

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5774099号
(P5774099)

(45) 発行日 平成27年9月2日(2015.9.2)

(24) 登録日 平成27年7月10日(2015.7.10)

(51) Int.Cl.	F 1
GO 1 L 9/12 (2006.01)	GO 1 L 9/12
GO 1 L 9/00 (2006.01)	GO 1 L 9/00
GO 1 L 19/14 (2006.01)	GO 1 L 19/14
GO 1 L 19/06 (2006.01)	GO 1 L 19/06

請求項の数 14 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2013-516623 (P2013-516623)
(86) (22) 出願日	平成23年6月16日 (2011.6.16)
(65) 公表番号	特表2013-529783 (P2013-529783A)
(43) 公表日	平成25年7月22日 (2013.7.22)
(86) 国際出願番号	PCT/US2011/040661
(87) 国際公開番号	W02011/163049
(87) 国際公開日	平成23年12月29日 (2011.12.29)
審査請求日	平成26年5月16日 (2014.5.16)
(31) 優先権主張番号	12/819,573
(32) 優先日	平成22年6月21日 (2010.6.21)
(33) 優先権主張国	米国(US)

(73) 特許権者	591245473 ロベルト・ボッシュ・ゲゼルシャフト・ミ ト・ベシュレンクテル・ハフツング ROBERT BOSCH GMBH ドイツ連邦共和国デー-70442 シュ トゥットガルト, ヴェルナー・シュトラ セ 1
(74) 代理人	100140109 弁理士 小野 新次郎
(74) 代理人	100075270 弁理士 小林 泰
(74) 代理人	100096013 弁理士 富田 博行
(74) 代理人	100114487 弁理士 山崎 幸作

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】誘導結合圧力センサ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

特定用途向け集積回路とともに用いるための圧力センサアセンブリであって、測定対象の環境に接続されている第1のセンサコンパートメント内に配置される容量性センサと、

前記第1のセンサコンパートメント内に配置され、前記容量性センサに動作可能に接続されてセンサL-Cタンク回路を形成するセンサコイルと、

第2のセンサコンパートメント内に配置され前記センサコイルから離間された測定コイルを含む測定振動子と、

前記測定振動子の出力に基づいて測定振動子用の制御信号を提供するように構成されたフィードバック回路と、

前記フィードバック回路に低周波信号を提供するように構成される低周波信号源と、を備えるアセンブリ。

【請求項 2】

前記センサコイルは前記容量性センサに熱的に接続され、前記センサコイルは、温度が変化すると抵抗率の変化を示す材料を含み、前記センサコイルの温度も確定するように構成される、請求項1に記載のアセンブリ。

【請求項 3】

前記測定振動子は、前記フィードバック回路に動作可能に接続される第1の入力を有する可変利得演算相互コンダクタンス増幅器(gvOTA)を備える、請求項1に記載のア

10

20

センブリ。

【請求項 4】

前記 g v O T A の第 1 の出力は測定振動子 L - C タンクの第 1 の端部に接続され、

前記 g v O T A の第 2 の出力は前記測定振動子 L - C タンクの第 2 の端部に接続される
、請求項 3 に記載のアセンブリ。

【請求項 5】

前記測定振動子は、

前記 g v O T A の第 1 の出力および前記 g v O T A の第 2 の入力に動作可能に接続され
る第 1 の可変容量キャパシタと、

前記 g v O T A の前記第 2 の入力および前記 g v O T A の第 3 の入力に動作可能に接続
される第 2 のキャパシタと、を備える

請求項 3 に記載のアセンブリ。

【請求項 6】

前記第 2 のキャパシタはトリミング可能なキャパシタである、請求項 5 に記載のアセン
ブリ。

【請求項 7】

前記トリミング可能なキャパシタはスイッチトキャパシタである、請求項 6 に記載のア
センブリ。

【請求項 8】

前記第 1 の可変容量キャパシタはスイッチトキャパシタである、請求項 5 に記載のアセ
ンブリ。

【請求項 9】

前記 g v O T A の前記第 2 の入力と前記 g v O T A の前記第 3 の入力の間に動作可能に
接続される抵抗器をさらに備える、請求項 5 に記載のアセンブリ。

【請求項 10】

前記 g v O T A の第 2 出力は前記第 2 のキャパシタに動作可能に接続される、請求項 3
に記載のアセンブリ。

【請求項 11】

前記 g v O T A は第 1 の入力トランジスタ対および第 2 の入力トランジスタ対を含む差
動 N - M O S 入力段を備え、前記第 2 の入力トランジスタ対は前記第 1 の入力トランジ斯
タ対に並列である、請求項 3 に記載のアセンブリ。

【請求項 12】

前記 g v O T A の出力に動作可能に接続される第 1 のトランジスタ、前記第 1 のトラン
ジスタの第 1 のドレインに動作可能に接続される第 1 のキャパシタ、および前記第 1 のキ
ャパシタに動作可能に接続され、前記第 1 のキャパシタを放電させるように構成される弱
い電流源を含む第 1 の供給源フォロワと、

前記 g v O T A の前記出力に動作可能に接続される第 2 のトランジスタ、前記第 2 のト
ランジスタの第 2 のドレインに動作可能に接続される第 2 のキャパシタ、および前記第 2
のキャパシタに動作可能に接続され、前記第 2 のキャパシタを充電するように構成される
弱い電流源を含む第 2 の供給源フォロワと、をさらに備え、

前記第 1 の供給源フォロワおよび前記第 2 の供給源フォロワは、測定振動子信号の振幅
を検出し、コントローラに振幅参照信号を提供するように構成される、請求項 3 に記載の
アセンブリ。

【請求項 13】

前記 g v O T A は单一の出力を有する单一端 g v O T A であり、

前記 g v O T A の前記出力は測定振動子 L - C タンクの第 1 の端部に接続され、

前記測定振動子 L - C タンクの第 2 の端部は A C 経路を介して前記 g v O T A と共に
の接地に接続される、

請求項 3 に記載のアセンブリ。

【請求項 14】

10

20

30

40

50

前記フィードバック回路は、
復調された測定振動子信号を受け取るように構成される比例積分微分（P I D）コントローラを備える、
請求項1に記載のアセンブリ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

[0001]本発明は圧力センサの分野に関し、より詳細には容量性圧力センサに関する。

【背景技術】

【0002】

[0002]システムがより高度になるにつれ、増大するデータをこれらのシステムを制御する際に組み込むことは、システムの性能を最大にするのに有用である。そのため、自動車応用では、空気、ガソリン、またはトランスミッションオイルを含めて様々な媒体の圧力に関連するデータを用いてエンジンの性能を最適化し得る。

【0003】

[0003]燃費向上を目指したエンジン設計における一実務慣行は、エンジン排気と外気を混合して流入空気を事前加熱することである。しかし、得られた外気／排気混合物の圧力を得ることは、極めて浸食性が高く高熱の環境にセンサ要素を暴露することを必要とする。したがって、現在の圧力センサでは、センサまわりの電気接続部に特別な保護が必要とされる。

【0004】

[0004]過酷な環境からセンサアセンブリのデリケートなコンポーネントを保護する一手法は、センサおよび電子部品全体をゲルで覆うことであり、それによって、過酷な媒体に対して損傷しやすい電気接続部を封入する。他のセンサでは、過酷な環境からデリケートな電子部品を物理的に分離する。これらのセンサでは、一対のコイルの一方をデリケートな電子部品とともに保護環境に配置する。過酷な環境に抵抗力のある材料でできた基板上の第2のコイルは過酷な環境に配置され、データがコイル間を行き来する。

【0005】

[0005]追加の材料を組み込むセンサは、センサアセンブリによって監視される過酷な環境からセンサのデリケートなコンポーネントを隔離するのに有効ではあるが、追加の製造ステップが導入されることになる。さらに、保護材料は経時変化で破れやすくなり、センサを保護する能力も劣化しやすく、したがってセンサの実用寿命が短くなる。

【0006】

[0006]これに加えて、監視下のエンジンを継続して動作させると、排気温度が変動する。温度変化はセンサアセンブリの特性に影響を及ぼすことがあり、そのため、センサシステムの不正確さが増大する。温度に関連する不正確さの一部は、温度を測定し温度補正を適用することによって軽減し得る。しかし、センサの数が増えるにつれ、システムに関連するコストが増大する。それに加えて、追加のコンポーネント用に追加のスペースが必要とされる。

【0007】

[0007]したがって、センサのコンポーネントを覆う保護材料を必要とせずに過酷な環境からデリケートなコンポーネントを保護するセンサアセンブリが有利になる。温度データを圧力データとともに提供するセンサアセンブリはさらに有利である。温度データを用いてセンサシステムの正確さを最適化するセンサアセンブリはさらに有利である。

【発明の概要】

【0008】

[0008]一実施形態では、特定用途向け集積回路とともに用いるための圧力センサアセンブリは、容量性センサと、第1のセンサコンパートメント内に配置され、容量性センサに動作可能に接続されてセンサL-Cタンク回路を形成するセンサコイルと、第2のセンサコンパートメント内に配置された測定コイルを含む測定振動子であって、センサコイル、

10

20

30

40

50

および測定振動子の出力に基づいて測定振動子用の制御信号を提供するように構成されるフィードバック回路から離間している測定振動子と、測定振動子に低周波信号を提供するように構成される低周波信号源と、を備える。

【0009】

[0009]別の実施形態では、流体の圧力を特定する方法は、流体から隔離された測定振動子をセンサコンポーネントに結合するステップと、この結合を介してセンサコンポーネント内に循環電流を確立するステップと、結合されたセンサコンポーネントの容量性センサを流体に暴露するステップと、この暴露に基づいてセンサコンポーネントの共振周波数を確立するステップと、結合された測定振動子の周波数を変化させるステップと、変化した周波数を有する測定振動子について電圧の変化を生成するステップと、生成された電圧変化に基づいて測定振動子の周波数を制御するステップと、測定振動子の制御された周波数に基づいて流体の圧力に関連する信号を生成するステップと、を含む。10

【0010】

[0010]上記の特徴および利点ならびに他の特徴および利点は、以下の詳細な説明および添付の図面を参照することによって当業者にはより容易に明らかになろう。

【図面の簡単な説明】

【0011】

[0011]本発明は、様々なシステムコンポーネントおよびシステムコンポーネントの配置において具体化し得る。図面は例示実施形態を図示するためのものに過ぎず、本発明を制限するように解釈すべきではない。20

【図1】[0012]本発明の原理に従って監視される環境から保護されるデリケートな電子部品を備えたセンサアセンブリの斜視断面図である。

【図2】[0013]図1のセンサアセンブリで用いられる、タンク回路を形成する容量性センサおよびループを含むセンサの斜視図である。

【図3】[0014]図1のセンサアセンブリの特定用途向け集積回路上の回路のシステム図であり、この回路は測定振動子を自動的に調整して図1のセンサのタンク回路の共振周波数に整合させる。

【図4】[0015]図2のセンサの共振周波数を含むいくつかの周波数を通じて測定回路の周波数が調整されるときの図3のシステムにおける測定振動子の振幅の測定値を利得が固定された状態で示し、測定振動子の周波数がセンサタンク回路の共振周波数に近いときに生じる下降部分を示す。30

【図5】[0016]図3の測定振動子に印加する低周波信号を示すとともに、測定振動子の周波数がセンサタンク回路の共振周波数である場合、測定振動子の周波数がセンサタンク回路の共振周波数未満である場合、および測定振動子の周波数がセンサタンク回路の共振周波数よりも高い場合に生じる復調フィルタ後の信号の変化を示す。

【図6】[0017]測定振動子の周波数が図2のセンサの共振周波数と整合する場合に測定回路の周波数が低周波信号で変調されるときの図3のシステムのコントローラ出力後の信号を示す。

【図7】[0018]測定振動子の周波数が図2のセンサの共振周波数未満である場合に測定回路の周波数が低周波信号で変調されるときの図3のシステムのコントローラ出力後の信号を示す。40

【図8】[0019]測定振動子の周波数が図2のセンサの共振周波数よりも高い場合に測定回路の周波数が低周波信号で変調されるときの図3のシステムのコントローラ出力後の信号を示す。

【図9】[0020]図1のセンサアセンブリの特定用途向け集積回路上の回路の概略図であり、この回路は測定振動子を自動的に調整して図1のセンサのタンク回路の共振周波数に整合させ、図9の回路構成が周波数依存利得変化を妨げるのでノイズが低減される。

【図10】[0021]図1のセンサアセンブリの測定振動子内の可変キャパシタとして用い得るスイッチトキャパシタの上面図である。

【図11】[0022]図1のセンサアセンブリの特定用途向け集積回路上の回路の概略図であ50

り、この回路は、測定振動子の自己調整システムを形成して図1のセンサのタンク回路の共振周波数に整合させ、可変電流利得演算相互コンダクタンス増幅器を組み込むことによってシステム内のノイズを低減する能力を図3に示すシステムに与える閾値依存自動振幅利得制御部を含む測定振動子を備える。

【図12】[0023]図1のセンサアセンブリの特定用途向け集積回路上の回路の概略図であり、この回路は、測定振動子の自己調整システムを形成して図1のセンサのタンク回路の共振周波数に整合させ、可変電流利得演算相互コンダクタンス増幅器を組み込むことによってシステム内のノイズを低減する能力を図3に示すシステムに与える2入力単一端ファイードバック回路を備える。

【図13】[0024]図12の可変電流利得演算相互コンダクタンス増幅器とともに用い得る10
入力段の概略図である。

【図14】[0025]図12の回路にトリミング可能なキャパシタを実装することによって得られる、センサが結合しない状態の様々な測定振動子周波数応答曲線を示す。

【図15】[0026]図12の回路に図14のトリミング可能なキャパシタを実装することによって得られる、センサが測定振動子に結合した状態の測定振動子周波数応答曲線を示す。
。

【発明を実施するための形態】

【0012】

[0027]図1を参照すると、センサアセンブリ（圧力センサアセンブリ）100は、ハウジング102およびセンササポート104を含む。センササポート104は、結合部106およびネック部108を含む。穴110が結合部106からセンサコンパートメント112まで延びる。センサコンパートメント112は、基板116によって電子部品コンパートメント114から隔離される。この実施形態では、基板116はハウジング102と一緒に形成される。センサ118がセンサコンパートメント112内に配置され、電子アセンブリ120が電子部品コンパートメント114内に配置される。

【0013】

[0028]センサ118は、図2にも示すように、容量性圧力センサ（容量性センサ）122およびコイル124を含む。コイル124は、電極126および128によって容量性圧力センサ122に接続される。このように、センサ118は、容量性圧力センサ122を備えたL C タンク回路を形成する。ここで、容量性圧力センサ122は、センサコンパートメント112内の圧力が変化すると容量が変化するキャパシタとして機能し、コイル124はインダクタとして機能する。

【0014】

[0029]電子アセンブリ120は、1次コイル130および特定用途向け回路（ASIC）132を含む。図3に、電子アセンブリ120を概略的に示す。図3では、1次コイル130が、可変キャパシタ140と並列に配置されて測定振動子142を形成する。測定振動子142は、電圧制御振動子またはデジタル制御振動子とし得る。測定振動子142の出力は復調器144に提供される。復調器144はさらに、低周波源146から任意選択の位相補正器148を介して低周波信号を受け取る。典型的には、位相補正量は小さく、ある種の応用例では、位相補正器148は省略し得る。

【0015】

[0030]復調器144の出力は、任意選択のフィルタ150に提供され、フィルタ150からの信号が比例積分微分（PID）コントローラ152に渡される。PIDコントローラ152の出力は加算器154に提供され、加算器154は、PIDコントローラ152の出力と低周波源146の出力を混合する。加算器154の出力は、可変キャパシタ140を制御するのに用いられる。任意選択の周波数カウンタ156が、測定振動子142の周期を計数するために提供され、周波数の測定値が出力158として提供される。あるいは、PIDコントローラ152の出力を出力として用いてもよい。例として、平均キャパシタ値を用いて、圧力センサの容量を直接確認し得る。この代替手法を用いて測定振動子142に対して温度補償を行うことによって正確さが向上し得る。

10

20

30

40

50

【0016】

[0031]動作においては、電子アセンブリ120を用いてセンサ118の共振周波数を特定する。そのために、可変キャパシタ140および1次コイル130は、測定振動子142の可変周波数振動子回路として機能する。測定振動子142の振動の周波数は、可変キャパシタ140の容量を変化させることによって改変される。一般に、測定振動子142が振動すると、1次コイル130は、1次コイル130とセンサ118内のコイル124をゆるく結合させる磁場を確立する。測定振動子142の周波数がセンサ(センサコンポーネント)118の共振周波数に近づくにつれ、この確立された結合によりセンサ118内に循環電流が現れる。

【0017】

10

[0032]コイル124内の循環電流のために、1次コイル130とコイル124の間の結合によりインピーダンスが1次コイル130に反射されて、エネルギー放出を補償し測定振動子142の振幅を安定に維持するためにPIDコントローラ152によるループゲインが増大する。センサ118の共振周波数になると、コイル124内の循環電流、ひいては測定振動子142に反射されるインピーダンスが最大になる。

【0018】

[0033]図4に、電子アセンブリ120の概略機能を図式的に示す。線160は、可変キャパシタ140の容量を変化させることによって測定振動子142の周波数が低周波数162からより高い周波数164に改変されるときの定電流デバイスにおける電圧の測定値を表す。測定振動子142の周波数が周波数162から周波数164に増加するとき、コイル124によってインピーダンスがコイル130に反射される結果として電圧降下166が観察される。周波数168で電圧は極小値に達するが、この極小値は、測定振動子142の周波数がセンサ118の共振周波数と整合するときに生じる最大反射インピーダンスに対応する。

20

【0019】

[0034]動作においては、図5に示すように、測定振動子142の周波数は、低周波源146からの低周波成分を含む、加算器154からの制御信号170によって制御される。このように、制御信号170は可変キャパシタ140の容量を変調し、その結果、測定振動子142の周波数が変調される。例として、測定振動子142の周波数がセンサLCタンクの共振周波数と整合する場合、図5および図6に示すように、測定振動子142の周波数は、参照線172に関連する周波数になり、測定振動子142の電圧180は下降部分166の最小値になる。

30

【0020】

[0035]制御信号170が参照線174のところの基底値から参照線176のところの最大値に増加すると、測定振動子142の共振周波数は、参照線172に関連する周波数から参照線178に関連する周波数に増加する。したがって、測定振動子142の電圧の測定値は、初期値(V_0)からより大きな値に増加する。制御信号が参照線176のところの最大値から参照線182のところの基底値に減少すると、測定振動子142の共振周波数は、参照線178に関連する周波数から参照線172に関連する周波数に減少する。したがって、測定振動子142の電圧の測定値は、最大値から初期値(V_0)に減少する。

40

【0021】

[0036]次いで、制御信号170は、参照線182のところの基底値から最小値に減少し、その後、参照線184のところの既定値に戻る。したがって、測定振動子142の共振周波数は、参照線172で示される周波数から参照線186で示される周波数に減少し、次いで、参照線172に関連する周波数に戻る。したがって、測定振動子142の電圧の測定値は、初期値(V_0)から上記で論じた同じ最大値に増加し、次いで、既定値に戻る。

【0022】

[0037]図5の線180は、上記シーケンス全体にわたる電圧の測定値を示す。したがって、線180は、復調器144(図3参照)への入力として提供される利得信号を表す。

50

復調器 144 はさらに、低周波源 146 から任意選択の位相補正器 148 を介して低周波信号を受け取る。復調器 144 は、位相補正された低周波信号を用いて、以下でより詳細に論ずるように利得信号（電圧 180）に対して伝達関数を実施する。復調器 144 の出力はフィルタ 150 によってフィルタリングされる。

【0023】

[0038] 図 5 に示すように、参照線 174 から参照線 182 までの利得 180 は、参照線 182 から参照線 184 までの利得 180 と同じである。ただし、参照線 174 と参照線 182 の間の（制御信号 170 と同じように示し得る）位相補正された低周波信号は、参照線 182 から参照線 184 までの位相補正された低周波信号に対して 180 度だけ位相がずれている。したがって、位相補正された低周波信号を用いて V_0 に対して伝達関数を実施すると、フィルタ 150 の出力はゼロになる。10

【0024】

[0039] フィルタ 150 の出力を用いて、PID コントローラ 152 からのコントローラ信号を改変する。この状況ではフィルタ 150 の出力が「ゼロ」なので、PID コントローラ 152 からのコントローラ信号は変化しない。そのため、測定振動子 142 の周波数は、参照線 172 に関連する周波数に維持される。したがって、測定振動子 142 がセンサ 118 の共振周波数を中心とするときには、PID コントローラ 152 によって生成されるコントローラ信号に変化はない。

【0025】

[0040] 測定振動子 142 の周波数がセンサ 118 の共振周波数よりも低いとき、例えば図 5 および図 7 に示すように、測定振動子 142 の周波数は、参照線 190 に関連する周波数であり、測定振動子 142 の電圧 194 は下降部分 166 に関連する最小値よりも大きな値になる。20

【0026】

[0041] この状況では、制御信号 170 が参照線 174 のところの基底値から参照線 176 のところの最大値に増加すると、測定振動子 142 の共振周波数は、参照線 190 に関連する周波数から参照線 192 に関連する周波数に増加する。したがって、測定振動子 142 の電圧の測定値 194 は、まず初期値 (V_0^1) から下降部分 166 に関連する最小値まで減少する。

【0027】

[0042] しかし、制御信号 170 は、電圧の測定値 194 が下降部分 166 に関連する最小値に減少した後でも増加し続ける。したがって、電圧 194 は増加し始める（図 7 参照）。制御信号 170 が参照線 176 のところの最大値から参照線 182 のところの基底値まで減少すると、測定振動子 142 の共振周波数は、参照線 192 に関連する周波数から参照線 190 に関連する周波数に減少する。したがって、電圧 194 は V_0^1 未満に減少し、次いで増加して V_0^1 に戻る。30

【0028】

[0043] 次いで、制御信号 170 は、参照線 182 のところの基底値から最小値まで減少し、その後、参照線 184 のところの基底値に戻る。したがって、測定振動子 142 の共振周波数は、参照線 190 で示す周波数から参照線 196 で示す周波数に減少する。そのため、電圧 194 は最大値まで増加し、次いで V_0^1 に戻る。この段階全体を通じて、電圧 194 は V_0^1 よりも大きい。40

【0029】

[0044] 上記の状況では、図 5 に示すように、参照線 174 から参照線 182 までの利得 194 の平均値はわずかに正になるが、参照線 182 から参照線 184 までの利得 194 の平均値は大きく正になる。そのため、位相補正された低周波信号を用いる伝達関数によって上記で論じたやり方で生成される全体信号は大きな負の信号になる。したがって、フィルタ 150 の出力は負になる。

【0030】

[0045] 次いで、フィルタ 150 の負の出力を用いて、測定振動子 142 の共振周波数が50

下降部分 166 の極小値に関連する周波数に向かって増加するように PID コントローラ 152 からのコントローラ信号を変更する。そのため、測定振動子 142 がセンサ 118 の共振周波数未満の周波数を中心とする場合、PID コントローラ 152 によって生成されるコントローラ信号は、測定振動子 142 をより高い周波数に向かって制御する。

【0031】

[0046]これに対して、測定振動子 142 の周波数が、例えば図 5 および図 8 に示すように、センサ 118 の共振周波数よりも高い場合、測定振動子 142 の周波数は参照線 200 に関連する周波数であり、測定振動子 142 の電圧 204 は下降部分 166 に関連する最小値よりも大きな値になる。

【0032】

[0047]この状況における測定振動子 142 は、図 7 の状況とは異なり、下降部分 166 の最小値の右側の下降部分の部分で動作している。そのため、制御信号 170 が参照線 174 のところの基底値から参照線 176 のところの最大値まで増加すると、測定振動子 142 の共振周波数は、参照線 200 に関連する周波数から参照線 202 に関連する周波数に増加する。したがって、測定振動子 142 の電圧の測定値 204 は、この段階の間中、常に初期値 (V_0^2) よりも大きくなる方向に変化する。制御信号 170 が減少して参照線 182 のところの基底値に戻ると、電圧 204 は V_0^2 に減少する。

【0033】

[0048]制御信号 170 は、参照線 182 のところの基底値から最小値まで減少し続ける。したがって、測定振動子 142 の共振周波数は、参照線 200 で示す周波数から下降部分 166 に関連する最小値に減少する。制御信号 170 は、電圧の測定値 204 が下降部分 166 に関連する最小値に減少した後でも減少し続ける。したがって、電圧 204 は、制御信号 170 が最小値に達する前に増加し始める。次いで、制御信号 170 は増加して基底値に戻り、電圧 204 は V_0^2 未満になり、次いで増加して V_0^2 に戻る。

【0034】

[0049]この状況では、参照線 174 から参照線 182 までの利得 204 の平均値は、図 5 で示すように大きな正の値になるが、参照線 182 から参照線 184 までの利得 204 の平均値はわずかに正となる。そのため、位相補正された低周波信号を用いる伝達関数によって上記で論じたやり方で生成される全体信号は大きな正の信号になる。したがって、フィルタ 150 の出力は正になる。

【0035】

[0050]次いで、フィルタ 150 の正の出力を用いて、測定振動子 142 の共振周波数が減少するように PID コントローラ 152 からのコントローラ信号を変更する。そのため、測定振動子 142 がセンサ 118 の共振周波数よりも高い周波数を中心とした場合、PID コントローラ 152 によって生成されるコントローラ信号は、測定振動子 142 をより低い周波数に向かって制御する。

【0036】

[0051]このように、電子アセンブリ 120 は測定振動子 142 をセンサ LC タンクの共振周波数に自動的に制御するが、センサ LC タンクの共振周波数はセンサコンパートメント 112 内の圧力の変化とともに変動する。したがって、センサ LC タンクの共振周波数と同じである測定振動子 142 の周波数は、周波数カウンタ 156 によって特定され、別のシステムまたはコンポーネントへの出力に利用し得る。

【0037】

[0052]周波数カウンタ 156 は、正確な周波数決定を容易にするために水晶発振器などの精密周波数基準を含み得る。あるいは、可変キャパシタ 140 のキャパシタ値を用いて測定振動子 142 の周波数を特定し得る。スイッチトキャパシタアレイを可変キャパシタ 140 として用いる場合には、キャパシタ値はデジタル値として利用可能である。この実施形態では、基準周波数は必要とされない。

【0038】

[0053]したがって、センサアセンブリ 100 は、センサコンパートメント 112 内の過

10

20

30

40

50

酷な温度あるいは液体または気体であり得る流体から電子アセンブリ 120 を保護しながら、センサコンパートメント 112 内の圧力に関連するデータを提供する。

【0039】

[0054]これに対して、センサ 118 は、センサコンパートメント 112 内に配置され、そのため、潜在的に過酷な環境に暴露される。センサ 118 は、パッシベーション層、保護ゲルなどの被覆によって保護し得る。一実施形態では、このセンサは、刺激性の媒体からの悪影響に耐える材料だけを用いて形成される。このような材料には、シリコン、白金、および金が含まれる。

【0040】

[0055]図 2 の実施形態では、センサコイル 124 は、温度の関数として抵抗率の変化を示す材料でできている。温度依存性の抵抗値を有する材料を用いると、コイル 124 の温度を確定することができる。

10

【0041】

[0056]温度の特定は、測定振動子 142 がコイル 124 の共振周波数で、または少なくとも下降部分 166 の範囲内にあるときの電子アセンブリ 120 の動作を観察することによって行われる。一手法では、低周波信号が印加されたときの測定振動子 142 の電圧の測定値の変化を特定する。図 4 を参照して上記で論じたように、下降部分 166 は、コイル 124 のインピーダンスがコイル 130 に反射することによって生じる。そのため、下降部分の形状は、センサ 118 の Q 値に逆比例するコイル 124 のインピーダンスの関数であり、コイル 124 のインピーダンスはコイル 124 の温度に応じて変化する。具体的には、コイル 124 のインピーダンスが増加すると、下降部分 166 の周波数幅が広がり、下降部分 166 の深さが浅くなる。

20

【0042】

[0057]したがって、測定振動子 142 に印加される低周波信号によって生じる変化など、周波数の既知の変化の場合、インピーダンスが増加すると、電圧変化の振幅がより小さくなることが測定振動子 142 について観察される。したがって、変移する電圧の振幅変化は、センサ 118 の温度を示すことになる。

【0043】

[0058]あるいは、測定振動子 142 の電圧を用いることができる。具体的には、フィルタ 150 からのフィルタ済み信号である下降部分 166 の最小値はコイル 124 のインピーダンスに関連するので、観察される最小電圧の変化はセンサ 118 の温度を示すことになる。

30

【0044】

[0059]温度に加えて他のメカニズムもセンサアセンブリ 100 の正確さに影響を及ぼし得る。1つのこのようなメカニズムは、センサアセンブリ 100 の電圧の測定値が周波数に依存する場合である。例えば、図 4 でわかるように、電圧は、ほぼ参照線 162 および 164 のところでピークになり、下降部分 166 内に降下するだけでなく、参照線 164 に関連する周波数よりも高い周波数および参照線 162 に関連する周波数よりも低い周波数で降下する。したがって、測定振動子 142 が下降部分 166 に関連する周波数で動作していない場合、測定振動子 142 は、下降部分 166 内に入らないことがある。したがって、センサアセンブリ 100 が、確実に下降部分 166 内で動作し、線 160 に沿った別の場所では動作しないことを保証するアルゴリズムまたは他のメカニズムが提供されることが好ましい。

40

【0045】

[0060]さらに、センサアセンブリ 100 が可変キャパシタ 140 に低周波信号を印加すると、得られる電圧または利得は最終的に P I D コントローラ 152 に伝達され、その結果、加算器 154 からの制御信号が改変される。ここで、この低周波信号はセンサアセンブリ 100 にいくらかの量のノイズを付加する。図 9 に示すシステム 210 はこのタイプのノイズを低減する。

【0046】

50

[0061]システム210は、測定振動子212および制御システム214を含む。測定振動子212は、1次コイル216および可変キャパシタ218を含む。システム210はさらに、キャパシタ220、利得可変相互コンダクタンス増幅器（可変利得演算相互コンダクタンス増幅器）（g v O T A）222、および自動利得制御部224を含む。g v O T A 222は、フィードバック電圧制御電流源として機能する。フィードバック電圧制御は、可変キャパシタ218およびキャパシタ222からなる容量性分圧器によって行われる。

【0047】

[0062]動作においては、制御システム214は、g v O T A 222の利得を制御することによってシステム210の振幅を一定に維持する。そのため、制御システム214が周波数の減少を検出すると、可変キャパシタ218の容量を減少させる信号が可変キャパシタ218に提供される。したがって、測定振動子212の共振周波数は増加し、測定振動子212を駆動するのに必要とされる電流は小さくなる。同時に周波数が改変され、可変キャパシタ218とキャパシタ220の間の電圧は、可変キャパシタ218の容量が減少しているので減少する。10

【0048】

[0063]この減少した電圧をg v O T A 222が感知して、A G C 224に提供される電流を小さくする。このように、強制的にA G C 224を動作させてg v O T A 222の電流出力を減少させるのではなく、可変キャパシタ218の容量の改変が、測定振動子212の共振周波数を変化させ、g v O T A 222の電流出力も減少させるように機能する。20したがって、低周波信号を導入することに関連するノイズが低減される。

【0049】

[0064]センサ100用に選択されたコンポーネントは、センサ100の正確さに影響を及ぼす他のメカニズムに関連し得る。例えば、可変キャパシタ140/220はバラクターダイオード（可変容量ダイオード（バリキャップ））とし得る。デジタル制御システムを用いることができるようにバラクターダイオードシステム内にデジタルアナログコンバータ（D A C）を組み込むことができる。別の実施形態では、可変キャパシタ140/220にスイッチトキャパシタ技術を採用する。スイッチトキャパシタシステムは、2値重み付けキャパシタ（例えばC - 2 C構成）を組み込むことができる。単位キャパシタをさらに組み込んで整合問題を最小限に抑えることができる。30

【0050】

[0065]しかし、2値重み付けC - 2 Cシステムは、容量の望まれない充電および放電が生じ得る。例えば、キャパシタアレイが全域値の半値に近づき、それを通過すると、半値に近づいたときに全域値を示す小さなキャパシタが放電し、システムが全域値の半値未満になったときに充電されない最大のキャパシタが充電される。そのため、振幅制御（A G C）により、一般にセンサ信号に影響を及ぼすノイズが導入されることになる。

【0051】

[0066]キャパシタ関連ノイズを低減する一手法は、図10に示すスイッチトキャパシタ230などのスイッチトキャパシタを組み込むことである。スイッチトキャパシタ230は、復号器232、複数のスイッチングトランジスタ234、およびそれぞれの複数の単位キャパシタ236を含む。各スイッチングトランジスタ234は復号器232を介して個々に制御される。そのため、スイッチトキャパシタ230は、デジタル的に実装される制御部から直接制御し得る。40

【0052】

[0067]スイッチングトランジスタ234はN - M O Sトランジスタとし得る。例として、スイッチングトランジスタ234は、（図示しない）ウェル内に配置し得る。このウェルには、抵抗値を減少させることによって、スイッチングトランジスタが最適に利用される電圧でバイアスをかけることができる。スイッチングトランジスタのゲート電圧を制御するためのレベルシフタを組み込むことによりシステムの抵抗値を減少させる。

【0053】

50

[0068]スイッチトキャパシタシステムでは、非可変キャパシタ（例えば、キャパシタ220）の両端の電圧は、可変キャパシタのスイッチングトランジスタの閾値電圧よりも小さくなければならない。図11に、非可変キャパシタ280の電圧を良好に制御するシステムを示す。図11の測定振動子250は、g v O T A 2 5 2、O P A 2 5 4、およびP I D O P A 2 5 6を含む。g v O T A 2 5 2の一方の入力（第3の入力）258は定電圧源に接続される。図11に、このような電圧源の一実施形態をO P A 2 6 2の出口260として示す。O P A 2 6 2の一方の入力264には、抵抗器266および抵抗器268によって実現される分圧器によってバイアスがかけられる。O P A 2 6 2の他方の入力270は、キャパシタ272を介してO P A 2 6 2の出力260に接続されて電圧フォロワ（ボルテージフォロワ）を形成する。キャパシタ272は任意選択であり、典型的には、選択されたO P A 2 6 2が特定の回路に対して所望どおりに強力でも高速でもない場合に用いられる。10

【0054】

[0069]g v O T A 2 5 2の第2の入力274には、可変キャパシタ276によって実現される容量性分圧器によってバイアスがかけられる。可変キャパシタ276は、V D D 2におけるウェル内の複数のスイッチトキャパシタの1つであるスイッチ278と、キャパシタ280とを含む。抵抗器282は、g v O T A 2 5 2の入力258と入力274の間でキャパシタ280と並列になっている。可変キャパシタ276およびキャパシタ280はコイル284と並列になっている。コイル284は、コイル124などのセンサコイルと結合する1次コイルとして機能する。コイル284（測定振動子L-Cタンク）の一方の側はg v O T A 2 5 2の出力286に接続され、測定振動子（コイル284又は測定振動子L-Cタンク）の他方の側はg v O T A 2 5 2の出力288に接続される。20

【0055】

[0070]g v O T A 2 5 2の出力288はさらに、N型トランジスタ（第1のトランジスタ）290およびP型トランジスタ（第2のトランジスタ）292に接続される。N型トランジスタ290は、キャパシタ（第1のキャパシタ）296を充電するように構成され、弱い電流源298はキャパシタ296と並列に配置されてキャパシタ296を放電させる（第1の供給源フォロワ）。P型トランジスタ292は、O P A 2 5 4の入力300に接続され、さらにキャパシタ（第2のキャパシタ）302を放電するように構成される。弱い電流源304は、キャパシタ302と並列に配置されてキャパシタ302を充電する（第2の供給源フォロワ）。30

【0056】

[0071]この実施形態のO P A 2 5 4の出力306は、O P A 2 5 4の第2の入力308に接続され、かつ、抵抗器310を介して、P I D O P A 2 5 6の第2の入力312に接続される。P I D O P A 2 5 6の出力314は、キャパシタ316および抵抗器318を介してP I D O P A 2 5 6の第2の入力312に接続される。P I D O P A 2 5 6の出力314は、g v O T A 2 5 2の利得も制御する。

【0057】

[0072]トランジスタ290/292、キャパシタ296/302、および電流源298/304は、P I D O P A 2 5 6の入力294にg v O T A 2 5 2の最大電圧出力を印加し、O P A 2 5 4の入力300にg v O T A 2 5 2の最小電圧出力を印加するように構成される。こうした電圧の印加が実現するのは、トランジスタ290がキャパシタ296を急速に充電し、電流源298がキャパシタ296をゆっくりと放電させるからである。したがって、入力294に接続されるキャパシタ296は、g v O T A 2 5 2の最大出力電圧からトランジスタ290の閾値電圧を引いた電圧に維持される。40

【0058】

[0073]これに加えて、トランジスタ292はキャパシタ302を急速に放電させ、電流源304はキャパシタ302をゆっくりと充電する。したがって、入力300に接続されるキャパシタ302は、g v O T A 2 5 2の最小出力電圧にトランジスタ292の閾値電圧を加えた電圧に維持される。あるいは、P I D O P A 2 5 6の入力294にg v O T50

A 2 5 2 の最大電圧出力を印加し、O P A 2 5 4 の入力 3 0 0 に g v O T A 2 5 2 の最小電圧出力を印加するサンプルホールド回路を備えてもよい。

【 0 0 5 9 】

[0074]したがって、整合したキャパシタ 2 9 6 および 3 0 2 の電圧で動作すると、コイル 2 8 4 ならびにキャパシタ 2 7 6 および 2 8 0 を備える測定振動子のピークツーピーク電圧は、トランジスタ 2 9 0 / 2 9 2 の平均閾値と等しくなる。このように、トランジスタ 2 9 0 / 2 9 2 の閾値は、スイッチ 2 7 8 の両端に印加される所望の電圧を確立するようを選択し得る。さらに、キャパシタ 2 7 6 とキャパシタ 2 8 0 の間の電圧の D C 部分は抵抗器 2 8 2 によって確立される。一実施形態では、抵抗器 2 8 2 は高オーム抵抗器である。あるいは、弱い電流源を用いて、キャパシタ 2 7 6 とキャパシタ 2 8 0 の間で所望の電圧を確立してもよい。10

【 0 0 6 0 】

[0075]上記で特定したものに加えて、上記の回路にいくつかの改変を組み込むことができる。例として、O P A 2 5 6を中心としたP I Dコントローラ回路をP Iコントローラ回路に置きかえることができる。それに加えて、調整可能なコントローラを用いて、特定のセンサコイルまたは周波数範囲に対してセンサシステム 2 5 0 を最適化することができる。g v O T A 2 5 2 は、異なるセンサ要素または温度領域で用いるためにセンサシステム 2 5 0 を最適化する利得範囲スイッチング機能を備えることができる。それに加えて、特定の応用例のために他のコンポーネントをセンサシステム 2 5 0 に組み込むことができる。例えば、線形化回路を組み込んで g v O T A 2 5 2 の電圧利得を線形化することができる。20

【 0 0 6 1 】

[0076]理想的な状況では、g v O T A 2 5 2 を含めることにより、周波数に無関係な応答が得られる。しかし、典型的には、g v O T A は何らかの周波数依存特性を示す。例えば、g v O T A の利得は、典型的には、高周波域で減衰する。したがって、高周波域では測定振動子はより大きな利得を必要とする。図 1 2 のセンサシステム 3 5 0 はこの影響を低減する。

【 0 0 6 2 】

[0077]センサシステム 3 5 0 は、システム 2 5 0 と同じコンポーネントの多くを含むので、システム 2 5 0 のコンポーネントと同様に番号を付ける。システム 2 5 0 とシステム 3 5 0 の1つの差異は、g v O T A 2 5 2 の代わりに、システム 3 5 0 は g v O T A 3 5 2 を含むことである。g v O T A 3 5 2 は、システム 2 5 0 の入力 2 5 8 および 2 7 4 と同様に構成される入力 3 5 4 および 3 5 6 を含む。ただし、g v O T A 3 5 2 の出力 3 5 8 は、入力 3 5 4 には接続されない。これに加えて、g v O T A 3 5 2 は、2つの追加の入力である入力 3 6 0 および 3 6 2 を含む。入力 3 6 0 は出力 3 5 8 に接続され、入力 3 6 2 および入力 3 5 4 は L C タンクの下側のレッグに接続され、このレッグでの電圧は O P A 2 6 2 の出力 2 6 0 によって確立される。30

【 0 0 6 3 】

[0078]そのため、g v O T A 3 5 2 の構成は、g v O T A 3 5 2 内で入力間の差動電圧が所望どおりの固定比または可変比で加算されるように改変されている。一実施形態では、g v O T A 3 5 2 の入力は、図 1 3 に示す、規定されたトランジスタ比を有する並列の2つの入力トランジスタ対を採用する標準差動N - M O S入力段として構成される。図 1 3 の入力部 3 7 0 は、入力段トランジスタ 3 7 2 、 3 7 4 、 3 7 6 、および 3 7 8 を含む。40

【 0 0 6 4 】

[0079]入力トランジスタ 3 7 2 および 3 7 8 は一方の入力対として構成され、入力トランジスタ 3 7 4 および 3 7 6 は第2の入力対として構成される。これら対になったトランジスタ 3 7 2 、 3 7 4 、 3 7 6 、および 3 7 8 によって生成される信号は、差動増幅器段のドレイン接続部で加算される。この加算の際の比は、入力トランジスタ相互のW / L 比によって定義されるものである。例として、トランジスタ 3 7 4 の入力の幅がトランジス50

タ372の入力の幅の2倍である(長さは同じ)場合、トランジスタ374の入力における信号は、トランジスタ372の入力に対する入力信号よりも2倍大きく増幅される。したがって、gVOTA352の利得は、C1/C2の比およびトランジスタ372の入力とトランジスタ374の入力のW/Lを選択することによって確立し得る。

【0065】

[0080]容量性分圧器(可変キャパシタ276)の利得も、システム350ではトリミング可能なキャパシタ(可変コンデンサ又はトリマコンデンサ)であるキャパシタ400によって調整することができる。図14に、キャパシタ400の容量を変化させることの効果を示す。図14は、コイル284とセンサコイルの間に結合がない状態のgVOTA352の利得と周波数の関係を示すグラフである。測定振動子周波数応答曲線404、406、408、410、および412は、小さい値(曲線404)からより大きい値まで繰り返し容量を変化させる効果を反映しており、曲線412は最高値を表す。

10

【0066】

[0081]このように、キャパシタ400は、測定振動子周波数応答を、負の傾き(曲線404)から実質的に平ら(曲線410)に、そして正の傾き(曲線412)に改変し得る。傾き410に関連する容量を選択し、コイル284をコイル124に結合することによって、図15の測定振動子周波数応答曲線416が得られる。このように、所望の傾きを選択して、コイル284がコイル124などのセンサコイルに結合するときに所望の動作特性を得ることができる。

【0067】

20

[0082]本発明を例示システムコンポーネントの説明によって示し、様々なコンポーネントをかなり詳細に説明してきたが、出願人は添付の特許請求の範囲をこのような細部に限定または制限することを意図するものではない。追加の利点および改変が当業者には容易に想起されよう。したがって、本発明は、その最も広範囲な態様において、上記で示し説明した特定の細部、実装形態、または例示実施例に制限されるものではない。したがって、出願人の全体的な発明の概念の趣旨または範囲から逸脱することなく、このような細部からの逸脱が可能である。

以下、本発明の一形態を記載する。

(付記1)

流体の圧力を特定する方法であつて、

30

前記流体から隔離された測定振動子をセンサコンポーネントに結合するステップと、

前記結合を介して前記センサコンポーネント内に循環電流を確立するステップと、

前記結合されたセンサコンポーネントの容量性センサを前記流体に暴露するステップと

、
前記暴露に基づいて前記センサコンポーネントの共振周波数を確立するステップと、
前記結合された測定振動子の周波数を変化させるステップと、

前記変化した周波数を有する前記測定振動子について電圧の変化を生成するステップと

、
前記生成された電圧変化に基づいて前記測定振動子の周波数を制御するステップと、
前記測定振動子の前記制御された周波数に基づいて前記流体の前記圧力に関連する信号を生成するステップと、

40

を含む方法。

(付記2)

前記生成された電圧変化に基づいて前記センサコンポーネントの温度に関連する信号を生成するステップをさらに含む、

付記1に記載の方法。

(付記3)

電圧変化を生成するステップが、

測定振動子制御信号に低周波信号を印加するステップを含む、

(付記1)に記載の方法。

50

(付記 4)前記結合された測定振動子の周波数を変化させるステップが、前記測定振動子内のキャパシタの切り替えられる容量を改変するステップを含む、(付記 1)に記載の方法。(付記 5)前記流体の前記圧力に関連する信号を生成するステップが、前記改変された容量に基づいて前記流体の前記圧力に関連する信号を生成するステップを含む、付記 4 に記載の方法。(付記 6)トリミング可能なキャパシタを有する前記測定振動子の動作周波数応答を確立するステップをさらに含む、(付記 1)に記載の方法。(付記 7)前記測定振動子の周波数を制御するステップが、第 1 の供給源フォロワおよび第 2 の供給源フォロワを用いて測定振動子信号の振幅を検出するステップと、前記第 1 の供給源フォロワおよび前記第 2 の供給源フォロワを用いて振幅参照信号を提供するステップと、を含む、(付記 1)に記載の方法。

20

(付記 8)前記測定振動子の周波数を制御するステップが、L - C タンクの第 1 の端部に可変電流演算相互コンダクタンス増幅器 (g v O T A) の第 1 の出力を提供するステップと、L - C タンクの第 2 の端部に前記 g v O T A の第 2 の出力を提供するステップと、を含む、(付記 1)に記載の方法。(付記 9)前記測定振動子の周波数を制御するステップが、可変電流演算相互コンダクタンス増幅器 (g v O T A) の第 1 の入力と前記 g v O T A の第 2 の入力の間に第 1 のキャパシタを接続するステップと前記 g v O T A の前記第 2 の入力と前記 g v O T A の出力の間に第 2 のキャパシタを接続するステップと、容量性分圧器を用いて前記第 2 の入力に電圧を確立するステップと、を含む、(付記 1)に記載の方法。

30

【図1】

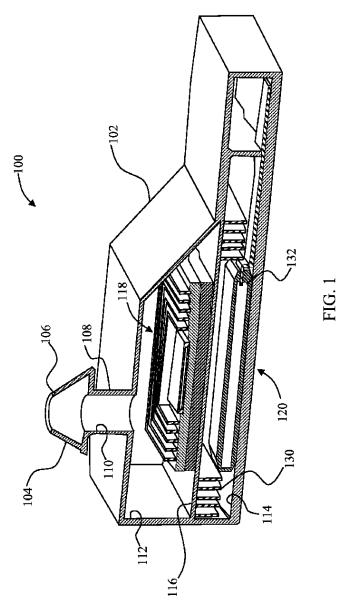


FIG. 1

【図2】

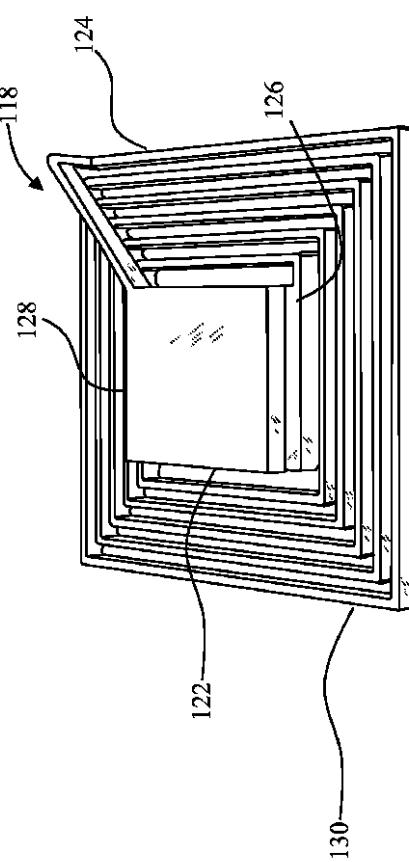
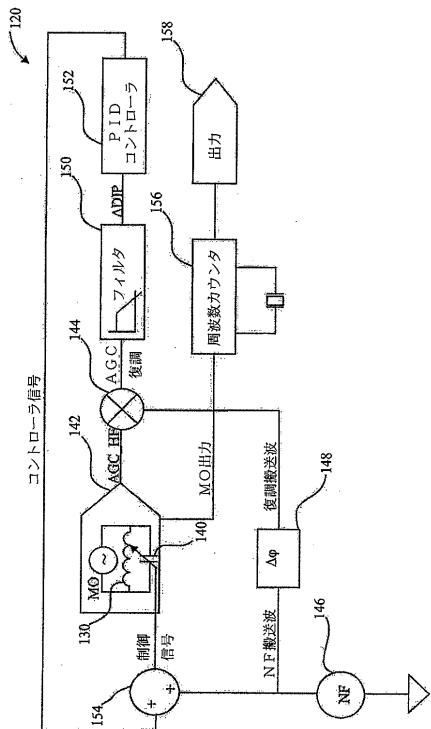
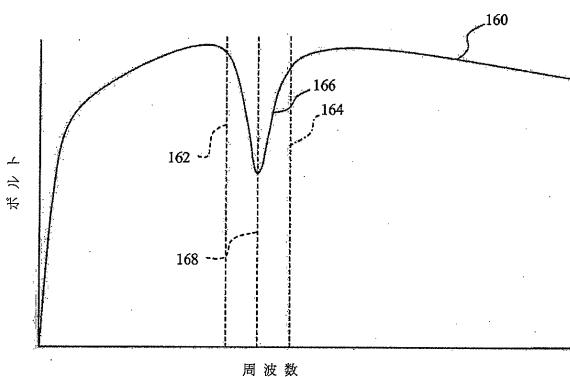


FIG. 2

【図3】



【図4】



【図 5】

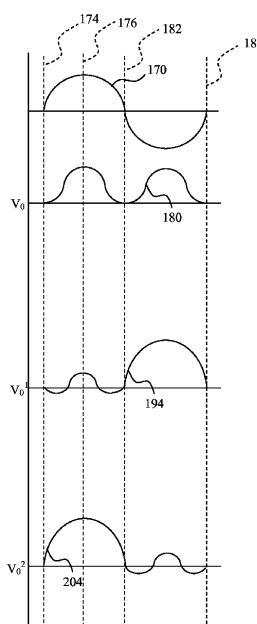


FIG. 5

【図 6】

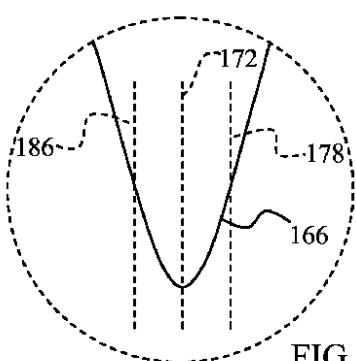


FIG. 6

【図 7】

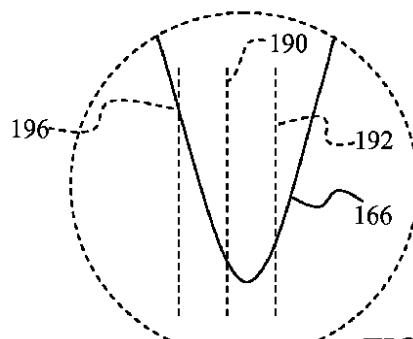


FIG. 7

【図 8】

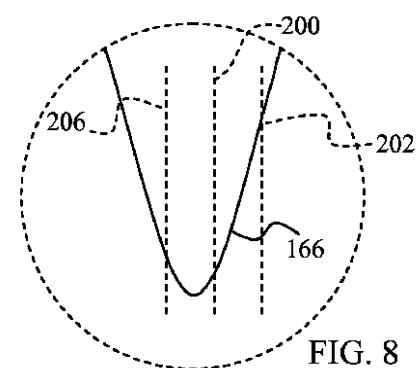


FIG. 8

【図 10】

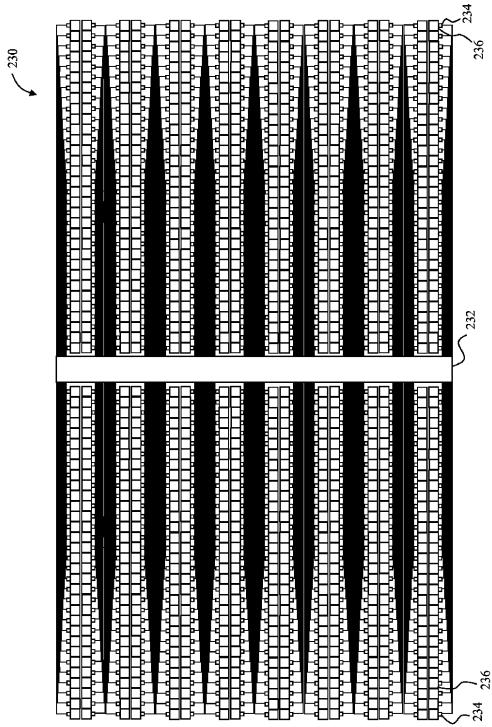
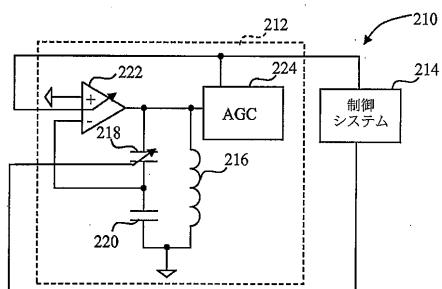
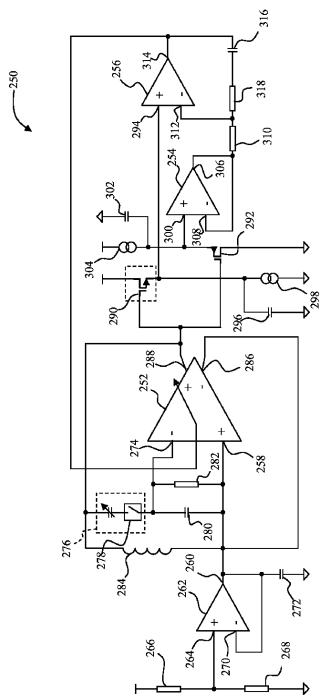


FIG. 10

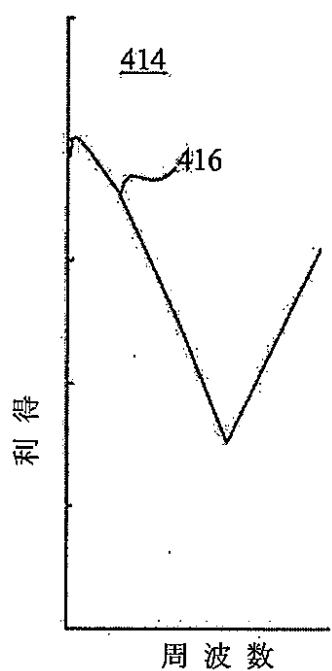
【図 9】



【図 1 1】



【図 1 5】



フロントページの続き

(74)代理人 100153947

弁理士 家成 隆彦

(72)発明者 ロチュニク , マルコ

アメリカ合衆国カリフォルニア州 95014 , クバチーノ , パリッシュ・プレイス 10141

審査官 森 雅之

(56)参考文献 独国特許出願公開第 10323297 (DE, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G 01 L