2軸方向に生ずるコリオリ力を検出することにより第3軸の回りの角速度を測定するようにしたことを特徴とする角速度センサ。

【請求項2】支持部は、基板主面内で変位変形可能で、基板主面内の第1軸と第2軸のなす角を2等分する軸に対称な構造を有し、第1軸および第2軸方向に相等しいバネ定数を有することを特徴とする請求項1記載の角速度センサ。

【請求項3】支持部は、基板主面内で変位変形可能な複数の弾性構造体を、それぞれ、基板主面内の第1軸と第2軸のなす角を2等分する軸に対称に配置し、第1軸および第2軸方向に相等しいバネ定数を有するように構成したことを特徴とする請求項2記載の角速度センサ。

【請求項4】駆動電極は振動質量の側面に対向して第1軸の正および負の方向に駆動力を発生するように配置された1対の電極であって、振動質量および支持部の共通電位に接続された2つの電気容量の端子であることを特徴とする請求項1記載の角速度センサ。

【請求項5】コリオリ力の検出電極は振動質量の側面に対向して第2軸の正および負の方向の変位を検出するように配置された1対の電極であって、振動質量及び支持部の共通電位に接続された2つの電気容量の端子であることを特徴とする請求項1記載の角速度センサ。

【請求項6】振動質量の駆動状態での振動の振幅を検出し、振動の振幅を一定に制御する手段を備えていることを特徴とする請求項4記載の角速度センサ。

【請求項7】検出電極端それぞれに参照電気容量を接続し、参照電気容量を介して検出電極に読み出し信号を入力し、検出電極端それぞれに発生する信号より振動質量の第2軸方向の変位を検出することを特徴とする請求項5記載の角速度センサ。

【請求項8】振動質量の第1軸方向の駆動電極端それぞれに参照電気容量を接続し、参照電気容量を介して駆動電極に駆動電圧を入力し、検出電極端それぞれに発生する電圧により駆動振幅を検出し、検出電極に発生した電圧により駆動電圧を制御し、駆動振幅を一定に制御することを特徴とする請求項6記載の角速度センサ。

【請求項9】振動質量および支持部は堆積させたポリシリコンで構成させ、基板は半導体基板で構成させたことを特徴とする請求項1記載の角速度センサ。

【請求項10】振動質量の駆動手段および振動質量の変位の検出手段が同一半導体基板上に集積されていることを特徴とする請求項9記載の角速度センサ。

【請求項11】振動質量、支持部および基板は半導体基板で構成されていることを特徴とする請求項1記載の角速度センサ。

【請求項12】振動質量および支持部は鍍金法により堆積した金属で構成され、基板は半導体基板で構成されていることを特徴とする請求項1記載の角速度センサ。

【請求項13】振動質量の駆動手段および振動質量の変位の検出手段が同一半導体基板上に集積されていることを特徴とする請求項11または12記載の角速度センサ。

【請求項14】請求項1記載の角速度センサ1対を備え、それぞれの振動質量を第1軸方向に逆位相で駆動し、検出された第2軸方向出力の差により第3軸の回りの角速度を測定し、かつ、検出された第2軸方向出力の和により第2軸方向の加速度を測定することを特徴とする角速度センサ。

【請求項15】請求項1記載の角速度センサにおいて、駆動電極は電氣的に独立した少なくとも4つの電極で構成された対向電極であって、これら4つの電極のうち少なくとも2つの電極に同時に駆動電圧V1、V2を印加して対向電極間に生ずる静電引力により第1軸方向に駆動させ、対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極と振動質量間の静電容量をそれぞれC1、C2とすると、C1とC2の和より振動質量の第1軸方向の駆動振幅に関する情報を、C1とC2の差より振動質量のコリオリ力による第2軸方向の変位に関する情報を検出することを特徴とする角速度センサ。

【請求項16】対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極と振動質量間の静電容量をそれぞれC1、C2として、C1とC2の差より振動質量のコリオリ力による第2軸方向の変位に関する情報を検出し、得られた情報より振動質量の電位に対して対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極に同時に印加する駆動電圧V1、V2の振幅をそれぞれ調整し、振動質量に発生するコリオリ力を打ち消す制御機構を備えたことを特徴とする請求項15記載の角速度センサ。

【請求項17】対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極と振動質量間の静電容量をそれぞれC1、C2として、C1とC2の和より振動質量の第1軸方向の駆動振幅に関する情報を検出し、得られた情報より振動質量の電位に対して対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極に同時に印加する駆動電圧V1、V2の振幅をそれぞれ調整して、振動質量の駆動振幅を一定にする制御機構を備えたことを特徴とする請求項15

または16記載の角速度センサ。

【請求項18】振動質量に対する駆動電圧は、第1周波数で時間的に変動する電圧と、第1周波数より高周波の第2周波数で時間的に変動する電圧の加算信号であって、対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極にそれぞれ参照電気容量Crefを接続し、参照電気容量Crefを介して対向電極に駆動電圧を印加し、参照電気容量Crefと対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極とのそれぞれの接続点の電位を、上記第2周波数および第1周波数と同期して検出することにより、対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極と振動質量間の静電容量C1、C2の測定を行うことを特徴とする請求項15～17の何れか1項に記載の角速度センサ。

【請求項19】振動質量の駆動電圧は、第1周波数で時間的に変動し、かつ電圧を印加しない第1時間帯を備え、さらに第1時間帯にキャリア電圧を印加する電圧であって、対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極にそれぞれ参照電気容量Crefを接続し、参照電気容量Crefを介して対向電極に駆動電圧を印加し、参照電気容量Crefと対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極とのそれぞれの接続点の電位を、上記キャリア電圧と同期して検出することにより、対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極と振動質量間の静電容量C1、C2の測定を行うことを特徴とする請求項15～17の何れか1項に記載の角速度センサ。

【請求項20】振動質量の駆動電圧は、第1周波数で時間的に変動し、かつ電圧を印加しない第1時間帯を備え

$$F_c(t) = 2 \cdot \Omega \cdot \int dm(r) \cdot V_m(r, t) \dots (1)$$

ここで、 $V_m(r, t)$ は振動子を駆動することにより発生する質量 $dm(r)$ を有する微小部分のx軸方向の速度である。積分範囲は振動子全体である。発生したコリオリ力により振動子はy軸方向に撓み、この撓みにより発生する歪を検出用圧電素子1により検出する。

(1)式から、より大きいコリオリ力を発生させるためには、a：振動子の質量を大きくする、b：共振周波数で駆動を行い、 V_m を大きくする、c：駆動軸と検出軸の共振周波数を一致させ、検出軸での変位を大きくすること、ことが有効であることが判る、また、発生したコリオリ力を精度よく検出するには、d：振動子の振動振幅を一定に保つことが必要である。しかし、上記のような第1従来例の角速度センサには、a：振動子及び支持部を機械加工して作成するため、小型化に限度がある、b：振動子の各軸方向の共振周波数の調整が困難で、機械的調整コストが嵩む、などの問題点があった。

【0004】以上のような問題点を解消するために、特開平5-248872号公報に図31及び図32(図31のA-A'断面図)に示すような角速度センサが開示されている。以下、その構成を図面を用いて説明する。この第2従来例では、振動子はシリコン等よりなる基板

た電圧であって、対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極にそれぞれ参照電気容量Crefを接続し、参照電気容量Crefを介して対向電極に駆動電圧を印加し、第1時間帯に振動質量にキャリア電圧を印加し、参照電気容量Crefと対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極とのそれぞれの接続点の電位を、上記キャリア電圧と同期して検出することにより、対向電極を構成する電極のうち少なくとも2つの電極と振動質量間の静電容量C1、C2の測定を行うことを特徴とする請求項15～17の何れか1項に記載の角速度センサ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、小形軽量で量産性に富み、しかも高精度な角速度センサに関する。

【0002】

【従来の技術】従来の角速度センサとしては、例えば、図30に示すような第1従来例がある。図中、2はエンリバなどの恒弾性金属で形成された正方形断面を有する振動子で、支持部3で支持されている。振動子の側面には駆動用圧電素子4と検出用圧電素子1が固定されている。駆動用圧電素子4にx軸方向の共振周波数を有する交流電圧を印加し、これを歪ませることにより振動子を図中x軸方向に駆動し振動させる。この状態で、図のz軸方向の回りに振動子を角速度 Ω で回転させると、図のy軸方向にコリオリ力が発生する。振動子全体で発生するコリオリ力 $F_c(t)$ は、下記(1)式で表わせる。

【0003】

12上に構成されている。振動系は振動質量10、中間支持部11および支持部8で構成されている。振動質量10、中間支持部11及び支持部8は、例えばポリシリコン層により形成されている。支持部8はアンカー部7によりシリコン基板12に固定されており、導電性パターンにより電気的に接続されている。また、5は固定部である。電気配線は図面の簡略化のために図示しない。中間支持部11はアンカー部7の中間に支持部8により支持されている。振動質量10は、振動質量を中心にx、y軸方向に十字状に配置された支持部8により支持されている。中間支持部11の側面には静電引力で振動質量10をx軸方向に駆動するための駆動電極6が1対形成されている。中間支持部のもう一組の側面にはy軸方向のコリオリ力による変位を検出するための検出電極9が形成されている。

【0005】次に、上記第2従来例の動作について説明する。振動系は一对の駆動電極6にそれぞれ駆動電圧 $V_p + v_d \cdot \sin \omega t$ 、 $V_p - v_d \cdot \sin \omega t$ を印加し、静電引力により駆動させる。但し、 V_p は直流バイアス電源、 $v_d \cdot \sin \omega t$ は駆動用交流電源圧である。駆動周波数 ω は振動系のx軸方向の共振周波数と一

致するようにしてある。この状態で振動質量、中間支持部および支持部より構成される振動系を z 軸方向の回りに角速度 Ω で回転させると、振動系には y 軸方向にコリオリ力が発生する。発生するコリオリ力は下記(2)式で表わされる。

【0006】

$$F_c(t) = 2 \cdot m \cdot V_m(t) \cdot \Omega \dots\dots (2)$$

ここで、 m は振動質量10の質量、 $V_m(t)$ は静電引力により駆動されて振動する振動質量10の速さである。但し、中間支持部の質量は振動質量に比べ充分小さいと仮定した。したがって、検出電極9の間の静電容量値から角速度 Ω を検出できる。

【0007】上記のような構成によって第2従来例では第1従来例についての既述の問題点に対して、a：半導体製造技術により、小型かつ安価な角速度センサの実現が可能である(第1従来例の問題点aに対して)、b：振動系をポリシリコン層で形成した平面構造に構成し駆動および検出方向は基板平面に対して平行方向であるため、3次元的な構造が不要であり、構造が簡素化出来る(第1従来例の問題点aに対して)、c：振動系をポリシリコン層で形成した平面構造とし、かつ駆動及び検出両方向に対して対称形状としたため両方向の共振周波数が一致し感度が向上する(第1従来例の問題点bに対して)、d：駆動および検出方向ともに基板平面に対して平行方向であるので、支持部の断面形状に対する駆動軸および検出軸方向の共振周波数の依存性は同等であり、プロセスのバラツキによる両方向の共振周波数の相対値変化はない(第1従来例の問題点bに対して)、e：駆動軸及び検出軸ともに基板平面に対して平行方向であり、振動状態に於て空気粘性の影響が少なくなり、共振時のQ値が大きくなり検出感度が向上する、などの効果や利点を得られる。

【0008】しかし、この第2従来例には、振動質量が一方向のみに変位可能な支持部により支持されているため、a：振動質量は y 軸方向に延びた支持部一対を介して中間支持部に接続されているため、 x 軸方向の駆動時に、両側の中間支持部と共に支持部により振動質量の方向に引き込まれる(図33参照)、この結果、中間支持部11は静止位置よりもそれぞれ振動質量方向にオフセットした位置を中心に駆動周波数の倍周波数で y 軸方向に振動することになり、検出方向と駆動方向とで振動モードに差異が生じ、角速度の高精度測定に必要な振動質量の振動制御が困難になる。また、この左右の振動に支持部の製造バラツキ等に起因する差が生じれば、駆動振動誘起の出力信号が発生し、検出信号のS/N比の低下をもたらす。b：駆動及び検出方向は等しい共振周波数を有するため、支持部の製造バラツキ等で生じる構造の非対称性に起因する駆動力の検出方向成分により検出軸方向に共振する可能性があるが、この第2従来例の場合、この駆動誘起振動を制御できず、出力信号として検

出し、測定精度が低下する可能性がある、などのような問題点がある。

【0009】また、やはり半導体製造技術を利用した角速度センサが特開平5-312576号公報に開示されている。この第3従来例を図34、図35(図34のA-A'断面図)により説明する。図中、63と65はシリコン基板で、64は酸化膜である。シリコン基板65に酸化膜64を形成させた後、これをパターニングしてシリコン基板63と直接接合法を用いて両者を接合させてから、シリコン基板63を所定の厚さまで研磨する。59は半導体製造技術を用い、シリコン基板63をエッチングして形成した溝部である。この溝部59によりこれから説明する振動質量、第1、第2支持部およびフレーム部を形成している。61は振動質量で、第1支持部60により支持されている。第1支持部60の振動質量61との接続部に反対の側はフレーム部57に接続されて接続部を形成している。フレーム部57は第2支持部56で支持されている。フレーム部57には静電引力で振動質量61を x 軸方向に駆動して振動させるための櫛歯電極62が構成されている。振動質量61のコリオリ力による変位を検出するために、第1支持部60のフレーム部57との接続部付近に各支持部毎に2本平行に配置されたピエゾ抵抗55により構成した抵抗ブリッジが、また振動質量61とフレーム部57に検出電極58が構成されている(電気的配線の詳細は図面の簡略化のため省略した)。

【0010】第2支持部56で支持されているフレーム部57は櫛歯電極62に電圧を印加することにより x 軸方向に静電引力により駆動される(電気的配線の詳細は図面の簡略化のため省略した)。この状態で基板平面に垂直な z 軸方向の回りに全体を角速度 Ω で回転させると、既に説明した(2)式で表わしたのと同様なコリオリ力が y 軸方向に発生する。発生したコリオリ力による振動質量61の y 軸方向の変位は、上記上記ピエゾ抵抗55の抵抗差、または上記検出電極58間の電気容量変化として検出される。

【0011】上記第3従来例では、a：半導体技術を利用しているので小形で安価な角速度センサが実現できる、b：駆動軸もコリオリ力検出軸も共に基板平面に対して平行なので、駆動軸および検出軸方向の共振周波数を平面構造で決定できる、c：駆動軸および検出軸ともに基板平面に対して平行なので、振動状態において空気粘性の影響が少なくなり、共振時のQ値が大きくなり検出感度が向上する、などの利点を得られる。しかし、第3従来例では、半導体で振動質量を構成したので、

(2)式における質量 m が小さく、発生するコリオリ力は微小であり、ピエゾ抵抗55で構成した抵抗ブリッジでは実際上は測定不可能で、検出電極58の静電容量変化により振動質量の変位を測定する必要がある。しかし、検出電極58は振動質量61とフレーム57の側面

に形成させたため、対向面積が小さく静電容量値を十分確保できない。その結果、振動質量の変位を測定する際に、S/N比を十分確保できないという問題点が生じている。また、振動質量を駆動するための櫛歯電極62においても、十分な対向面積を確保することが困難で、十分な駆動振幅を得られないという問題点もあった。また、発生するコリオリ力による振動質量61の変位を検出するピエゾ抵抗55または振動質量のフレーム部57に対する変位を検出する検出電極58と、櫛歯電極62への支持部を介した電氣的接続と、上記各部への電氣的分離とが必要であり、支持部および駆動電極の微細化が困難である、という問題もあった。さらに、上記の電氣的接続にA1等の金属を用いた場合、支持部を形成する構造体であるシリコンや絶縁膜との間に熱膨張係数の差が生じるので、発生する熱応力によって構造体に反り等を生じ、出力がオフセットするおそれがあると共に、支持部の大幅変形によって上記金属部に塑性変形を生じ、それによって出力に経時劣化を生じるおそれもある、という問題点もあった。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、従来の技術の上記のような種々の問題点を解消し、小形軽量で、正確な検出結果が得られ、しかも量産性に富んだ、角速度センサを提供することを課題とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するために本発明においては、基板と、基板の主面上に形成され基板主面内の互いに直交する第1軸方向と第2軸方向とに振動する振動質量と、一端が振動質量に他端が基板に固定されて振動質量を支持し第1軸および第2軸方向に対称に配置され両軸の方向に等しいバネ定数を有する少なくとも2つの支持部と、基板に固定され振動質量を第1軸方向に駆動する駆動電極および駆動手段と、基板に固定され振動質量の第2軸方向の変位を検出する検出電極および検出手段とにより構成され、振動質量と支持部を共通電位に保持し、駆動電極を複数の値の電圧を印加できるように分割し、振動質量を第1軸方向に駆動して振動させながら基板の主面に垂直な第3軸の回りに回転させたとき第2軸方向に生ずるコリオリの力を検出することにより第3軸の回りの回転角速度を測定するようにした。

【0014】また、上記のように、第1軸方向に駆動する駆動電極と、第2軸方向の変位を検出する検出電極を、別個に設置する代わりに、電氣的に独立した2つの電極で構成された対向電極を用いる点は同様であるが、これら2電極に同時に駆動電圧V1、V2を印加して対向電極間に生ずる静電引力により第1軸方向に駆動させ、対向電極を構成する2つの固定電極と振動質量側電極間の静電容量をそれぞれC1、C2とすると、C1とC2の和より振動質量の第1軸方向の駆動振幅に関す

る情報を、C1とC2の差より振動質量のコリオリ力による第2軸方向の変位に関する情報を検出することにし、1種類の電極を駆動とコリオリ力検出に兼用するようにしても良い。

【0015】

【作用】駆動電極を複数の値の電圧をそれぞれ独立して印加できるように分割したので、製造プロセス中に振動質量や支持部が、たとえ第1軸方向について非対称に形成されたとしても問題が生じないようにすることができる。

【0016】

【発明の実施の形態】以下、本発明を実施の形態に基づいて更に詳細に説明する。

【0017】第1の実施の形態：第1の実施の形態を図1および図2（図1のB-B'断面図）によって説明する。本実施の形態は請求項（1）、（2）、（4）～（15）に対応する。まず基本構成を説明する。14は薄膜構造材で形成された振動質量である。振動質量14は、四隅において、同じく薄膜構造材で形成され、x（第1軸）、y（第2軸）両軸方向に等しいバネ定数を有する支持部16に接続されている。なお、図中、支持部は模式的に示してある。支持部16は、図示のようにx、y両軸に対して対称に配置されている。支持部の他端は固定部17において基板に固定されると共に、導電材と電氣的にも接続されている（図面の簡略化のため配線は図示してない）。振動質量14の側面には櫛歯状の電極が複数形成されており、固定部17に接続された櫛歯状対向電極との間で、静電引力により振動質量14をx軸方向に駆動するための駆動電極対13を形成している。駆動電極対13の部分を拡大して図5（a）に示してある。基板に固定した櫛歯状駆動電極は、振動質量側の櫛歯状駆動電極の右側に対向する電極21と左側に対向する電極20とにより構成されており、それぞれ独立に駆動電圧が印加できるようになっている。さらに、振動質量14の側面には櫛歯状の電極が複数形成されており（図面では一組のみを図示した）、固定部17に接続された櫛歯状対向電極との間の静電容量値の変化により、振動質量14のy軸方向の変位を検出するための検出電極対15を形成している。検出電極対の拡大図を図6に示す。この場合の各櫛歯電極の配置は図6に示すように、各対向櫛歯電極対が互いに干渉しないように $d_1 < d_2$ となっている。

【0018】次に本実施の形態の支持部を詳細に説明する。x、y両軸方向に等しいバネ定数を有する支持部は、図中x-y平面内で変位変形可能であり、x軸とy軸のなす角を2等分する軸方向に対称な構造とすることにより実現可能である。いくつかの例を図14、図15に示してある。図14には1つの構造要素により対称構造を実現した例が示してある。x、y軸のなす角を2等分する方向に対称軸を設定しているため、x軸およびy

軸方向への構造体の変形のモードが等しくなり両軸方向に等しいバネ定数を有する。図15には複数の構造要素により対称構造を実現した例を示してある。x、y軸のなす角を2等分する方向に対称軸を設定しているためxおよびy軸方向への構造体の変形のモードが等しくなり両軸方向に等しいバネ定数を有する。図14に示した例に比べて、構造要素の増減によりバネ定数の設計変更が容易であるという効果が得られる。

【0019】作成プロセスは複数種類あるが、それらについて説明する。

1. ポリシリコンが構造材である場合の作成プロセスの例を図8に示す。

(a) 高濃度拡散層22を形成後、シリコン基板を酸化して酸化膜24を形成させ、酸化膜24上に窒化シリコン膜23を全面に堆積する。

(b) PSG等のパッシベーション膜27を全面に堆積させる。高濃度拡散層まで達するコンタクトホールを形成後、ポリシリコン膜25を堆積させ、必要ならば不純物の拡散を行った後、ポリシリコン膜をパターニングする。

(c) 高濃度拡散層まで達するコンタクトホールを形成後、金属配線26を堆積させ、パターニングする。

(d) PSG等のパッシベーション膜27を全面堆積させ、これをパターニングした後、金属配線及び周辺回路部保護のために窒化シリコン膜28を堆積しパターニングする。

(e) 弗酸系の溶液を用いて犠牲層であるPSG等のパッシベーション膜を除去し、ポリシリコンの構造材を形成する。なお、上記の説明では省略したが、同一基板上に周辺回路部をも集積することにより、微小な信号処理が可能になるばかりではなく、センサの小型化、低コスト化にも有利となる。

【0020】2. SOI層が構造材である場合の作成プロセスの例を図9に示す。本作成プロセスでは、第1シリコン基板を酸化させ、酸化膜を介して第2シリコン基板と直接接合法を用いて接合させてから、第2シリコン基板を所定の厚さに研磨したSOI基板を用いる。

(a) SOI層に高濃度拡散層29を形成させた後、酸化を行い酸化膜24で全面を覆う。

(b) PSG等のパッシベーション膜30を全面に堆積後、高濃度拡散層29に到達するコンタクトホールを形成する。その後、全面に配線となる金属を堆積させ、パターニングを行い、金属配線26を形成する。

(c) 全面に再度PSG等のパッシベーション膜30を堆積させた後、パッシベーション膜30及び酸化膜24のパターニングを行う。

(d) 窒化シリコン膜23を全面に堆積後、パターニングを行い、金属配線および周辺回路部の保護膜を形成する。その後、RIE等の技術を用い、SOI層に溝部31を形成する。

【0021】(e) SOI層下の酸化膜を犠牲層として、弗酸系の溶液で除去し振動質量及び支持部を形成する。なお、上記の説明では省略したが、同一基板上に周辺回路部も集積することにより微小な信号処理が可能になるばかりではなく、センサの小型化、低コスト化にも有利となる。

【0022】3. 鍍金金属が構造材の場合の作成プロセスの例を図10に示す。

(a) まずシリコン基板に高濃度拡散層22を形成させ、酸化膜24を全面に形成させる。その後、パッシベーション膜として窒化シリコン膜23を全面に堆積する。

(b) 金属膜全面堆積とパターニング、PSG等のパッシベーション膜の全面堆積、金属膜配線へのコンタクトホール形成、金属膜全面堆積とパターニング、PSG等のパッシベーション膜の全面堆積とパターニング、金属配線および周辺回路部保護のための窒化シリコン膜の全面堆積とパターニングを行う。

(c) 犠牲層としての鍍金法による金属膜33の堆積とパターニング、構造材として鍍金法による金属膜32の堆積とパターニングを行う。

(d) 酸系の溶液を用いて犠牲層金属膜33を除去し、振動質量及び各支持部を構成する。なお、上記の説明では省略したが、同一基板上に周辺回路部も集積することにより、微小な信号処理が可能になるばかりではなくセンサの小型化、低コスト化にも有利となる。

【0023】次に本実施の形態の動作について説明する。振動質量の駆動及び信号の検出回路の一例を図11に示す。振動質量14の電位 V_m に対して、所定の駆動電圧を駆動電極端Td1、Td2に交互に印加することにより支持部16に支持された振動質量14をx軸方向に駆動して振動させる。振動質量のx軸方向の共振周波数 f_{xr} は、振動質量の質量と振動質量の四隅に接続された支持部のx軸方向のバネ定数で決まる。従って、34の駆動電源OSC1の印加周波数を電氣的に調整することにより容易に共振状態を実現できる。

【0024】精度の良いコリオリ力の測定には振動質量を一定周波数、一定振幅で駆動することが必要である。振動周波数は駆動周波数と一致するので、OSC1の周波数を一定に保持すればよい。一定振幅制御のためには例えば図11のような構成にすればよい。各駆動電極端Td1、Td2と駆動電源の間に参照電気容量Cr2を直列に接続する。電気容量のインピーダンスは下記(3)式のように表わされるの

$$Z_c = 1 / j \omega C \quad \cdots \cdots (3)$$

で、Cr2を各駆動電極端と振動質量との間の電気容量Cd1、Cd2より充分大きくすれば、駆動電圧のCr2に於ける損失は殆ど無視できる。実際上のCd1、Cd2の値はpF程度であるので、同一基板上においてもCr2の実現は容易である。参照電気容量Cr2を介し

て駆動電圧D、D⁻（Dの論理否定を表わすものとする）を印加した時に、各駆動電極端Td1、Td2の電位をバッファ38を介して取り出し、その差を復調器37で駆動電源OSC1の駆動周波数に同期して検出すれば振動質量の振動振幅に関する情報が得られる。従って得られた振幅情報が所定値になるように駆動電源OSC1にネガティブフィードバックをかけることにより、振動質量の一定振幅駆動が可能となる。作成プロセス時に、支持部に発生する残留応力のバラツキにより駆動電極の電極間ギャップにバラツキが発生する可能性がある。例え

$$F_y = \epsilon_0 \cdot (L \cdot t) / d_0^2 \cdot V d^2 \cdot 4 \cdot (\delta / d_0) \dots (4)$$

但し、

ϵ_0 : 誘電率

L : 駆動電極対向長

t : 駆動電極厚

d_0 : 理想状態での電極間ギャップ

Vd : 駆動電圧

する。(4)式で表わされる静電引力は駆動軸方向の共振周波数を有する。本実施の形態構造の場合、駆動軸と共振軸の共振周波数は一致するので、前記静電引力により検出軸方向の振動を誘起し、出力に好ましからざる信号を発生する可能性がある。

【0026】しかし、図5に示すような方法により駆動力配分を調整し、ギャップバラツキの影響を除去することが出来る。図5(a)は駆動電極部の拡大模式図で、基板に固定した駆動電極を、振動質量側電極の右側に対向する電極21と左側に対向する電極20とに分割して構成してあることを示す。ギャップバラツキが発生した場合、図5(b)に示すように、電極20及び21に印加する駆動電圧を調整抵抗Rtを用いて調整し、駆動電圧により誘起された検出軸方向の振動を抑制することができる。

【0027】振動質量を一定振幅で振動させている状態で、図1に示すz軸の回りに角速度 Ω で回転させると、y軸方向に下記(2)式で示すコリオリ力が発生する。 $F_c(t) \approx 2 \cdot m \cdot V_m(t) \cdot \Omega \dots (2)$ ここで、mは振動質量の質量、 $V_m(t)$ は振動質量のx軸方向の速さである。三角関数波状の駆動力を印加し振動質量が共振周波数f_{xr}で振動している場合、振動質量のx軸方向の変位は駆動力に比べ $\pi/2$ 位相が遅れている。従って振動質量の変位の微分量である $V_m(t)$ 及びそれに比例するy軸方向のコリオリ力 $F_c(t)$ は駆動力と同一周波数及び同一位相の変化をす

$$\Delta f / f_{x,y} = -(3/4) \times \delta - (5/2) \times (\Delta L / L) \dots (5)$$

$$\Delta f / f_z = -\Delta t / t - (1/4) \times \delta - (5/2) \times (\Delta L / L) \dots (6)$$

但し

$\delta = (b - a) / b$: 支持部の断面形状変化

$\Delta t / t$: 構造材の厚さの偏差

$\Delta L / L$: 構造材の長さの偏差

従って、(5)式から判るように、偏差が同一角速度セ

ば、図4(a)に示すのは理想的な状態で $d_3 = d_4$ である。この場合にはy軸方向の静電引力は打ち消し合い、振動質量14に発生する駆動力はx軸方向のみである。しかし、前述の理由により図4(b)に示すように $d_3 \neq d_4$ の状態が発生すると、理想状態からのギャップの偏差が δ ($d_3 - d_4 = 2 \cdot \delta$)の場合、x軸方向の駆動力は理想状態と同一であるが、y軸方向に駆動電極一対当り下記(4)式で表わされる静電引力が発生する。

【0025】

る。従って、支持部で支持された振動質量のy軸方向に対する共振周波数f_{yr}を駆動軸であるx軸方向の共振周波数f_{xr}と一致させればコリオリ力によるy軸方向の変位を大きくすることができる。

【0028】本実施の形態の場合、振動質量を4本の、x、y平面内で変位変形可能で、x軸とy軸のなす角を2等分する軸方向に対称な構造を有し、そのことによりx、y両軸方向に等しいバネ定数を有する、支持部で支持しているため、y軸方向の共振周波数f_{yr}はx軸方向の共振周波数f_{xr}と一致する。1つの支持部ではx、y軸の正負方向でそれぞれバネ定数が若干異なる場合もあり得るが、本実施の形態の場合のように、振動質量を支持する支持部を、xおよびy軸に対して対称に配置することにより、上記の影響を除去できる。また、両方向における振動モードも同一化できる(但し、y軸方向の変位は駆動力であるコリオリ力より $\pi/2$ 位相がずれる)。

【0029】本実施の形態のように、振動質量、支持部及び櫛歯電極の構造が所定の厚さを有する薄膜によって構成される場合、各部材の質量は構造材の密度とx、y平面に於ける面積によって決定される。また、支持部のx軸及びy軸方向のバネ定数は支持部材の剛性率とx、y平面に於ける形状及び断面形状すなわち断面2次モーメントによってのみ決定される。従ってx、y両軸方向の共振周波数を構造材の厚さ及びx、y平面の構造設計により決定することができる。製造プロセスのばらつきにより構造材の厚さ、長さ及び図7に示すような断面形状の偏差が生じた場合、各軸方向の共振周波数の変化はx、y軸方向については下記の(5)、z軸方向については下記(6)式のように表わされる。

【0030】

ンサ内にて一定であれば、x、y軸方向の共振周波数の絶対値は変化しても相対値は変化しないので、駆動電源OSC1の駆動周波数の調整のみで高感度化が可能である。

【0031】(2)式で示されるコリオリ力による検出

電極対の電気容量変化の検出は例えば図11に示すように行えばよい。各検出電極端Vs1、Vs2と、34の駆動電源OSC1より充分高い周波数を有する35の検出電源OSC2との間に、各検出電極と振動質量側電極との間の電気容量にほぼ等しい参照電気容量Cr1を直列に接続する。参照電気容量Cr1を介して検出電圧Cを印加した時に、各検出電極端Vs1、Vs2の電位の差を、バッファ38介して、復調器37によって、35の検出電源OSC2の駆動周波数に同期して検出すれば、34の駆動電源OSC1の周波数で変化するコリオリ力によるy軸方向の変位量が得られる。従って、図11に示すように、再度OSC1の駆動周波数に同期して信号を処理すればy軸方向の変位量に対応したDC信号が得られる。

【0032】また、他の検出方法の一例を図12に示す。図11の場合と同様に参照電気容量Cr1を介して各検出電極端に検出電圧Cを印加した時に、各検出電極端Vs1、Vs2の電位の差を、バッファ38を介して、復調器37によって、検出電源OSC2の駆動周波数に同期して検出すれば、駆動電源OSC1の周波数で変化するコリオリ力によるy軸方向の変位量が得られる。こうして得られた信号をピークホールド回路39に投入して最大信号を検出すれば、コリオリ力によるy軸方向の変位量に対応したDC信号が得られる。

【0033】また、更に他の検出方法の一例を図13に示す。図11の場合と同様に、参照電気容量Cr1を介して各検出電極端Vs1、Vs2に検出電圧Cを印加する。この場合、検出電圧源OSC3は駆動電源OSC1と同一の周波数を有し、かつOSC1に対して位相差 δ を有するものとする。動作状態において、駆動力によるx軸方向の変位と、コリオリ力によるy軸方向の変位との間にはある位相差が生じる。従って、OSC3を調整してOSC1との位相差を調整し、各検出電極端Vs1、Vs2の電位を、バッファ38を介して、復調器37によって、検出電源OSC3（周波数はOSC1に等しく位相のみ異なる）40の周波数に同期して検出し、その差を採れば、コリオリ力によるy軸方向の変位量に対応したDC信号が得られる。

【0034】DC的なx軸方向の外乱加速度入力、振動質量の振動振幅の変化として出力に影響を与える。この影響は振動振幅を監視し、これを一定にするような図11、図12、図13に示したような構成をとることにより除去することができる。

【0035】DC的なz軸方向の外乱加速度入力、振動質量の振動振幅の変化および検出電極の対向面積の変化として出力に影響を与える。振動振幅の変化による影響はx軸方向の場合と同じ手法で除去できる。検出電極の対向面積の変化による出力への影響は、検出電極対の差動容量を検出する図11、図12、図13のような回路構成により除去できる。

【0036】DC的なy軸方向の外乱加速度入力は、本実施の形態のような角速度センサ1対を並べて設置し、それぞれの振動質量を逆位相で駆動し、角速度センサ1対それぞれの出力の差を採ることによって除去することができ、一層精度の高い角速度検出を行うことができる。また、角速度センサそれぞれの出力の和を採ることにより、検出軸方向（y軸方向）のDC的な外来加速度入力を検出できる。

【0037】とくに、x、y軸方向のAC的な外乱加速度入力にさらされると、x軸方向及びy軸方向に共振による振動が誘起され出力に影響を蒙るが、各軸方向の共振周波数を充分高く設計すれば、センサの実装構造により、ローパスフィルタを構成して、AC的な外乱加速度入力を抑制することができる。

【0038】本実施の形態を説明する図面では、角速度検出部のみを図示したが、図11、図12、図13に示すような、検出部全体の駆動および信号処理回路を同一基板上に形成すれば、角速度を検出して発生した微小な信号を処理回路に投入する間に混入する外来ノイズの影響を大幅に減少できる。また、参照電気容量Cr1対、Cr2対の電気容量のペア性を向上させることができ、駆動力及び出力信号のオフセットを低減することが出来る。

【0039】本第1の実施の形態の効果を述べると下記の如くである。

- a：駆動軸及び検出軸方向に等しいバネ定数を有する支持部を、上記2軸の方向に対して対称に配置して、振動質量を支持したため、上記2軸方向の共振周波数及び振動モードが一致し角速度の高精度測定が可能である。
- b：振動質量に対向し、これを静電引力で駆動する駆動電極を分割し、独立して駆動電圧を印加できる構成としたため、駆動振動を高精度に制御することができる。
- c：平面方向に駆動、振動させ、平面方向に検出するので、駆動軸及び検出軸の相対的な共振周波数の設計が容易である。
- d：平面構造を有する振動質量が、基板平面に平行に振動するので、共振時に高いQ値が得られる。
- e：平面方向に駆動、振動させ、平面方向に検出するので、2次元的に電極を構成でき構造が簡単になる。
- f：半導体作成技術を用いて角速度センサを実現したので、小型化、軽量化及び低コスト化が可能で、均一な特性を有するセンサの大量生産に対応できる。
- g：センサ特性を2次元の構造のみで設計できる。
- h：静電引力駆動、静電容量検出を用いることにより、振動質量及び各支持部を同一電位にする事ができ、電気的配線が容易である。
- i：静電引力駆動、静電容量検出を用いることにより、振動質量および各支持部を同一電位にする事ができるので、各支持部上の金属、ポリシリコンまたは高濃度拡散層による電氣的配線が不要となり各構造部材の熱膨張係

数差に起因する出力への悪影響を除去できる。

j：静電引力駆動、静電容量検出を用いることにより、振動質量及び各支持部を同一電位にする事ができるので各支持部上の金属、ポリシリコンまたは高濃度拡散層による電氣的配線が不要であり、各支持部上に金属配線を用いた場合に、金属配線の塑性変形によって発生する恐れのあるオフセットまたはヒステリシスを除去できる。

k：振動質量を直接駆動しているの、振動質量の振動振幅の一層高精度な制御が可能である。

l：表面形マイクロストラクチャにより振動質量及び支持部を形成したため、機械系の共振周波数を高く設計することが可能である。従って、センサの実装構造によりAC的な外乱加速度入力に対するローパスフィルタを構成すれば、AC的な外乱加速度入力による出力への悪影響を除去できる。

m：振動振幅の監視用電極を用いることなく、振動振幅の一定制御が可能である。

n：駆動による振動振幅の一定制御と検出容量の差動容量検出により、振動振幅の駆動軸及び角速度入力軸に対するDC的な外乱加速度入力の、出力への悪影響を除去できる。

o：振動質量を逆位相で駆動する角速度センサ1対を用い、それぞれの出力の差を採ることにより、検出軸方向のDC的な外乱加速度入力の、出力に対する悪影響を除去でき、一層精度の高い角速度検出を行うことが出来る。

p：振動質量を逆位相で駆動する角速度センサ1対を用い、それぞれの出力の和を採ることにより検出軸方向の加速度の検出を行うことが出来る。

q：検出部、検出部の駆動回路及び信号処理回路を同一基板上に形成すれば、微小な発生信号を処理回路に入力する間に混入する外来ノイズの影響を大幅に減少できる。また、参照電気容量C_{r1}1対、C_{r2}2対の電気容量のベア性を向上することができ、駆動力及び出力信号のオフセットを低減することが出来る。

r：ACサーボ機構を付加し、フィードバック量を出力信号とする事により、更に高感度化が可能である。

第2の実施の形態：本発明の第2の実施の形態を図3によって説明する。本実施の形態は請求項1、3～15に対応する。基本構成は図3に示す通りで、それぞれx、y両軸方向に等しいバネ定数を有し、x、y平面内で変位変形可能な複数の弾性構造体を、x軸とy軸のなす角を2等分する軸方向に対称に、支持部18として配置することにより実現可能である。2つの例を図16に示す。また、複数の弾性構造体それぞれは、図14、図15に示したものでよい。これらの図において、14は振動質量、17は固定部、18は支持部である。x軸、y軸のなす角を2等分する方向に対称軸を設定しているため、x軸およびy軸方向への構造体の変形のモードが等しくなり両軸方向に等しいバネ定数を有する。

【0040】作成するための製造工程は、第1の実施の形態の場合と同様である。また、第1の実施の形態と同様に作用するが、本第2の実施の形態の場合、振動質量を、x-y平面内で変位変形可能で、それぞれx、y両軸方向に等しいバネ定数を有する複数の弾性構造体を、それぞれ、x軸、y軸方向のなす角を2等分する方向に対称に組合せて配置した支持部で支持しているため、y軸方向の共振周波数f_yrはx軸方向の共振周波数f_xrと一致する。1つの支持部ではx、y軸の正負方向でそれぞれバネ定数が若干異なる場合もあり得るが、本実施の形態のように、振動質量を支持する支持部を、x軸およびy軸にに対して対称に、配置することによって、上記のような影響を除去できる。また、両方向における振動モードも同一化できる（但し、y軸方向の変位は駆動力であるコリオリ力より $\pi/2$ だけ位相がずれる）。第2の実施の形態でも第1の実施の形態と同様な効果が得られる。

【0041】第3の実施の形態：本第3の実施の形態では、既述の第1、第2の実施の形態とは異なって、振動質量の側方に配置する電極は1種類だけで、x軸方向駆動用とか、コリオリ力によるy軸方向変位検出用とかの区別はない。但し、電極間隙の不同に対処するために、固定電極をそれぞれ異なる電位を印加できる2組に分割することは第1、第2の実施の形態の場合と同様である。

【0042】本第3の実施の形態について、まず、振動質量側電極と固定側電極とで構成される櫛歯電極対の状態を図17、図18により説明する。これらの図は薄膜構造材で形成された角速度センサの振動質量と対向（固定）電極部の平面模式図を示す。図中、66は振動質量で、後述するような支持部により支持（図面の簡略化のため図示せず）されている。また振動質量は支持部を介して共通電位に接続されている。70は振動質量の側面より延設した櫛歯電極である。櫛歯電極70では、それぞれ対向電極が所定の電極間隙を隔てて対向している。図17では1本の櫛歯電極70の両側面にそれぞれ対向電極68、69が対向している。図18では1本の櫛歯電極70の一方の側面に対向電極68または69が対向して対を構成している。対向電極68、69は接続部67において引き出し電極71に接続されて周辺回路に接続されている（周辺回路は図面の簡略のため図示せず）。対向電極68、69は電氣的に独立しており、それぞれ振動質量間で静電容量を構成している。図示したような振動質量および対向電極は公知の技術により結晶シリコン又は多結晶シリコン等を用いて作成可能である。通常振動質量および対向電極の厚さは数 μ m程度である。

【0043】図19および図20に振動質量の支持方法の概略平面図を示す（これらの図には図17に示した対向電極構造を示したが、図18に示した対向電極でも同

様に実現できる)。図19で72は薄膜構造材で形成された振動質量である。振動質量72は四隅において、同じく薄膜構造材で形成され、x、y両軸方向に等しいバネ定数を有する支持部73に接続されている(支持部は模式的に示した)。支持部はx、y両軸に対して対称に配置されている。支持部の他端は固定部74において基板に固定されると共に、導電材と電気的にも接続されている(図面の簡略化のため配線は図示せず)。振動質量はx、y両軸方向に等しいバネ定数を有する支持部73によって支持されているため、x、y両軸方向に変位可能で、かつ同じ共振周波数を有する。破線で囲まれた部分75は電極部である。図20で支持部76は、図中x、y平面内で変位可能な複数の弾性構造体を、それぞれ、x軸、y軸方向に、x軸とy軸のなす角を2等分する方向に対称に配置して構成されている。x、y軸のなす角を2等分する方向に対称軸を設定しているため、支持部76は両軸方向に等しいバネ定数を有する。支持された振動質量72はx軸およびy軸方向に変位可能で、かつ同じ共振周波数を有する。

【0044】次に、検出回路の構成を図21によって説明する。この図では、さきに図19、図20に示した対向電極端子R1、R2、L1、L2と振動質量間の静電容量を、それぞれCR1、CR2、CL1、CL2とした。破線で囲まれた部分77は振動質量を表わし、CR1、CR2、CL1、CL2の接続されたノードが振動質量の電位を表わし、支持部を介してこれを共通電位に接続している。対向電極端子R1、R2、L1、L2は、それぞれほぼ等しいDCバイアス値VR1、VR2、VL1、VL2に保持されている。さらに対向電極端子R1、R2、L1、L2には、それぞれ参照電気容量Cref79が接続されており、CR1、CR2、CL1、CL2には参照電気容量Crefを介して駆動電圧V1、V2、V1⁻、V2⁻が印加されている。なお、78は検出電気容量である。従って対向電極端子R1、R2、L1、L2には、それぞれ、DCバイアス値VR1、VR2、VL1、VL2と参照電気容量Crefを介しての駆動電圧V1、V2、V1⁻、V2⁻の和が印加される。対向電極端子R1、R2、L1、L2の電圧は、バッファ80に入力されインピーダンス変換を行った後、信号処理を行う。図21では図面を簡単にするため省略したが、実際には図25に示すように、参照容量とCR1、CR2、CL1、CL2それぞれに平行に抵抗を接続して出力電圧のDCバイアス値を安定化させている(図25では4つの容量のうちの1つで模式的に示した)。

【0045】R1とR2、及びL1とL2の電圧は加算器81で加算されたのち、減算器82で差を求め、これをハイパスフィルタ89を介して復調器83に入力する。復調器83で発振器86と同期検出を行ったのち、ローパスフィルタ84を経て、一部は振動質量の自励発

振のために発振器85に帰還され、もう一部は再度復調器83に入力され、今度は発振器85と同期検出を行ったのち、ローパスフィルタ84を経て振動質量の振幅情報として制御回路87に入力される。制御回路87からは角速度に比例した出力と、発振器85に同期した電圧信号が出力される。発振器85に同期した電圧信号は、一部はインバータ88に入力した後に、一部はそのまま、加算器81に入力され、それぞれの信号は発振器86の出力と加算され、それらの出力は参照電気容量Crefに印加され振動質量を駆動する。L1とR1及びL2とR2の電圧は加算器81で加算されたのち、減算器82で差を求め、これをハイパスフィルタ89を介して復調器83に入力し、今度は発振器86と同期検出を行ったのち、ローパスフィルタ84を経て振動質量のコリオリ力による変位情報として制御回路87に入力する。

【0046】制御回路87は、例えば図26に示すようにして実現する。変位情報と振幅情報は、それぞれ演算器91に入力される。演算器91において、変位情報は零レベルからの偏差に、振幅情報は設定した参照レベルとの偏差に応じた駆動電圧の変調量を演算する。図中で変調量は、変位情報に対してはa、振幅情報に関してはbと示した。変調量aは増幅器93を介して入力した角速度として出力される。さらに変調量aは一部はそのまま、もう一部はインバータ88で符号を反転した後、加算器81で変調量bと加算されて、駆動電圧の変調量 Δ_1 、 Δ_2 が算出される。すなわち

$$\Delta_1 = a + b \quad \cdots (7)$$

$$\Delta_2 = -a + b \quad \cdots (8)$$

である。算出された変調量 Δ_1 、 Δ_2 は振幅変調器92に入力され、発振器85の振幅をそれぞれに応じて変調し、駆動電圧Vd1、Vd2を出力する。

【0047】図21に戻り、復調器83における発振器86による同期検出は、図23に示すようにPLL素子89を用いて信号の周波数を検知して、その周波数で同期検出を行うホモダイン方式で検出を行っても良い。また、復調器83において発振器85で同期検出した信号をそれぞれ振幅情報、変位情報として制御回路87に入力しているが、これは復調器を積分回路に置き換えても良い。

【0048】次に振動質量の駆動について上記回路の作用を説明する。参照電気容量Crefを介して対向電極R1、R2、L1、L2に電圧Vを印加すると、振動質量の駆動軸方向に下記(9)式で示すような静電引力Fdが発生する。

【0049】

$$F_d = -n / 2 \cdot \epsilon_0 \cdot t / d_0 \cdot V^2 \quad \cdots (9)$$

但し、

n；振動質量の櫛歯電極に対向する電極数

ϵ_0 ；誘電率

t；櫛歯電極の厚さ

d_0 ; 電極間隔

を表わし、負符号は電極の重なりが増えるように駆動力が発生することを示す。電気容量のインピーダンスは既述の下記(3)式

$$Z_C = 1/j\omega C \quad \cdots (3)$$

のように表わされるので、図21に示すように参照容量

$$V_{\sim} = 1/(C_s/C_{ref} + 1) \times V_{\sim drive} \quad \cdots (10)$$

但し $V_{\sim}$; 振動質量と対向電極間の電気容量 CR_1 , CL_1 , CR_2 , CL_2 に 印加されるACの駆動電圧

$V_{\sim drive}$; 電気容量 C_{ref} を介して印加する駆動電圧 V_1 , V_2 , V_1^{-} , V_2^{-}

C_s ; 振動質量と対向電極間の電気容量 CR_1 , CL_1 , CR_2 , CL_2

従って、 C_{ref} を振動質量と対向電極間の電気容量 CR_1 , CL_1 , CR_2 , CL_2 より十分大きくすれば駆動電圧の C_{ref} における損失は殆ど無視できる。また、駆動して振動させることにより電気容量 CR_1 , CL_1 , CR_2 , CL_2 が変化しても印加されるACの駆動電圧は、電気容量 C_{ref} を介した駆動電圧 V_1 , V_2 , V_1^{-} , V_2^{-} に比例する。実際上の CR_1 , CL_1 , CR_2 , CL_2 の値は pF 程度であるので、同一基板上においても C_{ref} の実現は容易である。駆動電圧としては図24に示すように、振動質量の共振周波数と一致した

$$V_1, V_2 = V_{bias} + v_d \cdot \sin \omega_1 t + v_c \cdot \sin \omega_2 t \quad \cdots (11)$$

$$V_1^{-}, V_2^{-} = V_{bias} - v_d \cdot \sin \omega_1 t + v_c \cdot \sin \omega_2 t \quad \cdots (12)$$

但し、 V_{bias} ; 対向電極端子 R_1 , R_2 , L_1 , L_2 のDCバイアス電圧

ω_1 ; 発振器85 (OSC1) の発振周波数

v_d ; 発振器85 (OSC1) の出力振幅

ω_2 ; 発振器86 (OSC2) の発振周波数

v_c ; 発振器86 (OSC2) の出力振幅

$$F_{drive} \propto V_{bias} \cdot v_d \cdot \sin \omega_1 t + v_d \cdot v_c \cdot \sin \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t \quad \cdots (13)$$

第2項は、 $v_d \gg v_c$ であれば無視できる。さらに ω_1 より十分高い周波数を有するので ω_1 付近に共振周波数を有する振動系に影響を与えない。従って振動質量は ω_1 で振動する。

【0053】対向電極端子 R_1 , R_2 , L_1 , L_2 と振

$$C_s = C_s^0 (1 + x/L) / (1 + y/d) \quad \cdots (14)$$

但し、 C_s^0 ; 静止時の静電容量

参照容量を介して発振器85 (OSC1) の出力 v_d と発振器86 (OSC2) の出力 v_c の和を、図21の検出回路に示すように対向電極に印加した際の対向電極端子 R_1 , R_2 , L_1 , L_2 のAC電圧 $V_{\sim R_1}$, $V_{\sim R_2}$

$$V_{\sim R_1} = 1/B \cdot (1 - A \cdot x/L + A \cdot y/d) \cdot (v_d + v_c) \quad \cdots (15)$$

$$V_{\sim R_2} = 1/B \cdot (1 - A \cdot x/L - A \cdot y/d) \cdot (v_d + v_c) \quad \cdots (16)$$

$$V_{\sim L_1} = 1/B \cdot (1 + A \cdot x/L + A \cdot y/d) \cdot (-v_d + v_c) \quad \cdots (17)$$

$$V_{\sim L_2} = 1/B \cdot (1 + A \cdot x/L - A \cdot y/d) \cdot (-v_d + v_c) \quad \cdots (18)$$

但し、 $A = (C_s^0/C_r) / ((C_s^0/C_r) + 1)$

C_{ref} を介して振動質量にACの駆動電圧を印加した場合、振動質量と対向電極間の電気容量 CR_1 , CL_1 , CR_2 , CL_2 に印加されるACの駆動電圧は下記(10)式のように表わされる。

【0050】

周期を有する発振器85と、発振器85 (OSC1, 振幅; v_d) より十分高い周波数で且つ出力振幅の小さい発振器86 (OSC2, s 振幅; v_c) の出力の和を用いる。より具体的には図21において、発振器85 (OSC1) の出力を制御回路87に入力し、加算器81により制御回路87の出力に発振器86 (OSC2) の出力を加算した和を発生させている。発生した駆動電圧 V_1 , V_2 は参照容量 C_{ref} を介して、図19、図20における R_1 , R_2 に、 V_1^{-} , V_2^{-} は参照容量 C_{ref} を介して、図19、図20における L_1 , L_2 に印加する。 V_1 , V_2 と V_1^{-} , V_2^{-} では発振器85 (OSC1) の出力が逆位相である。 R_1 , R_2 及び L_1 , L_2 に印加される(9)式における電圧は、それぞれのDCバイアスと参照容量 C_{ref} を介して印加されるAC電圧 V_1 , V_2 , V_1^{-} , V_2^{-} の和すなわち(11)、(12)式に示すようになる。

【0051】

(11)、(12)式を(9)式に代入して得られる静電引力は R_1 及び R_2 と L_1 及び L_2 で逆方向となり、結局振動質量には下記(13)式のように表わされる静電駆動力が発生する。

【0052】

動質量間の静電容量を C_s 、静止時の櫛歯電極の重なりを L 、櫛歯電極間隔を d とすると、振動質量の x 軸方向駆動およびコリオリ力による y 軸方向変位による C_s の変化は下記(14)式のように表わされる。

【0054】

2, $V_{\sim L_1}$, $V_{\sim L_2}$ は、(10)式に(14)式を代入して、それぞれ、下記(15)～(18)式に示すようになる。但し、 x/L 及び y/d の1次項のみで展開した。

【0055】

Cr；参照容量

振動質量の駆動による変位xは以下のように求める。VR1とVR2及びVL1とVL2の電圧はバッファ80でインピーダンス変換してから、加算器81で加算され

$$(VR1+VR2)-(VL1+VL2)=4/B \cdot (vd-A \cdot x/L \cdot vc) \quad \dots(19)$$

第1項はハイパスフィルタ89を介して除去した後、復調器83に入力する。復調器83で発振器86と同期検出を行った後、ローパスフィルタ84で平滑化を行う。平滑化された信号は発振器85(OSC1)と同じ周波数を有し、振幅は振動質量の駆動振幅に比例した信号である。この信号は自励発振のため発振器85(OSC1)に帰還させる。同時にAGC機能実現のため再度復調器83で発振器85と同期検出を行った後、ローパスフィルタ84で平滑化を行った後、駆動電圧V1、V2の振幅を制御する制御回路87に入力する。

$$(VR1+VL1)-(VR2+VL2)=4A/B \cdot y/d \cdot vc \quad \dots(20)$$

これをハイパスフィルタ89を介して復調器83に入力する。復調器83で発振器86と同期検出を行った後、ローパスフィルタ84で平滑化を行う。平滑化された信号は発振器85(OSC1)と同じ周波数で、振幅はコリオリ力による変位に比例した信号となる。再度復調器83に入力し、今度は発振器85と同期検出を行った後、ローパスフィルタ84で平滑化を行う。平滑化された信号はコリオリ力による振動質量の変位に比例した信号となり、駆動電圧V1、V2の変調のため制御回路87に入力される。復調器83における発振器86による同期検出において、図23に示すようにPLL素子89

$$Fs^1 = \epsilon_0 m \cdot Lt / (d_0)^2 \cdot (CV_1)^2 \quad \dots(21)$$

$$Fs^2 = \epsilon_0 m \cdot Lt / (d_0)^2 \cdot (CV_2)^2 \quad \dots(22)$$

但し、m；対向電極対数

C；参照容量Crefによる駆動電圧降下を表わす係数

ϵ_0 ；誘電率

L；電極の対向する長さ

t；電極の厚さ

$$Fc = F_s^1 - F_s^2 \doteq \epsilon_0 m \cdot (CV^0)^2 / d^2 \cdot (\Delta_1 - \Delta_2) \quad \dots(23)$$

但し、簡単のため $V^0 = V_1^0 = V_2^0$ とした。このときに振動質量に印加される駆動力は同様に下記(24)式の

$$Fd \doteq \epsilon_0 m t \cdot (CV^0)^2 / d \cdot \{1 + (\Delta_1 + \Delta_2)\} \quad \dots(24)$$

従って、(7)、(8)式に示したように駆動電圧を変調し、逆符号で且つ絶対値の等しい変調±aを印加することにより、下記(25)式のように振動質量の駆動振幅に影響を与えることなく、発生するコリオリ力を補償することが出来る。

【0062】

$$Fc \doteq \epsilon_0 m \cdot (CV^0)^2 / d^2 \cdot 2a \quad \dots(25)$$

$$Fd \doteq \epsilon_0 m t \cdot (CV^0)^2 / d \cdot \{1 + 2b\} \quad \dots(26)$$

制御回路87においては、振動質量の振幅情報とコリオリ力による変位情報を同時に入力することにより、先述の駆動電圧変調を行い、駆動振幅の均一化とコリオリ力

た後、減算器82で差を求める。その結果は下記(19)式のように示される。

【0056】

【0057】振動質量のコリオリ力による変位yは以下のように求める。発生するコリオリ力は、既述の(2)式に示すように振動質量の振動速度に比例するため、本第3の実施の形態の場合、発振器85(OSC1)と同じ周波数で、振幅はコリオリ力による変位に比例した信号となる。

【0058】VR1とVL1及びVR2とVL2の電圧をバッファ80でインピーダンス変換した後、加算器81で加算し減算器82で差を求める。その結果は下記(20)式のように示される。

を用いて信号の周波数を検知して、その周波数で同期検出を行うホモダイン検出を行うことにより高精度な復調が可能となる。

【0059】制御回路87における駆動電圧V1、V2の変調は下記のように行われる。参照容量Crefを介した駆動電圧の印加により、振動質量と対向電極間には、図17、図18のコリオリ力検出軸方向に下記(21)、(22)式で示すような静電引力が発生する。その方向は電極間隙を狭める方向である。

【0060】

駆動電圧を $V_1 = V_1^0 (1 + \Delta_1)$ 、 $V_2 = V_2^0 (1 + \Delta_2)$ と変調して、発生したコリオリ力Fcを打ち消すには下記(23)式の関係式を満足すれば良い。

【0061】

ように表わせる。

また、振動質量の駆動振幅に外乱入力等により変化が発生した場合は、(7)、(8)式に示したように駆動電圧を変調し、絶対値が等しく同符号の変調bを印加することにより、下記(26)式のように振動質量に検出軸方向の静電引力を発生することなく、駆動力を変化させ、振幅を制御できる。

【0063】

の補償を同時に実現でき、簡易な構造の角速度センサにより高精度な検出が可能となる。

【0064】上記第3の実施の形態では下記のような効

果が得られる。

a：検出電極と駆動電極を共用し、振動質量の駆動とコリオリ力による変位の測定を同時に行えるため、振動質量に対向する電極の電位、容量を効率良く確保できる。

b：振動質量に対向する電極を2つに分割し、それぞれ独立に電圧を印加できるようにしたので、振動質量の駆動振幅の一定化と発生するコリオリ力の補償が同時に実現できる。

c：駆動電圧によりコリオリ力を補償するため角速度の測定範囲が拡大する。

d：駆動電圧によりコリオリ力を補償するため、振動質量は検出軸方向には振動しない。従って、一層高精度な角速度測定が可能である。

【0065】第4の実施の形態：本実施の形態は請求項19に関する。角速度センサの構成は第3の実施の形態の場合と同一である。本実施の形態の検出回路構成を図22に示す。第3の実施の形態（図21）と差異のある部分だけを述べる。本実施の形態では、復調器83における発振器86（OSC2）と同期した検出の後、ローパスフィルタを介して波形整形をした信号をそれぞれ変位情報と振幅情報として制御回路87に入力する。制御回路からの出力Vd1及びVd2は、一部はそのまま、もう一部はインバータ88を介して理想ダイオード回路90に入力する。理想ダイオード回路90の出力に発振器86（OSC2）の出力を加算して駆動電圧V1、V2、V1[—]、V2[—]として参照容量79を介して振動質量に印加される。

【0066】参照容量79を介して印加される駆動電圧V1、V2、V1[—]、V2[—]を、図28に示す。駆動電圧は、駆動力発生のための電圧vdと、振動質量の振幅およびvdに比べて十分振幅の小さい、コリオリ力による変位読み出しのための電圧vcによって構成される。vdは発振器85（OSC1）のインバータ88及び理想ダイオード回路90を介した出力である。vcは発振器86（OSC2）の出力である。vcは図28（a）に示すような単極性パルスであっても、図28（b）に示すような両極性パルスであっても良い。vdとvcは交互に印加される。図中で、vdとvc印加の間に電圧が印加されない時間帯を設けたが、この時間帯は無くても本質的な機能は同等である。vdはV1、V2とV1[—]、V2[—]で逆位相で印加される。vcはvdが印加されていない時間帯τに、V1、V2とV1[—]、V2[—]に同時に印加される。vdの印加により既述の（9）式に従って発生する静電引力により振動質量は発振器85（OSC1）と同じ周波数で加振される。読み出し電圧vcはV1、V2とV1[—]、V2[—]に同時に印加されるため、コリオリ力により振動質量が変位しなければvcにより発生する静電引力は打ち消し合う。また、vcはvdに比べて十分振幅が小さいので、振動質量が変位しても発生する静電引力は無視できる。

【0067】図22に示すように、バッファ80を介して、対向電極端子R1、R2、L1、L2の電圧の、和と差を求める。さらに、この信号を発振器86（OSC2）との同期検出により、第3の実施の形態の場合と同様に振動質量の駆動による振幅とコリオリ力による変位の情報が得られる。その後の処理は第3の実施の形態の場合と同様なので省略する。

【0068】第4の実施の形態では、第3の実施の形態の効果に加えて下記のような効果がある。

a：発振器86（OSC2）による同期検出だけで変位情報および振幅情報が得られるため、信号処理回路が簡素化できる。

第5の実施の形態：本実施の形態は、特に請求項20に関する。角速度センサの構成は第3の実施の形態と同一である。本実施の形態の検出回路構成を図27に示す。第4の実施の形態（図22）と差異のある部分だけを述べる。本第5の実施の形態では振動質量の電位Vmは、発振器86（OSC2）に接続されている。制御回路からの出力Vd1およびVd2は、一部はそのまま、もう一部はインバータ88を介して出力され、駆動電圧V1、V2、V1[—]、V2[—]として参照容量79を介して振動質量に印加される。

【0069】参照容量79を介して印加される駆動電圧V1、V2、V1[—]、V2[—]を、図29に示す。駆動電圧は駆動力発生のための電圧vdにより構成される。vdは発振器85（OSC1）の（一部はインバータ88を介した）出力である。vdはV1、V2とV1[—]、V2[—]で逆位相で、かつvdが印加されていない時間帯τが存在するように印加される。vcはvdに比べて十分に振幅の小さい発振器86（OSC2）の出力であり、時間帯τ内に振動質量に印加される。vcは図28

（a）に示すような単極パルスであっても、図28

（b）に示すような両極パルスであっても良い。vdの印加により既出の（9）式に従って発生する静電引力により振動質量は発振器85（OSC1）と同じ周波数で加振される。読み出し電圧vcは、時間帯τ内に振動質量に印加される。コリオリ力により振動質量が変位しなければvcにより発生する静電引力は打ち消し合う。またvcはvdに比べて十分に振幅が小さいので、振動質量が変位しても発生する静電引力は無視できる。

【0070】図27に示すように、バッファ80を介して、対向電極端子R1、R2、L1、L2の電圧の和と差を求める。さらに、これらの信号から、発振器86（OSC2）との同期検出により第3の実施の形態の場合と同様に、振動質量の駆動による振幅とコリオリ力による変位の情報が得られる。その後の処理は第3の実施の形態の場合と同様なので説明を省略する。第5の実施の形態の効果は第4の実施の形態の効果と同等である。

【0071】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、半導体技術を用いて製作するので、高感度、高精度、外乱加速度その他のノイズの影響を受け難く、しかも小形、軽量の角速度センサを、低原価で、容易に量産できるといった効果が得られる。なお、既に個々の実施の形態について細部にわたって効果を述べてある。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の実施の形態の模式的平面図である。

【図2】第1の実施の形態の模式的側断面図である。

【図3】第2の実施の形態の模式的平面図である。

【図4】振動質量と固定部との間に形成された対向電極の間隙不同の駆動力への影響とその軽減手段を説明するための図である。

【図5】振動質量と固定部との間に形成された対向電極の間隙不同の駆動力への影響を軽減するために固定部側電極を独立して電圧を印加できる2組に分割したことを説明する図である。

【図6】コリオリ力によるy軸方向変位を検出するための検出電極対の拡大平面図である。

【図7】製造プロセスのバラつきによりの実施の形態の構造材の断面形状に生じた偏差の例を示す図である。

【図8】ポリシリコンが構造材である場合の作成プロセスについて説明する図である。

【図9】SOI層が構造材である場合の作成プロセスについて説明する図である。

【図10】鍍金金属が構造材である場合の作成プロセスについて説明する図である。

【図11】第1の実施の形態において、振動質量の駆動および信号の検出回路の一例を示す図である。

【図12】第1の実施の形態において、振動質量の駆動および信号の検出回路の一例を示す図である。

【図13】第1の実施の形態において、振動質量の駆動および信号の検出回路の一例を示す図である。

【図14】第1の実施の形態において、x軸とy軸のなす角を2等分する軸方向に対称な構造の支持部を1つの構造要素により実現した例を示す図である。

【図15】第1の実施の形態において、x軸とy軸のなす角を2等分する軸方向に対称な構造の支持部を複数の構造要素により実現した例を示す図である。

【図16】第2の実施の形態において、複数の弾性構造体をx軸とy軸のなす角を2等分する軸方向に対称に配置した例を示す図である。

【図17】第3の実施の形態における、振動質量側電極と固定側電極とで構成される櫛歯電極対の状態を説明する平面図である。

【図18】第3の実施の形態における、振動質量側電極と固定側電極とで構成される更に簡単な櫛歯電極対の状態を説明する平面図である。

【図19】第3の実施の形態における、簡単な支持部材を用いた振動質量の支持方法を説明するための概略平面

図である。

【図20】第3の実施の形態における、複数の弾性構造体を用いた振動質量の支持方法を説明するための概略平面図である。

【図21】第3の実施の形態における角速度検出回路の構成を説明する図である。

【図22】第4の実施の形態における角速度検出回路の構成を説明する図である。

【図23】角速度検出回路に、PLL素子を用いて信号の周波数を検知し、その周波数で同期検出を行うホモダイン方式を用いた場合の回路の例を示す図である。

【図24】第3の実施の形態において、振動質量の共振周波数に等しい周期を有する発振器と、それより周波数が充分高く振幅の小さい発振器とにより、対向電極間に印加している駆動電圧を説明する図である。

【図25】第3の実施の形態において、参照容量や、対向電極端子と振動質量間の静電容量に、それぞれ平行に抵抗を接続して、出力電圧のDCバイアス値を安定化させている検出電極回路を説明する図である。

【図26】図21に示した角速度検出回路に用いる制御回路の構成例を示す図である。

【図27】第5の実施の形態における角速度検出回路の構成を説明する図である。

【図28】第4の実施の形態において、参照容量を介して対向電極間に印加される駆動電圧を説明する図である。

【図29】第5の実施の形態において、参照容量を介して対向電極間に印加される駆動電圧を説明する図である。

【図30】角速度センサの第1従来例の斜視図である。

【図31】角速度センサの第2従来例の平面図である。

【図32】角速度センサの第2従来例の側断面図である。

【図33】第2従来例で不具合が発生することを説明するための図面である。

【図34】角速度センサの第3従来例の平面図である。

【図35】角速度センサの第3従来例の側断面図である。

【符号の説明】

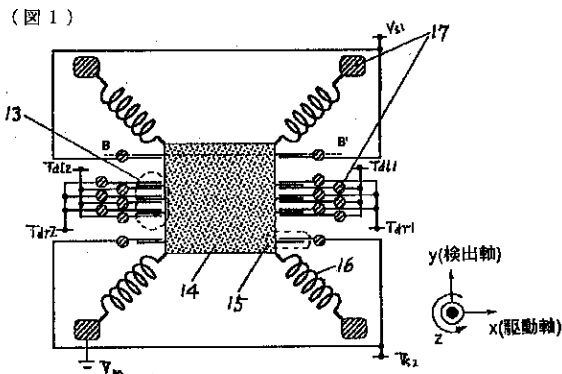
1…検出用圧電素子	2…振動子
3…支持部	4…駆動用圧電素子
5…固定部	6…駆動電極
7…アンカー部	8…支持部
9…検出電極	10…振動質量
11…中間支持部	12…シリコン基板
13…駆動電極対	14…振動質量
15…検出電極対	16…支持部
17…固定部	18…支持部

19…駆動電極
 20…振動質量側電極の左側に対向する基板に固定した駆動電極
 21…振動質量側電極の右側に対向する基板に固定した駆動電極
 22…高濃度拡散層
 23…窒化シリコン膜
 24…酸化膜
 25…ポリシリコン膜
 26…金属配線
 27…パッシベーション膜
 28…窒化シリコン膜
 29…高濃度拡散層
 30…パッシベーション膜
 31…溝部
 32…鍍金金属膜
 33…犠牲層金属膜
 34…駆動電源OSC1
 OSC2
 36…増幅器
 38…バッファ
 ールド回路

40…検出電圧源OSC3
 67…接続部
 69…対向電極
 71…引き出し電極
 73…支持部
 75…電極部
 77…振動質量
 容量
 79…参照電気容量Cref
 81…加算器
 83…復調器
 フィルタ
 85…発振器OSC1
 SC2
 87…制御回路
 89…ハイパスフィルタ
 オード回路
 91…演算器
 器
 93…増幅器

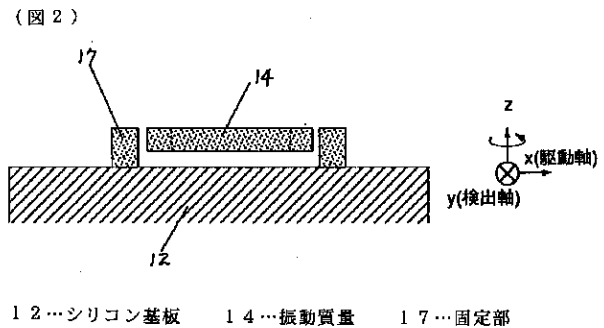
66…振動質量
 68…対向電極
 70…櫛歯電極
 72…振動質量
 74…固定部
 76…支持部
 78…検出電気
 容量
 80…バッファ
 82…減算器
 84…ローパス
 フィルタ
 86…発振器OSC
 88…インバー
 タ
 90…理想ダイ
 92…振幅変調
 器

【図1】

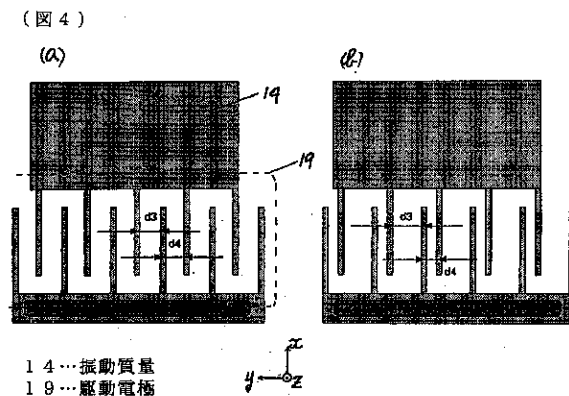


13…駆動電極対
 14…振動質量
 15…検出電極対
 16…支持部
 17…固定部

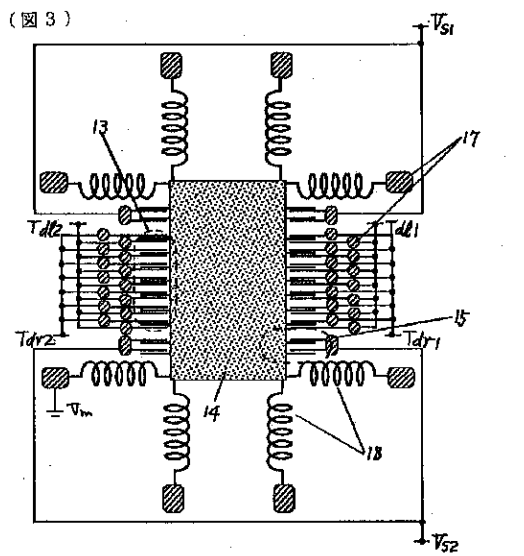
【図2】



【図4】

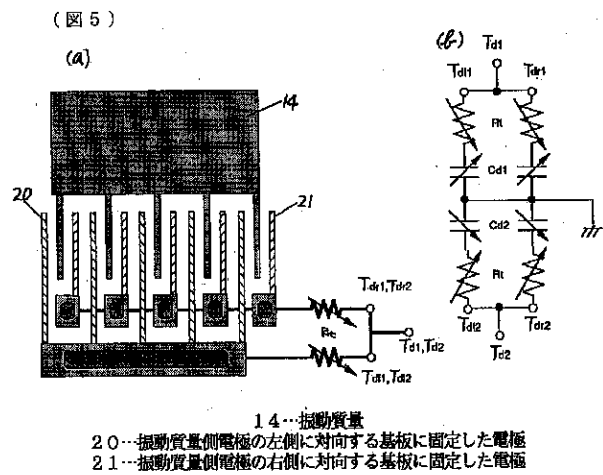


【図3】

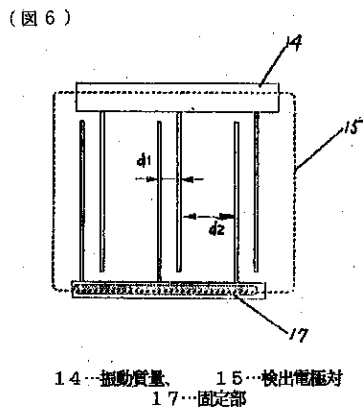


13…駆動電極対 14…振動質量 15…検出電極対
17…固定部 18…支持部

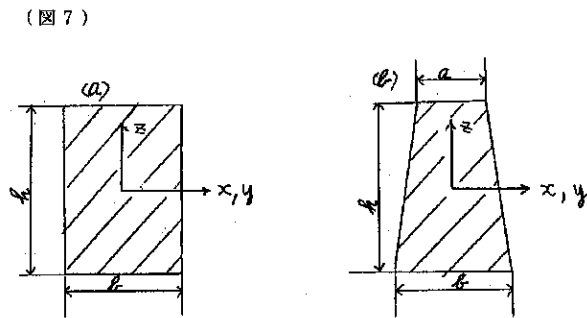
【図5】



【図6】



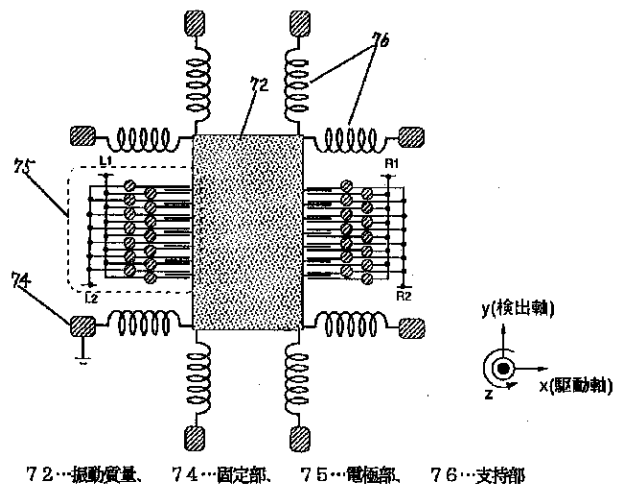
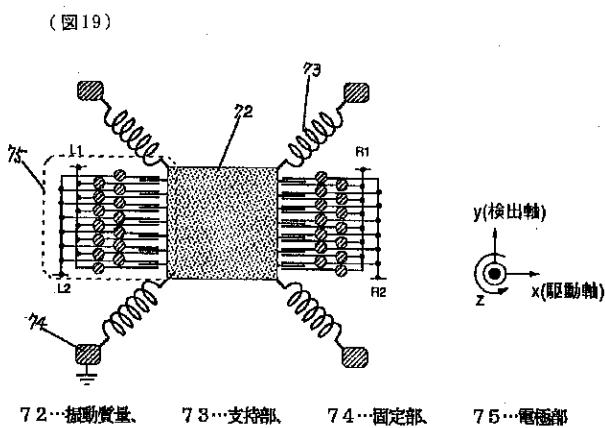
【図7】



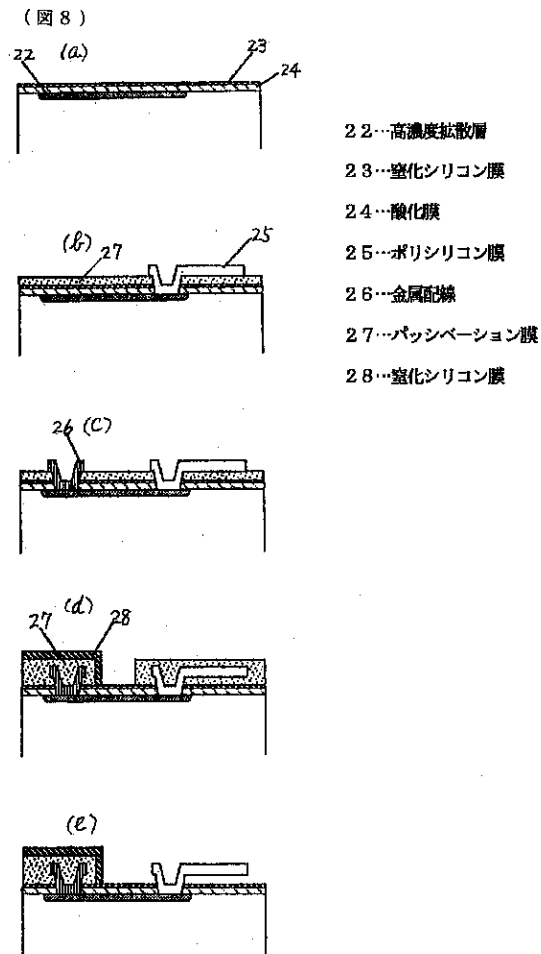
【図20】

(図20)

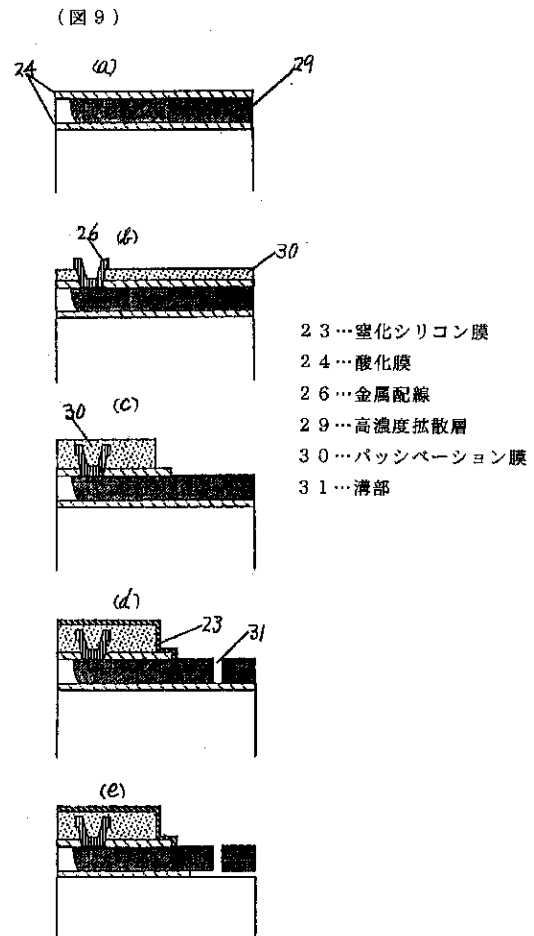
【図19】



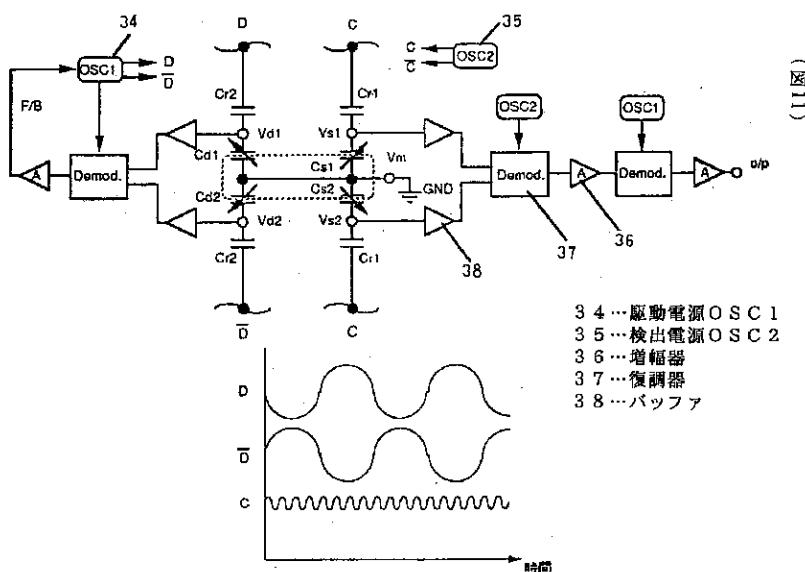
【図8】



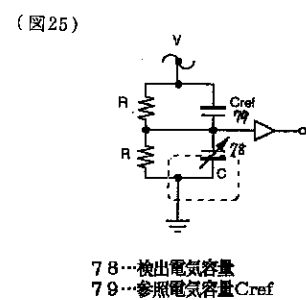
【図9】



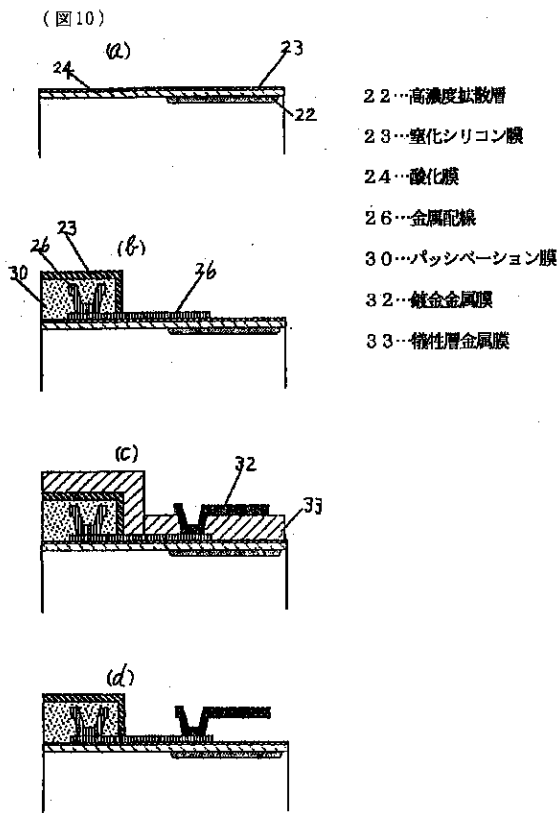
【図11】



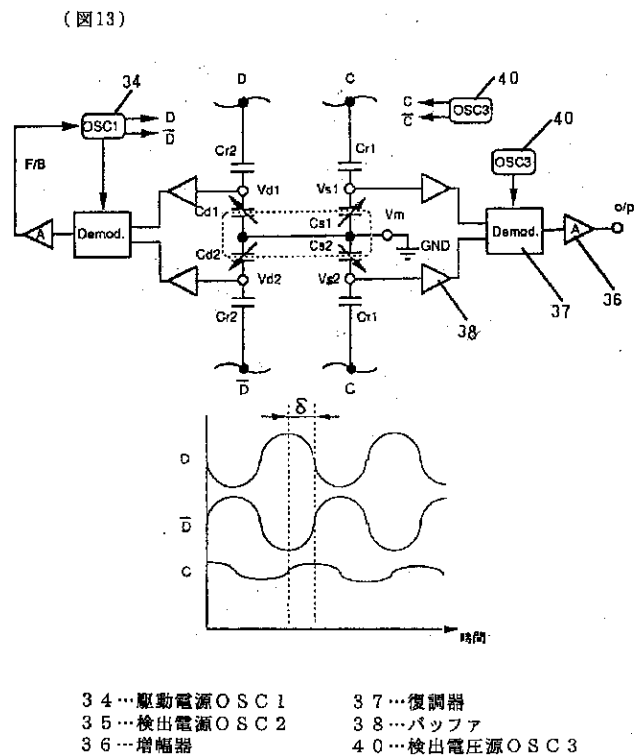
【図25】



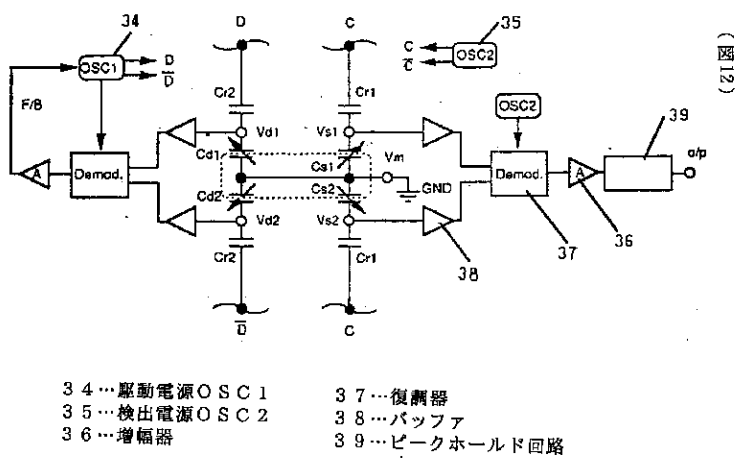
【図10】



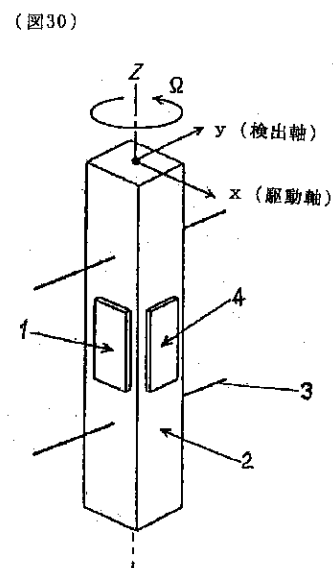
【図13】



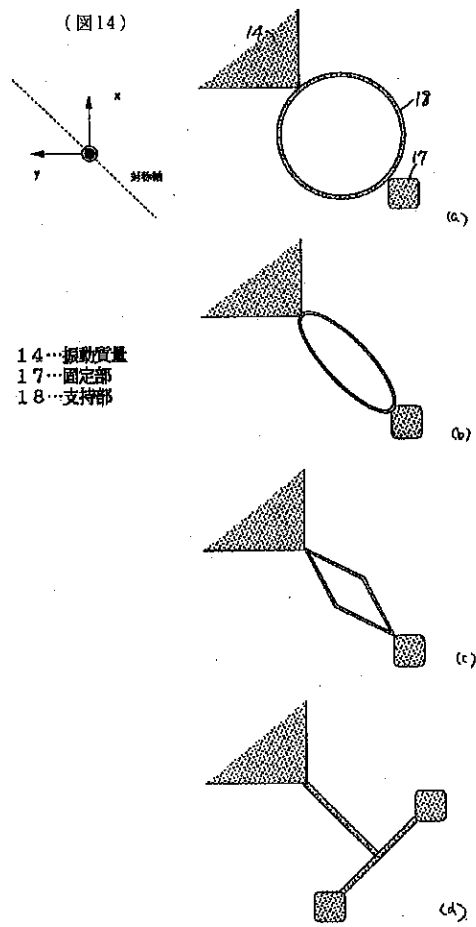
【図12】



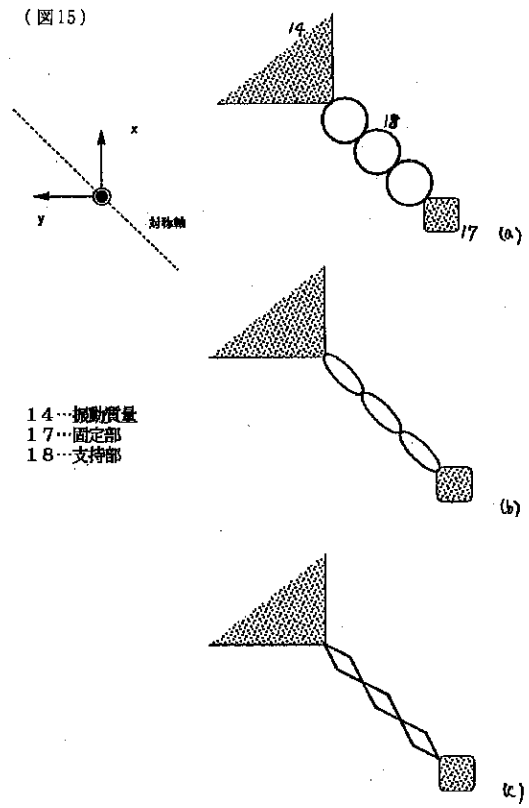
【図30】



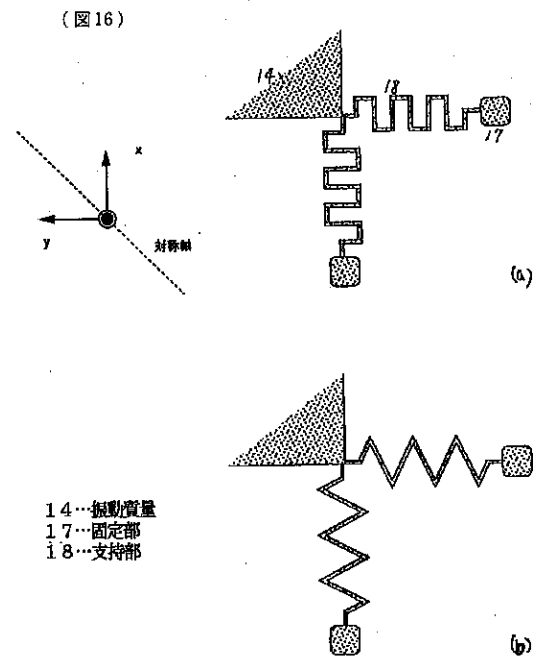
【図14】



【図15】

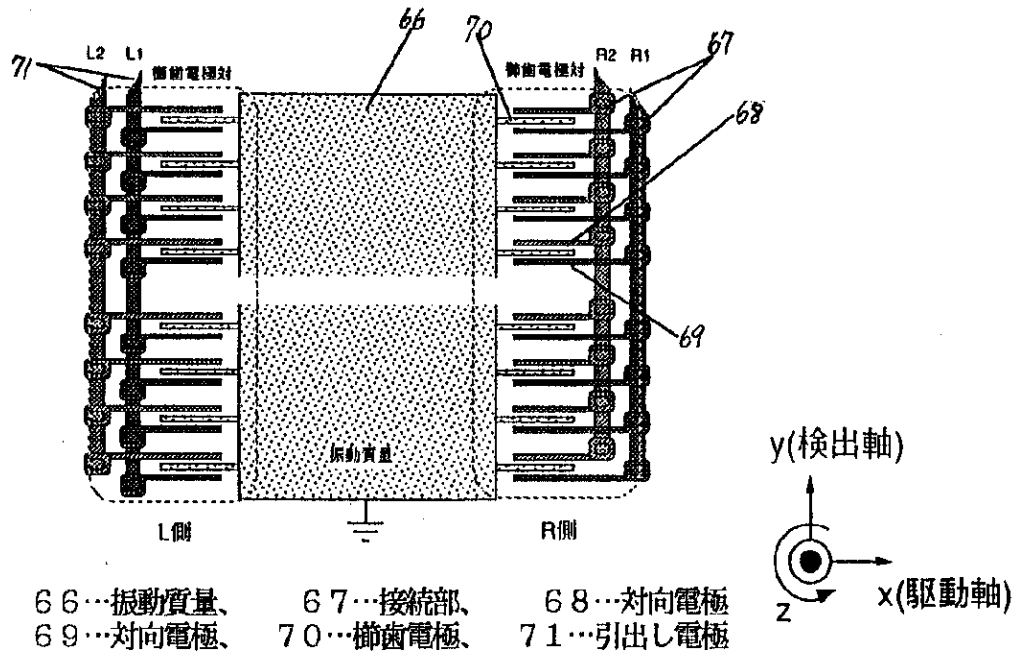


【図16】



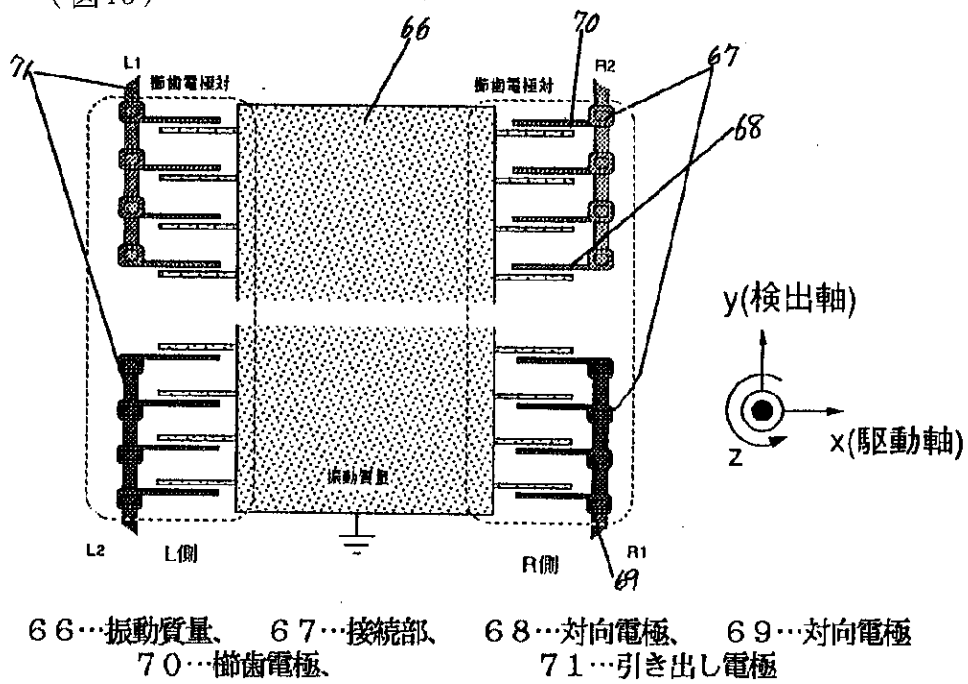
【図17】

(図17)

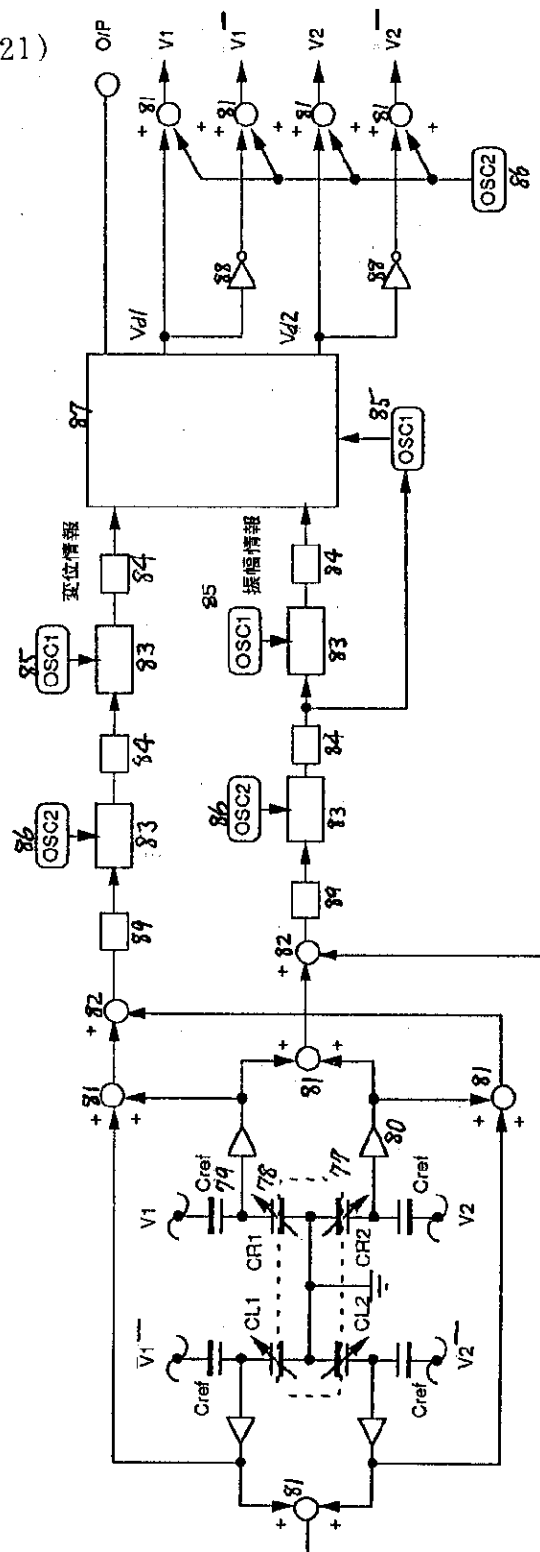


【図18】

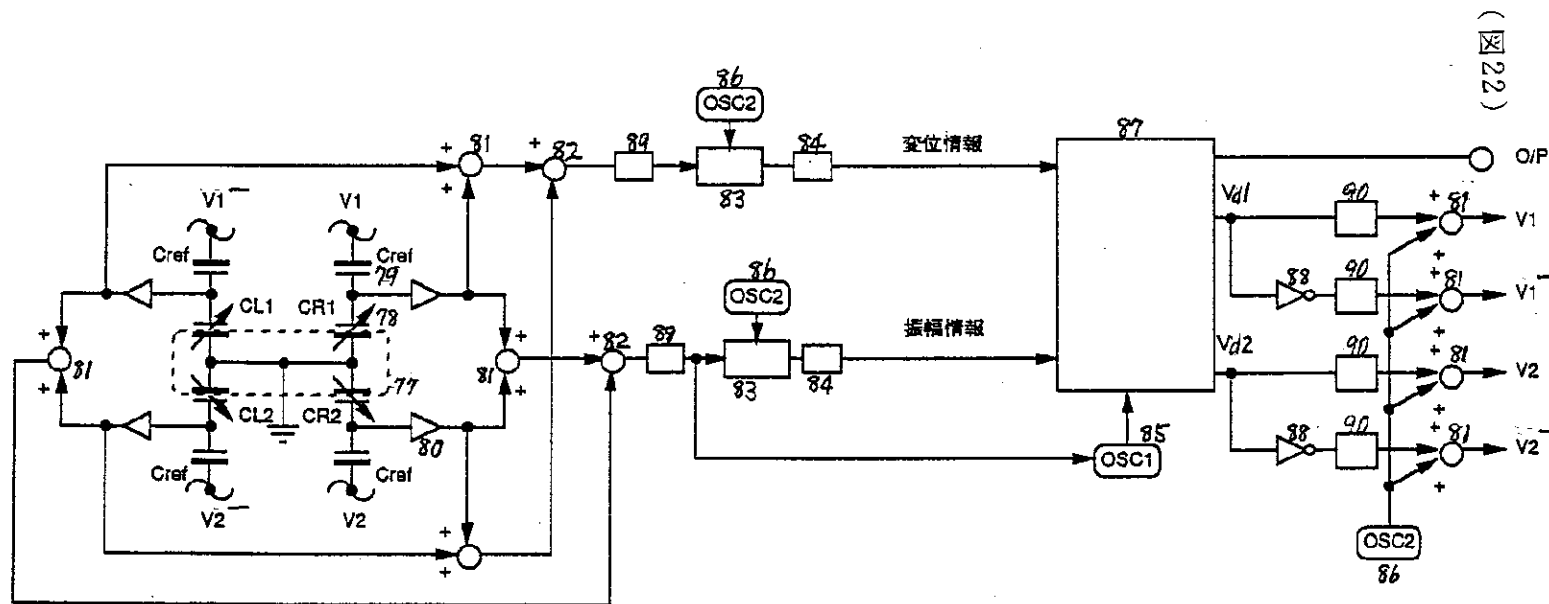
(図18)



(圖21)



77…振動質量、78…検出電気容量、79…参照電気容量Cref、80…バッファ、81…加算器
82…減算器、83…復調器、84…ローパスフィルタ、85…発振器OSC1、86…発振器OSC2
87…制御回路、88…インバータ、89…ハイパスフィルタ

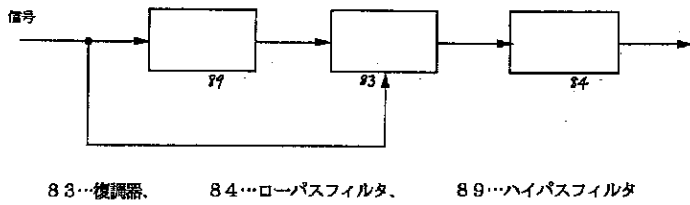


77…振動質量、 78…検出電気容量、 79…参照電気容量Cref、 80…バッファ、 81…加算器
 82…減算器、 83…復調器、 84…ローパスフィルタ、 85…発振器OSC1、 86…発振器OSC2
 87…制御回路、 88…インバータ、 89…ハイパスフィルタ、 90…理想ダイオード回路

(2 2)

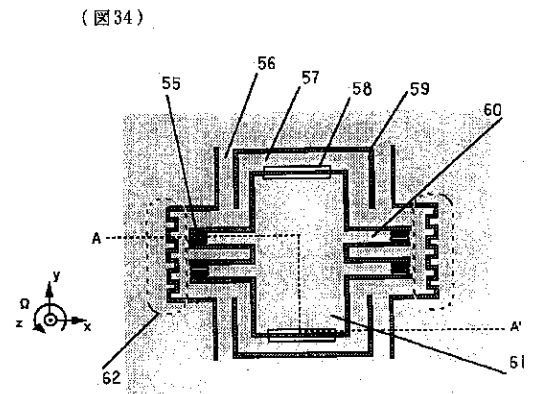
特開平 9-42973

【図23】

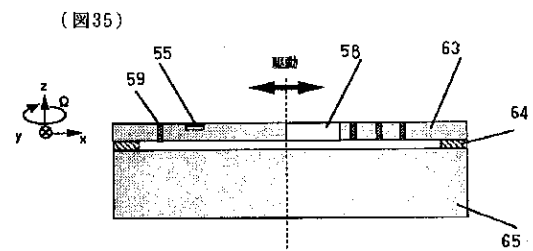


(図23)

【図34】

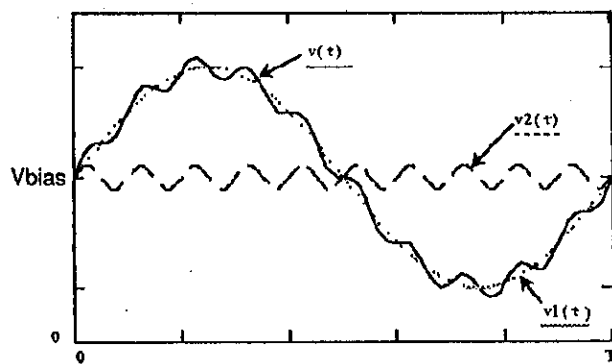


【図35】



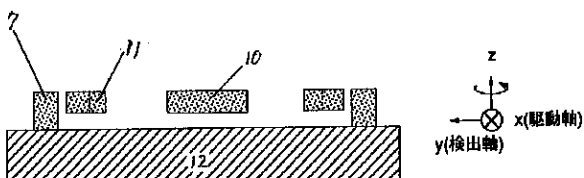
【図24】

(図24)

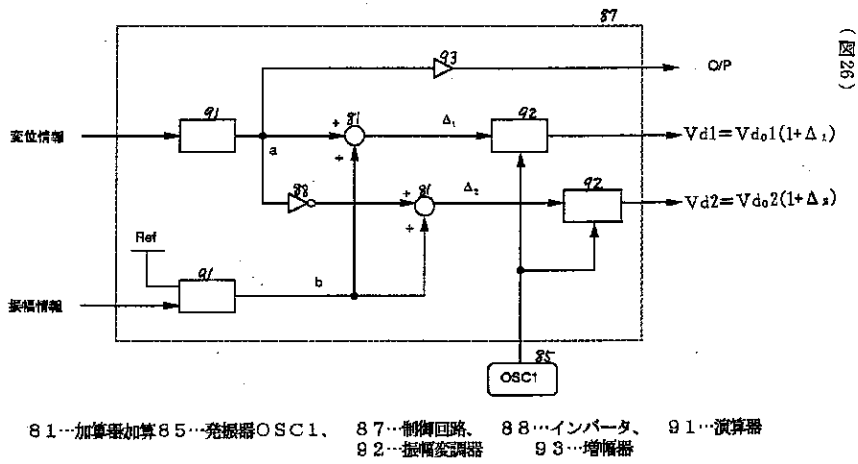


【図32】

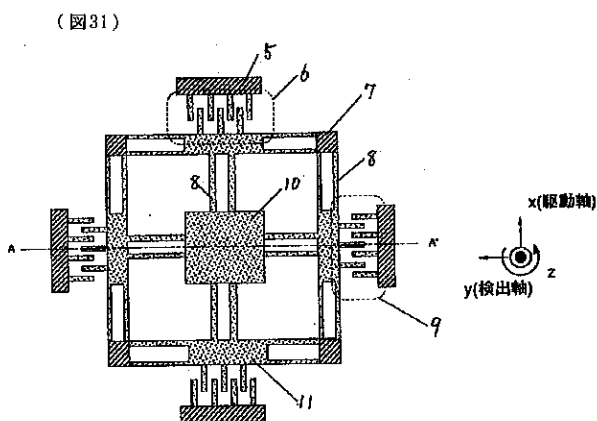
(図32)



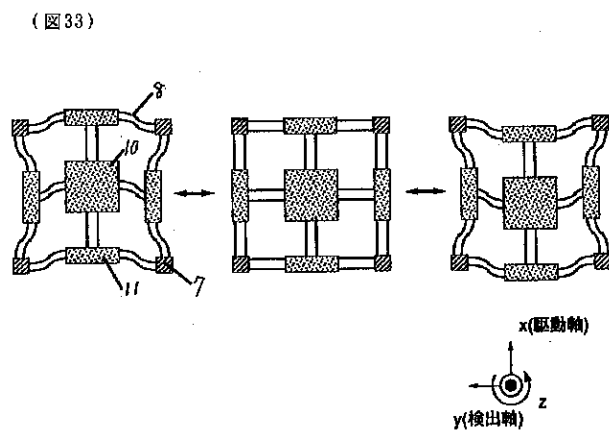
【图26】



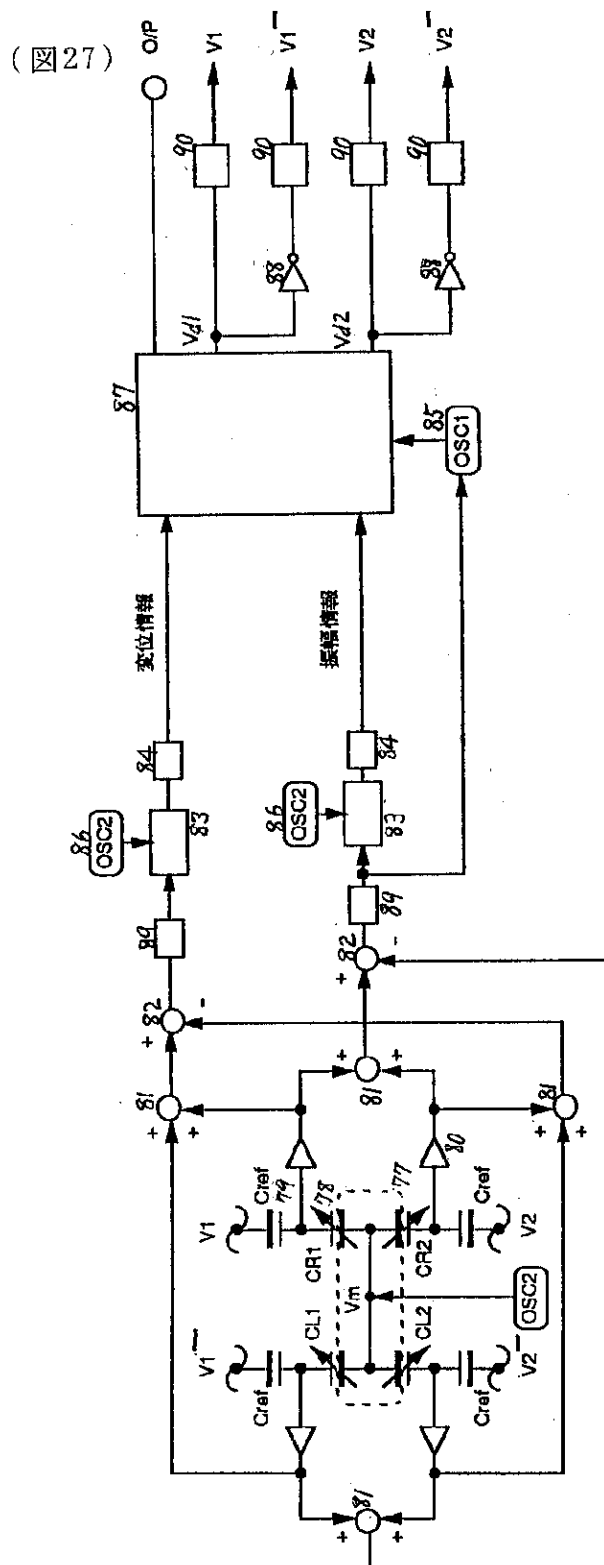
【図3 1】



【图 3-3】



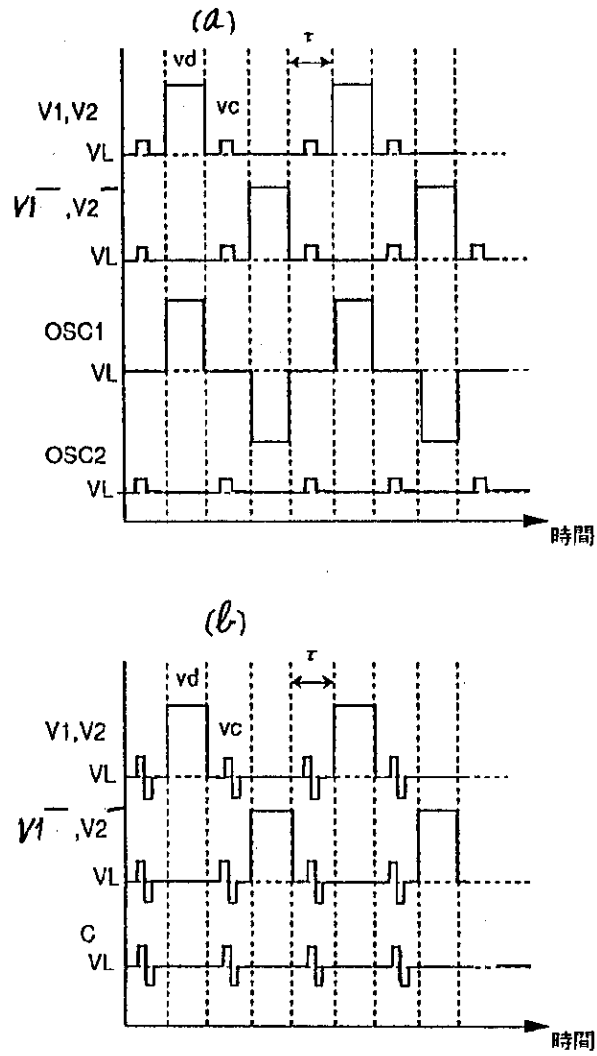
【図27】



77…振動質量、78…検出電気容量、79…参照電気容量Cref、80…バッファ、81…加算器
 82…減算器、83…復調器、84…ローパスフィルタ、85…発振器OSC1、86…発振器OSC2
 87…制御回路、88…インバータ、89…ハイパスフィルタ、90…理想ダイオード回路

【図28】

(図28)



【図29】

(図29)

