(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第4657806号
(P4657806)

(45)発行日　平成23年3月23日(2011.3.23)　(24)登録日　平成23年1月7日(2011.1.7)

(51)Int.Cl.			F I		
G01L	1/12	(2006.01)	G01L	1/12	
G01L	1/26	(2006.01)	G01L	1/26	D

請求項の数 12　(全 24 頁)

(21)出願番号	特願2005-150896 (P2005-150896)
(22)出願日	平成17年5月24日 (2005.5.24)
(65)公開番号	特開2006-17700 (P2006-17700A)
(43)公開日	平成18年1月19日 (2006.1.19)
審査請求日	平成20年4月3日 (2008.4.3)
(31)優先権主張番号	特願2004-161673 (P2004-161673)
(32)優先日	平成16年5月31日 (2004.5.31)
(33)優先権主張国	日本国(JP)

(73)特許権者　000010076
ヤマハ発動機株式会社
静岡県磐田市新貝２５００番地
(74)代理人　100101683
弁理士　奥田　誠司
(72)発明者　瀬戸　賢治
静岡県磐田市新貝２５００番地　ヤマハ発動機株式会社内

審査官　田邊　英治

最終頁に続く

(54)【発明の名称】ブリッジ回路を備えた物理量検出装置および温度補償方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

交流電圧を生成する交流電圧生成部と、

前記交流電圧が入力される第１および第２の入力点、および差動増幅回路に接続される第１および第２の出力点を有するブリッジ回路と、

を備えた物理量検出装置であって、

前記ブリッジ回路は、測定対象となる物理量に応じてインピーダンスが変化する第１のセンサ素子と、前記物理量に応じてインピーダンスが変化する第２のセンサ素子を含み、前記第１および第２のセンサ素子は、温度上昇に伴って感度が増加する正の温度特性を有しており、

前記交流電圧生成部は、発振回路と、所定範囲内に振幅が制限された前記交流電圧を前記発振回路の出力信号に基づいて出力する振幅制限回路と、

を備えており、

前記振幅制限回路は、温度上昇に伴って前記交流電圧の振幅を小さく変化させる負の温度特性を有しており、それによって前記第１および第２の出力点の間に生じる差動電圧の温度依存性が補償されており、

前記ブリッジ回路は、

前記第１の入力点と前記第１の出力点とを電気的に接続する第１ブリッジアーム、前記第１の出力点と前記第２の入力点とを電気的に接続する第２ブリッジアーム、前記第１の入力点と前記第２の出力点とを電気的に接続する第３ブリッジアーム、および、前記第２

の出力点と前記第２の入力点とを電気的に接続する第４ブリッジアームを有し、
前記第１ブリッジアームは前記第１のセンサ素子を含み、かつ、前記第２ブリッジアームは前記第２のセンサ素子を含み、
前記第１および第２ブリッジアームが有する合計のインピーダンスは、前記第３および第４のブリッジアームが有する合計のインピーダンスよりも小さく設定され、
前記第１および第２のセンサ素子は、いずれも、荷重に応じてインピーダンスが変化する磁歪センサ素子であり、
測定対象となる物理量は、前記第１および第２のセンサ素子のいずれか任意の一方に加えられた荷重である、物理量検出装置。

【請求項２】

前記発振回路は、第１および第２のオペアンプを有し、前記第１のオペアンプからの出力が第２のオペアンプのマイナス入力端子に入力される正弦波発振回路であり、
前記振幅制限回路は、
前記第２のオペアンプから出力される信号を受け取る端子と、
前記端子をＶｃｃ電位に接続するように直列に接続された抵抗器Ｒ１およびＲ２と、
前記端子を接地電位に接続するように直列に接続された抵抗器Ｒ３およびＲ４と、
前記抵抗器Ｒ１と抵抗器Ｒ２との接続部を接地電位に接続するように直列に接続された順方向ダイオードＤ１および抵抗器Ｒ５と、
前記ダイオードＤ１および抵抗器Ｒ５の接続部を前記第２のオペアンプのマイナス入力端子に接続するダイオードＤ２と、
前記抵抗器Ｒ３と抵抗器Ｒ４との接続部をＶｃｃ電位に接続するように直列に接続された順方向ダイオードＤ３および抵抗器Ｒ６と、
前記ダイオードＤ３および抵抗器Ｒ６の接続部を前記第２のオペアンプのマイナス入力端子に接続するダイオードＤ４と、
を有しており、
ダイオードＤ２またはダイオードＤ４は、前記端子における電位の増減に応じて交互に導通し、それによって前記端子における電位の振幅を制限している、請求項１に記載の物理量検出装置。

【請求項３】

前記ダイオードＤ１およびＤ２はカソードどうしが接続された同種のダイオードから構成され、前記ダイオードＤ３およびＤ４はアノードどうしが接続された同種のダイオードから構成されており、
前記ダイオードＤ１およびＤ３には動作中に電流が常に流れている、請求項２に記載の物理量検出装置。

【請求項４】

前記抵抗器Ｒ５および抵抗器Ｒ６の大きさは、前記ブリッジ回路の第１および第２の出力点に生じる差動電圧の振幅の温度変化が０℃以上８０℃以下の範囲において０．１％／℃以下になるように調節されている、請求項３に記載の物理量検出装置。

【請求項５】

前記第１のセンサ素子は、磁歪材料から形成された第１磁歪部材と、前記第１磁歪部材を取り囲む第１コイルを有する第１の磁歪センサ素子であり、前記第１コイルは、前記第１の入力点と前記第１の出力点とを電気的に接続しており、
前記第２のセンサ素子は、磁歪材料から形成された第２磁歪部材と、前記第２磁歪部材を取り囲む第２コイルを有する第２の磁歪センサ素子であり、前記第２コイルは、前記第１の出力点と前記第２の入力点とを電気的に接続している、請求項１に記載の物理量検出装置。

【請求項６】

前記第１および第２ブリッジアームの少なくとも一方は、平衡調節用可変抵抗を含んでいる請求項１に記載の物理量検出装置。

【請求項７】

前記ブリッジ回路は、前記第１のセンサ素子と前記第２のセンサ素子との間に直列的に接続された平衡調節用可変抵抗素子を有しており、
前記第１の出力点は、前記平衡調節用可変抵抗素子に接続されている、請求項１に記載の物理量検出装置。
【請求項８】
前記ブリッジ回路は、前記第３のブリッジアームと前記第４のブリッジアームの間に直列的に接続された第２の平衡調節用可変抵抗素子を有しており、
前記第２の出力点は、前記第２の平衡調節用可変抵抗素子に接続されている、請求項７に記載の物理量検出装置。
【請求項９】
測定動作時において、前記第１の出力点と前記差動増幅回路との間、および、前記第２の出力点と前記差動増幅回路との間には電流が実質的に流れない、請求項８に記載の物理量検出装置。
【請求項１０】
前記交流電圧生成回路、前記ブリッジ回路および前記差動増幅回路は、いずれも同一の電子回路基板上に搭載されている、請求項１から９のいずれかに記載の物理量検出装置。
【請求項１１】
請求項１から１０のいずれかに記載の物理量検出装置と、
前記物理量検出装置によって検出される物理量に応じて動作が制御されるエンジンと、
を備えた乗り物。
【請求項１２】
前記物理量検出装置によって検出される物理量は、操作者によって前記乗り物のハンドルに加えられた力に依存した量である、請求項１１に記載の乗り物。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、ブリッジ回路を備えた物理量検出装置に関し、特に、測定対象となる物理量に応じてインピーダンスが変化する一対のセンサ素子を備えた検出装置に関している。本明細書における「物理量」とは、使用するセンサ素子で測定可能な物理量であって、力（トルク荷重を含む種々の力）、電流、電圧、光量、温度などを広く含むものとする。
【背景技術】
【０００２】
従来より、磁歪センサ素子を備えた磁歪式荷重検出装置が開発されている。磁歪センサ素子は、荷重に応じて初透磁率が変化する磁歪材料を用い、磁歪材料の初透磁率の変化を検出用コイルなどのインピーダンス（インダクタンスおよび抵抗値）の変化として検出する素子である。磁歪材料としては、例えば鉄系、鉄クロム系、鉄ニッケル系、鉄コバルト系、純鉄、鉄珪素系、鉄アルミニウム系、パーマロイ系などの磁性材料、軟磁性材料、または超磁性材料などが好適に用いられる。
【０００３】
図１（ａ）は、従来の磁歪式荷重検出装置における典型的な検知回路を示す等価回路図である。この図に示されるブリッジ回路は、交流電圧が入力される第１および第２の入力点Ｎ１、Ｎ２と、不図示の差動増幅回路に接続される第１および第２の出力点Ｓ１、Ｓ２を有しており、第１および第２の入力点Ｎ１、Ｎ２に与えられる交流電圧は、交流電圧生成回路部１０から供給される。
【０００４】
図１（ａ）のブリッジ回路では、磁歪センサ素子ＳＥ１、ＳＥ２が並列に接続されている。このようなブリッジ回路を「並列型ブリッジ回路」と称することとする。並列型ブリッジ回路を備えた荷重検出装置は、例えば特許文献１～４に記載されている。
【０００５】
磁歪センサ素子の感度は温度変化の影響を受けて変化するため、温度補償を行なうこと

が必要になる。このような温度補償は、従来、サーミスタを用いた温度検出回路および感度変動補正回路を用いて行なわれている（例えば特許文献５）。

【０００６】

特許文献６は、交流信号検出コイルの直流抵抗を測定し、それに基づいて検出装置における検出特性の温度補償を行なう方法を開示している。この方法では、特別な温度検出素子が不要になるだけでなく、温度係数を有するコイルの温度を直接に測定できるという利点がある。

【特許文献１】特開平５－６０６２７号公報
【特許文献２】特開平１０－２６１１２８号公報
【特許文献３】実開平５－４５５３７号公報
【特許文献４】特開２００１－３５６０５９号公報
【特許文献５】特開２００１－３５６０５９号公報
【特許文献６】特許第２７７６６９３号明細書

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【０００７】

しかしながら、特許文献５に記載されている方法では、温度検出素子としてのサーミスタだけでなく温度検出や感度変動補正回路などが必要になるため、回路の構成が複雑化し、基板実装面積の増加や製造コストの上昇が問題となる。

【０００８】

また、特許文献６に記載されている方法では、直流抵抗を測定する手段が別途必要となるため、やはり回路構成が複雑化し、基板実装面積の増加や製造コストの上昇が問題となる。

【０００９】

本発明は、上記課題を解決するためになされたものであり、その目的は、温度検出素子やゲイン調整回路を特別に設けることなく、簡単な回路構成で増幅率の温度補償機能を発揮できる物理量検出装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【００１０】

本発明の物理量検出装置は、交流電圧を生成する交流電圧生成部と、前記交流電圧が入力される第１および第２の入力点、および差動増幅回路に接続される第１および第２の出力点を有するブリッジ回路とを備えた物理量検出装置であって、前記ブリッジ回路は、測定対象となる物理量に応じてインピーダンスが変化する第１のセンサ素子と、前記物理量に応じてインピーダンスが変化する第２のセンサ素子を含み、前記第１および第２のセンサ素子は、温度上昇に伴って感度が増加する正の温度特性を有しており、前記交流電圧生成部は、発振回路と、所定範囲内に振幅が制限された前記交流電圧を前記発振回路の出力信号に基づいて出力する振幅制限回路とを備えており、前記振幅制限回路は、温度上昇に伴って前記交流電圧の振幅を小さく変化させる負の温度特性を有しており、それによって前記第１および第２の出力点の間に生じる差動電圧の温度依存性が補償されている。

【００１１】

好ましい実施形態において、前記発振回路は、第１および第２のオペアンプを有し、前記第１のオペアンプからの出力が第２のオペアンプのマイナス入力端子に入力される正弦波発振回路であり、前記振幅制限回路は、前記第２のオペアンプから出力される信号を受け取る端子と、前記端子をＶｃｃ電位に接続するように直列に接続された抵抗器Ｒ１およびＲ２と、前記端子を接地電位に接続するように直列に接続された抵抗器Ｒ３およびＲ４と、前記抵抗器Ｒ１と抵抗器Ｒ２との接続部を接地電位に接続するように直列に接続された順方向ダイオードＤ１および抵抗器Ｒ５と、前記ダイオードＤ１および抵抗器Ｒ５の接続部を前記第２のオペアンプのマイナス入力端子に接続するダイオードＤ２と、前記抵抗器Ｒ３と抵抗器Ｒ４との接続部をＶｃｃ電位に接続するように直列に接続された順方向ダイオードＤ３および抵抗器Ｒ６と、前記ダイオードＤ３および抵抗器Ｒ６の接続部を前記

第２のオペアンプのマイナス入力端子に接続するダイオードＤ４とを有しており、ダイオードＤ２またはダイオードＤ４は、前記端子における電位の増減に応じて交互に導通し、それによって前記端子における電位の振幅を制限している。

【００１２】

好ましい実施形態において、前記ダイオードＤ１およびＤ２はカソードどうしが接続された同種のダイオードから構成され、前記ダイオードＤ３およびＤ４はアノードどうしが接続された同種のダイオードから構成されており、前記ダイオードＤ１およびＤ３には動作中に電流が常に流れている。

【００１３】

好ましい実施形態において、前記抵抗器Ｒ５および抵抗器Ｒ６の大きさは、前記ブリッジ回路の第１および第２の出力点に生じる差動電圧の振幅の温度変化が０℃以上８０℃以下の範囲において０．１％／℃以下になるように調節されている。

【００１４】

好ましい実施形態において、前記ブリッジ回路は、前記第１の入力点と前記第１の出力点とを電気的に接続する第１ブリッジアーム、前記第１の出力点と前記第２の入力点とを電気的に接続する第２ブリッジアーム、前記第１の入力点と前記第２の出力点とを電気的に接続する第３ブリッジアーム、および、前記第２の出力点と前記第２の入力点とを電気的に接続する第４ブリッジアームを有し、前記第１ブリッジアームは前記第１のセンサ素子を含み、かつ、前記第２ブリッジアームは前記第２のセンサ素子を含み、前記第１および第２ブリッジアームが有する合計のインピーダンスは、前記第３および第４のブリッジアームが有する合計のインピーダンスよりも小さく設定されている。

【００１５】

好ましい実施形態において、前記第１および第２のセンサ素子は、いずれも、荷重に応じてインピーダンスが変化する磁歪センサ素子であり、測定対象となる物理量は、前記第１および第２のセンサ素子のいずれか一方に加えられた荷重である。

【００１６】

好ましい実施形態において、前記第１のセンサ素子は、磁歪材料から形成された第１磁歪部材と、前記第１磁歪部材を取り囲む第１コイルを有する第１の磁歪センサ素子であり、前記第１コイルは、前記第１の入力点と前記第１の出力点とを電気的に接続しており、前記第２のセンサ素子は、磁歪材料から形成された第２磁歪部材と、前記第２磁歪部材を取り囲む第２コイルを有する第２の磁歪センサ素子であり、前記第２コイルは、前記第１の出力点と前記第２の入力点とを電気的に接続している。

【００１７】

好ましい実施形態において、前記第１および第２ブリッジアームの少なくとも一方は、平衡調節用可変抵抗を含んでいる。

【００１８】

好ましい実施形態において、前記ブリッジ回路は、前記第１のセンサ素子と前記第２のセンサ素子との間に直列的に接続された平衡調節用可変抵抗素子を有しており、前記第１の出力点は、前記平衡調節用可変抵抗素子に接続されている。

【００１９】

好ましい実施形態において、前記ブリッジ回路は、前記第３のブリッジアームと前記第４のブリッジアームとの間に直列的に接続された第２の平衡調節用可変抵抗素子を有しており、前記第２の出力点は、前記第２の平衡調節用可変抵抗素子に接続されている。

【００２０】

好ましい実施形態において、測定動作時において、前記第１の出力点と前記差動増幅回路との間、および、前記第２の出力点と前記差動増幅回路との間には電流が実質的に流れない。

【００２１】

好ましい実施形態において、前記交流電圧生成回路、前記ブリッジ回路および前記差動増幅回路は、いずれも同一の電子回路基板上に搭載されている。

【００２２】
本発明の乗り物は、上記いずれかの物理量検出装置と、前記物理量検出装置によって検出される物理量に応じて動作が制御されるエンジンとを備えている。
【００２３】
好ましい実施形態において、前記物理量検出装置によって検出される物理量は、操作者によって前記乗り物のハンドルに加えられた力に依存した量である。
【発明の効果】
【００２４】
本発明の物理量検出装置によれば、温度検出素子やゲイン調整回路を特別に設けることなく、簡単な回路構成でセンサ感度の温度補償機能を発揮できる。
【発明を実施するための最良の形態】
【００２５】
図１（ａ）から（ｃ）は、いずれも、本発明を適用することが可能な物理量検出装置の例を示す回路図である。
【００２６】
図１に示されるブリッジ回路は、いずれも、交流電圧が入力される第１および第２の入力点Ｎ１、Ｎ２と、不図示の差動増幅回路に接続される第１および第２の出力点Ｓ１、Ｓ２を有しており、第１および第２の入力点Ｎ１、Ｎ２に与えられる交流電圧は、交流電圧生成回路部１０から供給される。
【００２７】
センサ素子ＳＥ１、ＳＥ２として磁歪センサを備えた荷重検出装置では、磁歪センサ素子ＳＥ１、ＳＥ２の感度が「正」の温度係数を示すため、第１および第２の入力点Ｎ１、Ｎ２に入力される交流電圧の振幅が一定であっても、第１および第２の出力点Ｓ１、Ｓ２の間における差動電圧（振幅）は温度上昇に伴って大きくなる。
【００２８】
しかし、本発明では、このような温度特性を補償するために、ブリッジ回路に入力する交流電圧の振幅が温度上昇に伴って自動的に低下する回路構成を採用する。より具体的には、交流電圧生成回路部１０における振幅制限回路（図１において不図示）に「負」の温度係数を有する回路を採用するとともに、その温度係数を調節することにより、第１および第２の出力点Ｓ１、Ｓ２に生じる差動電圧の振幅が温度に依存して変化しないようにしている。
【００２９】
［実施形態１］
以下、本発明の物理量検出装置の好ましい実施形態として、磁歪式荷重検出装置を説明する。
【００３０】
図２は、本実施形態の荷重検出装置における主要部の回路構成を示している。この荷重検出装置は、交流電圧生成回路部１０と、ブリッジ回路部２０と、検出回路部３０とを有している。
【００３１】
交流電圧生成回路部１０は、基準直流電源回路１６と、基準電圧を中心に正弦波を発生させる正弦波発振回路１７と、入力インピーダンスの高いバッファアンプ１８と、ブリッジ回路部２０を流れる電流（励磁電流）の大きさを調節する電流制限固定抵抗器１９とを有している。
【００３２】
ブリッジ回路部２０は、平衡調整用可変抵抗器２３を間に挟んで直列に接続された磁歪センサ素子２１、２２と、平衡調整用可変抵抗器２６を間に挟んで直列に接続されたブリッジ固定抵抗器２４、２５を有している。このブリッジ回路部２０は、図１（ｃ）に示すブリッジ回路と基本的に同一の構成を有している。
【００３３】

検出回路部３０は、ブリッジ回路部２０の差動電圧を増幅する交流差動増幅回路３１と、この出力信号中の直流成分をカットする直流阻止コンデンサ３２と、このコンデンサ３２を通過してきた交流信号を整流する全波整流回路３３と、電圧を平滑化する低域通過フィルタ３４と、ゲイン調整用可変抵抗器を備えた直流増幅回路３５と、信号電圧出力端子３６とを備えている。

【００３４】

次に、図３を参照して、ブリッジ回路部２０の構成を詳しく説明する。

【００３５】

本実施形態のブリッジ回路部２０は、交流電圧（交流電流）が供給される第１および第２の入力点Ｎ１、Ｎ２と、検出回路部３０に接続される第１および第２の出力点Ｓ１、Ｓ２を有しており、第１および第２の入力点Ｎ１、Ｎ２に供給される交流電圧は、交流電圧生成回路部１０から入力される。

【００３６】

このブリッジ回路部２０は、第１の入力点Ｎ１と第１の出力点Ｓ１とを電気的に接続する第１ブリッジアームＢＡ１、第１の出力点Ｓ１と第２の入力点Ｎ２とを電気的に接続する第２ブリッジアームＢＡ２、第１の入力点Ｎ１と第２の出力点Ｓ２とを電気的に接続する第３ブリッジアームＢＡ３、および、第２の出力点Ｓ２と第２の入力点Ｎ２とを電気的に接続する第４ブリッジアームＢＡ４を有している。

【００３７】

第１ブリッジアームＢＡ１は、測定対象となる物理量（荷重）に応じてインピーダンスが変化する第１の磁歪センサ素子２１を含み、かつ、第２ブリッジアームＢＡ２は、荷重に応じてインピーダンスが変化する第２の磁歪センサ素子２２を含む。このように、図３に示すブリッジ回路では、２つのセンサ素子ＳＥ１、ＳＥ２が直列に接続されているため、このようなブリッジ回路を、「並列型ブリッジ回路」に対して、「直列型ブリッジ回路」と称することができる。

【００３８】

なお、磁歪センサ素子２１、２２は、いずれも、磁歪材料から形成された磁歪部材と、この磁歪部材を取り囲むコイルを有している。磁歪センサ素子２１のコイルは、第１の入力点Ｎ１と第１の出力点Ｓ１とを電気的に接続し、磁歪センサ素子２２のコイルは、第１の出力点Ｓ１と第２の入力点Ｎ２とを電気的に接続している。

【００３９】

本実施形態におけるブリッジ回路部２０では、第１ブリッジアームＢＡ１と第２ブリッジアームＢＡ２との接続ノード（第１の出力点Ｓ１）は、平衡調整用可変抵抗器２３の中に存在している。本実施形態で用いる平衡調整用可変抵抗器２３は、図４に示すような構成を有しており、端子Ａと端子Ｂとの間に存在する抵抗体４０の抵抗値Ｒは固定値であるが、端子Ｃに接続された接触子４２と抵抗体４０との接続点（接触位置）を移動させることにより、端子Ａと端子Ｃとの間の抵抗値を可変にすることができる。端子Ａと端子Ｃとの間の抵抗値を増加させるとき、端子Ｂと端子Ｃとの間の抵抗値は低下することになる。接触子４２と抵抗体４０との間の接続点の位置により、抵抗体４０を直列に接続された２つの抵抗部分に分けて考えることができる。これらの２つの抵抗部分の抵抗値を、それぞれ、ＲａおよびＲｂとすると、Ｒ＝Ｒａ＋Ｒｂの関係が成立する。

【００４０】

再び図３を参照する。

【００４１】

第１ブリッジアームＢＡ１のインピーダンスは、磁歪センサ素子２１のインピーダンスと、平衡調整用可変抵抗器２３における抵抗成分Ｒａとの和によって表される（配線抵抗は無視する。以下同様。）。一方、第２ブリッジアームＢＡ２のインピーダンスは、磁歪センサ素子７のインピーダンスと、平衡調整用可変抵抗器２３における抵抗成分Ｒｂとの和によって表される。したがって、第１および第２ブリッジアームＢＡ１、ＢＡ２の合計のインピーダンスは、磁歪センサ素子２１、２２の合計インピーダンスと、平衡調整用可

変抵抗器２３における抵抗値Ｒとの和によって表される。抵抗値Ｒは、磁歪センサ素子２１のインピーダンスと磁歪センサ素子２２のインピーダンスの差程度の大きさを有していればよく、各磁歪センサ素子２１、２２のインピーダンスに比べて充分に小さな値に設定することが可能である。本実施形態で使用する各磁歪センサ素子２１、２２のインピーダンスは、５０～１００Ωの範囲にあるが、２つの磁歪センサ素子２１、２２の間にあるインピーダンスの差異は５～１０Ω程度であるため、抵抗値Ｒは例えば５～１０Ωの範囲の大きさを有するものが用いられ得る。

【００４２】

一方、ブリッジ回路部２０における第３ブリッジアームＢＡ３は固定抵抗器２４を含み、第４ブリッジアームＢＡ４は固定抵抗器２５を含んでいる。そして、第３ブリッジアームＢＡ３と第４ブリッジアームＢＡ４との接続ノード（第２の出力点Ｓ２）は、平衡調整用可変抵抗器２６の中に存在している。平衡調整用可変抵抗器２６の構造は、平衡調整用可変抵抗器２３の構造と同様である。

【００４３】

本実施形態では、上述のように、平衡調節可変抵抗器２３、２６における端子Ｃ（図４参照）を図２に示す検出回路部３０に接続している。このため、交流差動増幅回路３１の入力インピーダンスを高くすることにより、ブリッジ回路部２０の出力点と検出回路部３０の信号端子との間に電流を流さない構成を実現できる。このことによる効果は、後に説明する。

【００４４】

次に、図５～図９を参照しながら、交流電圧生成回路部１０の正弦波発振回路１７の構成を説明する。

【００４５】

まず、図５を参照する。図５は、本実施形態における正弦波発振回路１７を示す図である。この正弦波発振回路１７は、図６に示す発振回路と、この発振回路の出力する正弦波の振幅を所定範囲内に制限する振幅制限回路とを有している。

【００４６】

発振回路は、２つのオペアンプＯＰ１、ＯＰ２が図６に示すように接続された回路構成を有しており、クワドラチャ型の正弦波発振回路として機能する。第２のオペアンプＯＰ２の出力信号Ｖｏは、抵抗Ｒを介して第１のオペアンプＯＰ１のプラス入力端子に入力される。第１のオペアンプＯＰ１の出力信号Ｖｏ’は、図２に示すバッファアンプ１８に出力されるとともに、抵抗Ｒを介して第２のオペアンプＯＰ２のマイナス入力端子に入力される。信号Ｖｏおよび信号Ｖｏ’は、相互に振幅が等しく、位相のシフトした関係にある正弦波波形を有している。

【００４７】

本実施形態では、このような発振回路に対して、図５に示す４つのダイオードＤ１～Ｄ４を含む振幅制限回路を付加している。以下、図７を参照しながら振幅制限回路の構成および動作を説明する。

【００４８】

図７（ａ）は、第２のオペアンプＯＰ２および振幅制限回路を示す回路図であり、図７（ｂ）は、電圧$Ｖ_1$、$Ｖ_2$、およびＶｏの波形図である。

【００４９】

図７（ａ）に示す振幅制限回路は、第２のオペアンプＯＰ２から出力される信号を受け取る端子７０と、端子７０をＶｃｃ電位に接続するように直列に接続された抵抗器Ｒ１およびＲ２と、端子７０を接地電位に接続するように直列に接続された抵抗器Ｒ３およびＲ４とを有している。また、この回路は、抵抗器Ｒ１と抵抗器Ｒ２との接続部７１を接地電位に接続するように直列に接続された順方向ダイオードＤ１および抵抗器Ｒ５と、ダイオードＤ１および抵抗器Ｒ５の接続部７２を第２オペアンプＯＰ２のマイナス入力端子に接続するダイオードＤ２と、抵抗器Ｒ３と抵抗器Ｒ４との接続部７３をＶｃｃ電位に接続するように直列に接続された順方向ダイオードＤ３および抵抗器Ｒ６と、ダイオードＤ３お

よび抵抗器Ｒ６の接続部７４を第２オペアンプＯＰ２のマイナス入力端子に接続するダイオードＤ４とを有している。

【００５０】

ダイオードＤ２またはダイオードＤ４は、後述するように、端子７０における電圧Ｖｏの増減に応じて交互に導通し、それによって端子７０における電圧変動の振幅を制限している。また、ダイオードＤ１およびＤ２は、カソードどうしが接続された同種のダイオードから構成され、ダイオードＤ３およびＤ４は、アノードどうしが接続された同種のダイオードから構成されている。動作中、ダイオードＤ１およびＤ３には常に電流が流れている。

【００５１】

上記の回路において、ダイオードＤ１はダイオードＤ２の順方向電圧を補償し、ダイオードＤ３はダイオードＤ４の順方向電圧を補償する機能を果たすために挿入されている。また、抵抗器Ｒ５および抵抗器Ｒ６は、発振振幅の温度係数を調整するための固定抵抗器である。

【００５２】

接続部７１における電圧Ｖ１は負側ピーク電圧V_{PN}を制御し、接続部７３における電圧Ｖ２は正側ピーク電圧V_{PP}を制御する。図７（ｂ）からわかるように、電圧Ｖｏの振幅は、負側ビーク分圧V_{PN}と正側ピーク電圧V_{PP}とによって挟まれた範囲内に制限される。

【００５３】

ここで、図７（ａ）に示す回路の部品定数を、以下の式（１）に示す関係を満足するように設定する。

【００５４】

【数１】

$$R_5 \gg \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad , \quad R_6 \gg \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} \qquad \cdots (1)$$

【００５５】

ここで、R_1～R_6は、それぞれ、抵抗器Ｒ１～Ｒ６の抵抗値を示している。

【００５６】

このとき、正のピーク電圧V_{PP}および負のピーク電圧V_{PN}は、それぞれ、以下の式（２）および式（３）で表される。

【００５７】

【数２】

$$V_{PP} = (R_3 / R_4) \cdot Vcc / 2 - (1 + R_3 / R_4) \cdot (V_{f3} - V_{f4}) \qquad \cdots (2)$$

$$V_{PN} = (R_2 / R_1) \cdot Vcc / 2 - (1 + R_2 / R_1) \cdot (V_{f1} - V_{f2}) \qquad \cdots (3)$$

【００５８】

ここで、V_{f1}はダイオードＤ１の順方向電圧、V_{f2}はダイオードＤ２の順方向電圧、V_{f3}はダイオードＤ３の順方向電圧、V_{f4}はダイオードＤ４の順方向電圧である。

【００５９】

発振回路の第１のオペアンプＯＰ１から抵抗器Ｒを介して第２のオペアンプＯＰ２のマイナス入力端子に正弦波（信号Ｖｏ’）が入力されると、図７（ａ）に示すコンデンサＣの両端電圧が変化する。このとき、第２のオペアンプＯＰ２は、マイナス入力端子の電圧がプラス入力端子の電圧と等しくなるように自動的に出力電圧Ｖｏの大きさを調節する。電圧Ｖｏの波形は、第２のオペアンプＯＰ２のマイナス入力端子に入力される電圧の波形と同様に正弦波となるが、２つの正弦波の間に位相のずれが発生している。

【００６０】

本実施形態では、第２のオペアンプＯＰ２のプラス入力端子における電圧はＶｃｃ／２に設定されているため、第２のオペアンプＯＰ２はマイナス入力端子の電圧がＶｃｃ／２に等しくなるように出力電圧Ｖｏの大きさを調節することになる。その結果、抵抗器Ｒ１および抵抗器Ｒ２によって分圧された電圧Ｖ１、または、抵抗器Ｒ３および抵抗器Ｒ４によって分圧された電圧Ｖ２がＶｃｃ／２に近づくことになる。すると、ダイオードＤ２またはダイオードＤ４が導通するため、図７（ａ）に示すコンデンサＣに流れる電流の方向が逆転し、コンデンサＣの両端電圧が変化する。この影響が再び電圧Ｖｏに反映するため、電圧Ｖｏの発振振幅、ひいてはブリッジ回路部に入力される交流電圧の振幅が制限されることになる。

【００６１】

図８は、一般的なダイオードの順方向電圧（順電圧）V_Fと順方向電流（順電流）I_Fの関係を示すグラフである。図８の曲線ａは、動作温度が１００℃のときの順方向電流－電圧特性、曲線ｂは、動作温度が２５℃のときの順方向電流－電圧特性、曲線ｃは、動作温度が－２５℃のときの順方向電流－電圧特性を示している。

【００６２】

図８から明らかなように、順方向電流I_Fが一定であっても、温度が高くなるほど順方向電圧V_Fは小さくなる。また、順方向電流I_Fが小さいほど、温度変化に対するV_Fの変化も大きい。

【００６３】

ダイオードＤ１およびダイオードＤ３は、オペアンプの動作に関係なく常に導通している。ダイオードＤ１およびダイオードＤ３の順方向電流は、ダイオードＤ２およびダイオードＤ４に流れる電流よりも多くなるように、Ｒ５とＲ６の値を設定している。この結果、ダイオードＤ１の順方向電圧V_{f1}は、ダイオードＤ２の順方向電圧V_{f2}より温度変化の影響が少ない。同様に、ダイオードＤ３の順方向電圧V_{f3}はダイオードＤ４の順方向電圧V_{f4}よりも温度変化の影響が少ない。

【００６４】

温度変化に応じて（$V_{f3}-V_{f4}$）および（$V_{f1}-V_{f2}$）が変化すると、式（２）および（３）が示すように、正側ピーク電圧V_{PP}および負側ピーク電圧V_{PN}も、それぞれ、変化することになる。この変化の大きさは、温度が高くなると小さくなり、このことは、出力信号Ｖｏの振幅が「負」の温度係数を持つことを意味している。

【００６５】

なお、ダイオードＤ１およびダイオードＤ３を流れる順方向電流がダイオードＤ２およびダイオードＤ４を流れる順方向電流よりも大きくなるほど、温度係数は大きくなる。抵抗値Ｒ５の値を変化させると、ダイオードＤ１およびダイオードＤ２の各々を流れる電流の比率を調節することができる。同様に、抵抗値Ｒ６の値を変化させると、ダイオードＤ３およびダイオードＤ４の各々を流れる電流の比率を調節することができる。したがって、抵抗値Ｒ５および抵抗値Ｒ６の値を適切な大きさに調節することにより、出力信号Ｖｏにおける振幅の負の温度係数を所望の大きさに設定することが可能である。

【００６６】

本実施形態では、上記の現象を利用し、発振振幅が持つ負の温度係数と磁歪センサ素子の持つ正の温度係数の大きさとを等しく設定することにより、それぞれが持つ温度特性を相殺する（正負の温度係数の和を略ゼロにする）。その結果、特別な温度検出素子やゲイン調整回路を新に追加することなく、荷重検出出力の温度補償を自動的に行なうことが可能になる。

【００６７】

図９（ａ）から（ｃ）は、それぞれ、本実施形態におけるセンサ感度、発振電圧、および差動電圧の温度特性を模式的に示すグラフである。

【００６８】

図９（ａ）に示すように、センサ感度は、温度の増加に伴って増加している。一方、交流電圧生成回路部１０からバッファアンプ１８を介してブリッジ回路に入力される交流電

圧（正弦波信号）の振幅は、温度の増加に伴って減少している。

【００６９】

本実施形態では、振幅制限回路中の抵抗値Ｒ５および抵抗値Ｒ６の値を適切な大きさに調節することにより、交流信号（励磁電流）の振幅が温度の増加に伴って変化する割合（図９（ｂ）のグラフにおける勾配）の絶対値を、センサ感度が温度の増加に伴って変化する割合の絶対値に略等しく設定している。

【００７０】

このため、正負の温度依存性（温度特性）が互いに相殺され、図９（ｃ）に示すように温度依存性をほとんど有しない差動電圧（温度補償後の出力電圧）を得ることが可能になる。

【００７１】

（磁歪センサ素子）

次に、図１０および図１１を参照しながら、本実施形態の荷重検出装置で用いる磁歪センサ素子２１、２２の配置例を説明する。本実施形態の荷重検出装置は、荷重測定が必要となる種々の機器に用いられ得るが、ここでは、乗り物の操舵軸に取り付けられ、トルクを検出するために用いられる例について説明する。

【００７２】

図１０は、操舵軸に取り付けられた荷重センサユニット５を示す斜視図であり、図１１は、荷重センサユニット５における操舵軸を横切る断面を示す図である。図１０に示す荷重センサユニット５は、上操舵軸３ａと下操舵軸３ｂとを連結する部分に設けられている。下操舵軸３ｂは、その上端部に位置する上操舵軸３ａとの連結部にセンサ収容部５１を有し、このセンサ収容部５１内には、上操舵軸３ａの下端部の外周部の一部から突出している押圧部３ｃが突入している。

【００７３】

押圧部３ｃは、上操舵軸３ａの外周部からセンサ収容部５１内に突出している。センサ収容部５１は、押圧部３ｃを境にして左右の２つの部分に分割され、右側の部分には磁歪センサ素子２１が収容され、また左側の部分には磁歪センサ素子２２が収容されている。

【００７４】

磁歪センサ素子２１は、その底部とセンサ収容部５１の一方の側壁との間に設けられたばね５３Ａによって磁歪センサ素子２１の底部が押圧部３ｃに向かう方向に押圧され、これにより磁歪センサ素子２１の底部と反対側に突出して設けられた被押圧部５５Ａが押圧部３ｃに当接して押圧するようになっている。

【００７５】

磁歪センサ素子２２も同様に、この磁歪センサ素子２２の底部とセンサ収容部５１の他方の壁との間に設けられたばね５３Ｂによって磁歪センサ素子２２の底部が押圧部３ｃに向かう方向に押圧され、これにより、磁歪センサ素子２２の底部と反対側に突出して設けられた被押圧部５５Ｂが押圧部３ｃに当接して押圧するようになっている。

【００７６】

磁歪センサ素子２１、２２は、磁気変化を検知する磁気コイルを有し、各磁歪センサに対応する被押圧部５５Ａ、５５Ｂとともに逆磁歪効果を利用した磁歪センサを構成している。被押圧部５５Ａ、５５Ｂが押圧部３ｃによって押圧されて歪むことにより、この歪みに応じて生じる被押圧部５５Ａ、５５Ｂの磁気変化、具体的には透磁率または磁化特性の変化を磁歪センサ素子２１、２２の磁気コイルのインピーダンスの変化として検知することができる。

【００７７】

荷重センサユニット５を用いて操舵軸のトルクを検出する場合、ハンドルを例えば左方向に操作すると、ハンドルに連結されている上操舵軸３ａは、矢印３０１で示すように回転する。このように上操舵軸３ａが回転すると、その押圧部３ｃは上操舵軸３ａとともに矢印３０２に示すように回動し、この上操舵軸３ａの回転力に応じて被押圧部５５Ａおよび磁歪センサ素子２１を矢印３０３で示すようにばね５３Ａに抗して押圧する。

【００７８】
このように上操舵軸３ａの回転力により押圧部３ｃを介して被押圧部５５Ａが押圧されると、被押圧部５５Ａは上操舵軸３ａの回転力に応じて歪むことになり、この歪みに応じて被押圧部５５Ａに磁気変化が生じる。この磁気変化は磁歪センサ素子２１を構成する磁気コイルで上操舵軸３ａの回転トルクとして検知されることになる。
【００７９】
ハンドルを反対の右方向に操作した場合には、磁歪センサ素子２１、被押圧部５５Ａ、ばね５３Ａの代わりに磁歪センサ素子２２、被押圧部５５Ｂ、ばね５３Ｂがそれぞれ同様の作用を行うものであり、単に回転方向や押圧方向が異なるのみであるので、その説明は省略する。
【００８０】
ばね５３Ａに対して組立時に一定の荷重、例えばＦニュートン（Ｎ）を予め印加しておくと、押圧部３ｃにより被押圧部５５Ａと磁歪センサ素子２１が押圧される場合に、この押圧荷重がＦニュートンを超えない限りにおいては、被押圧部５５Ａと磁歪センサ素子２１は動かないが、Ｆニュートンを超えると、被押圧部５５Ａと磁歪センサ素子２１は右方向に移動するため、被押圧部５５Ａと磁歪センサ素子２１にはＦニュートン以上の押圧荷重がかからないという過荷重防止機能を実現するようになっている。
【００８１】
荷重検出装置における磁歪センサ素子に対する荷重印加方法は、上述した例に限定されず、種々の印加方法に適用可能である。ただし、本発明の好ましい実施形態においては、一対の磁歪センサ素子のいずれか一方のみに荷重を印加し、そのとき荷重が印加されていない他方の磁歪センサ素子を測定のレファランスとして利用している。このため、本実施形態の荷重検出装置による場合、磁歪センサ素子のいずれか一方に測定対象の荷重を印加する必要がある。このことは、本発明の物理量測定装置で所定の物理量を測定する場合のすべてに成立することである。
【００８２】
なお、図１０および図１１では、アンプや抵抗器などの回路要素を集積した電子回路基板は図示していないが、これの電子回路基板は、磁歪センサ素子の近傍に配置されていても良いし、磁歪センサ素子から離れた位置において他の制御回路部と一体化されていても良い。
【００８３】
（荷重検出動作）
以下、図２を参照しながら、本実施形態の荷重検出装置における測定動作の詳細を説明する。
【００８４】
まず、基準直流電源回路１６は、５Ｖの電源電圧（不図示）に基づいて２．５Ｖの基準直流電圧を出力する。この基準直流電圧は正弦波発振回路１７に入力される。正弦波発振回路１７は、この基準直流電圧を中心に振動する正弦波の発振信号を出力する。正弦波発振信号の周波数は例えば１ｋＨｚに設定され、振幅Ｖｐｐ（ピークｔｏピーク）は例えば２Ｖに調節される。
【００８５】
この発振信号は、ハイインピーダンスのバッファアンプ１８および電流制限固定抵抗器１９を介してブリッジ回路部２０に供給される。
【００８６】
磁歪センサ素子２１、２２の一方に荷重が加えられると、磁歪効果により、荷重の加えられた磁歪センサ素子２１または磁歪センサ素子２２における磁歪材料の初透磁率が変化する。その結果、その磁歪センサ素子２１または磁歪センサ素子２２のインピーダンスが初期値から変化するため、第１ブリッジアームと第２ブリッジアームとの間でインピーダンスのバランスが崩れる。
【００８７】

上記のようにしてインピーダンスのバランスが崩れると、ブリッジ回路部２０の第１の出力点Ｓ１と第２の出力点Ｓ２との間で差動電圧が発生する。この差動電圧は、検出回路部３０における交流差動増幅回路３１で増幅される。交流差動増幅回路３１から出力される信号の交流成分は、直流阻止コンデンサ３２を通過して全波整流回路３３に入力される。

【００８８】

全波整流回路３３は、整流用ダイオードなどから構成されており、順方向電圧以下では整流動作が行えず、不感帯となる。このような事態を避け、全波整流回路３３で適切な整流動作を行なわせるためには、交流差動増幅回路３１のゲインを可能な限り高い値に設定しておくことが好ましい。本実施形態では、磁歪センサ素子２１、２２の一方に定格の最大荷重が印加された場合においても交流差動増幅回路３１の出力が飽和しない最大レベルに交流差動増幅回路３１のゲインを調節している。

【００８９】

本実施形態では、全波整流回路３３における検出感度を向上させるため、全波整流を行なった後、信号振幅を２倍に増幅している。増幅された信号は、低域通過フィルタ３４に入力される、励磁電流の周波数（発振周波数）に等しい周波数を有する交流成分を十分に除去するため、低域通過フィルタ３４のカットオフ周波数を発振周波数の１／１０以下に設定している。

【００９０】

低域通過フィルタ３４の出力は、直流増幅回路３５で増幅された後、信号電圧出力端子３６から出力される。信号電圧出力端子３６上の信号電圧は、磁歪センサ素子２１または磁歪センサ素子２２の一方に印加された荷重に対応した大きさを有している。

【００９１】

（初期調整）

荷重を高い精度を測定するためには、初期調整を行なう必要がある。本実施形態では、２種類の初期調整を行なっている。第１の初期調整は、磁歪センサ素子２１、２２に荷重を印加しない状態で信号電圧出力端子３６から出力される信号電圧をゼロに設定する「ゼロ点調整」である。第２の初期調整は、磁歪センサ素子２１、２２の一方に最大荷重を印加した状態で信号電圧出力端子３６から出力される信号電圧を所定の要求値に設定する「感度調整」である。

【００９２】

本実施形態では、交流差動増幅回路３１から出力される交流出力を測定しながら、この交流出力の振幅値が最小となるように平衡調整用可変抵抗器２３および２６を調節する（ゼロ点調整）。次に、直流増幅回路３５の直流出力を測定しながら、磁歪センサ素子２１または磁歪センサ素子２２に４００Ｎ（ニュートン）の荷重を印加する。この荷重が印加された状態で直流増幅回路３５から出力される直流電圧が例えば３．５Ｖに等しくなるように、直流増幅回路３５のゲインを調整する（感度調整）。

【００９３】

本実施形態では、並列型のブリッジ回路を用いる代わりに、直列型のブリッジ回路を採用しているため、磁歪センサ素子２１、２２が設けられている第１および第２ブリッジアームに流れる電流を、第３および第４ブリッジアームに流れる電流よりも大きくすることができる。このため、２つの磁歪センサ素子２１、２２の間に初透磁率の差異などに起因する初期特性のばらつきが存在していたとしても、充分に大きな電流を磁歪センサ素子２１、２２に流すことができ、磁歪センサ素子２１、２２の出力特性の差異が検出精度を低下させないようにすることが可能である。

【００９４】

なお、交流差動増幅回路３１の検出感度を向上させるためには、交流差動増幅回路３１に入力される信号の差動振幅レンジを広げることが重要である。絶対最大定格の荷重が印加されたときに差動出力電圧の振幅が最大となるためには、ブリッジ回路における第１ブリッジアームのインピーダンスを第２ブリッジアームのインピーダンスと略等しく設定す

る必要がある。第１ブリッジアームと第２ブリッジアームとの間でインピーダンスと略等しく設定すると、差動振幅レンジの中央付近を基準電圧付近に設定することができるため、交流差動増幅回路３１のゲインを向上させることができる。

本実施形態で用いる磁歪センサ素子２１、２２のインピーダンスは相互に略等しいため、並列型のブリッジ回路を採用した従来例に比べ、第１ブリッジアームのインピーダンスを第２ブリッジアームのインピーダンスと略等しく設定することが容易である。これは、磁歪センサ素子２１、２２を直列に接続することによる利点の１つである。

【００９５】

また、磁歪センサ素子２１のインピーダンスと磁歪センサ素子２２のインピーダンスが略等しいと、平衡調整用可変抵抗器２３に要求される抵抗変化の範囲を、各磁歪センサ素子２１、２２のインピーダンスに比べて格段に小さくすることができる。このことは、第１および第２ブリッジアームの全体のインピーダンスを低減することに寄与するとともに、平衡調整用可変抵抗器２３が有する温度特性の影響を低減することにも役立つ。通常、平衡調整用可変抵抗器２３の抵抗は比較的大きな温度依存性を有しているため、ゼロ点調整を行なった後、平衡調整用可変抵抗器２３の温度が変動すると、それに応じてインピーダンスバランスが崩れやすくなる。しかし、本実施形態によれば、平衡調整用可変抵抗器２３の抵抗値をセンサインピーダンスに比べて充分小さい値に設定できるため、平衡調整用可変抵抗器の抵抗値温度特性に起因する影響も及びにくい。

【００９６】

（平衡調整）

以下、本実施形態における平衡調整の方法を説明する。なお、「平衡調整」とは、磁歪センサ素子２１、２２のいずれにも荷重を印加していない状態（無荷重状態）において、ブリッジ回路部２０から出力される差動電圧（出力点Ｓ１、Ｓ２の間の電圧）をゼロにすることである。

【００９７】

まず、無荷重状態で平衡調整用可変抵抗器２３、２６のいずれか一方を調節し、交流差動増幅回路３１の出力振幅を最小にする。次に、無荷重状態で平衡調整用可変抵抗器２３、２６の他方を調節して、交流差動増幅回路３１の出力振幅を最小にする。このような調節作業を、２つの平衡調整用可変抵抗器２３、２６について交互に実行することにより、原理的には残差電圧を完全にゼロに低減すること（完全平衡）が可能である。

【００９８】

ゼロ点調整が不完全なために残差電圧がゼロに調節されていないと、磁歪センサ素子２１、２２の一方に荷重が印加されたとき、その出力信号が一時的に低下する。その結果、２つ磁歪センサ素子間に出力特性差が生じることになる。しかし、本実施形態では、このような現象を防止することができる。

【００９９】

図２に示す回路構成によれば、完全平衡調整が実現し、残差電圧をゼロにすることが可能になる。残差電圧がゼロになるということは、無荷重時の出力電圧レベルがゼロになることを意味している。

【０１００】

平衡調整回路の違いが残差電圧にどの程度影響を与えるかを調べた。不完全平衡調整回路の場合、その残差電圧レベルとばらつきが大きいのに対して、完全平衡調整回路によるデータから、測定ダイナミックレンジの拡大に効果があることが分かった。

【０１０１】

前述のようにゼロ点の安定度は、センサの左右ばらつきや微小荷重の検出精度への影響が大きい。そのためこのゼロ点は極力安定化させる必要がある。

【０１０２】

図２に示す回路を構成する配線、抵抗器、アンプ、コンデンサなどの回路構成要素は、１つの電子回路基板上に搭載されることが好ましい。電子回路基板は、調整後に樹脂注型

によって封止されることが好ましい。このようにして電子回路基板の表面を樹脂で覆うことにより、平衡調整用可変抵抗器２３、２６の可動部が動くことは無い。ただし、この平衡調整用可変抵抗器２３、２６の接触子４２（図４）は完全に固定されるわけではないため、図４に示す抵抗体４０と接触子４２との接触部の抵抗値（接触抵抗値）は不安定であり、経時変化を起こしやすい。

【０１０３】

従来の並列型のブリッジ回路において可変抵抗器を用いる例では、接触子に電流が流れるような構成が採用されている。そのような回路では、接触抵抗値の変化が図４（ｂ）に示す端子Ａ－Ｂ間の抵抗値を変化させるため、ブリッジ回路の平衡点を変化させる原因となる。

【０１０４】

しかしながら、本実施形態のブリッジ回路部２０では、交流差動増幅回路３１の入力インピーダンスが高く設定されているため、平衡調整用可変抵抗器２３、２６の接触子には電流がほとんど流れない。したがって、平衡調整用可変抵抗器２３、２６の接触子に存在する接触抵抗値が経年的に変化するなどに理由によって変動したとしても、検出電圧に影響を与えることはなく、測定の信頼性が向上する。

【０１０５】

なお、本実施形態で採用している直列型ブリッジ回路においても、可変抵抗器をブリッジアームの少なくとも一方（好ましくは両方）に挿入しても、平衡調整は可能である。しかし、この場合は、各可変抵抗器における接触子に電流が流れるため、接触抵抗の変動による信頼性の低下が生じえる。ただし、このような場合でも、接触抵抗の安定性を充分に向上させた可変抵抗器を用いれば、ゼロ点安定性の低下を避けることは可能である。

【０１０６】

［実施形態２］

以下、実施形態１の荷重検出装置を備えた水上乗り物の実施形態を説明する。ここでは、水上乗り物の本実施形態として、水ジェット推進艇を説明する。水ジェット推進艇は、エンジンで駆動されるジェット推進機で加圧された水をノズルから噴射することにより、その反動で推進することができる。このような乗り物に荷重検出装置などの物理量検出装置を用いる場合、海上という厳しい環境で使用されるため、耐久性や長期信頼性が必要となり、また、使用時の温度変化が著しいことも多いため、本発明の物理量検出装置が用いられて有利な効果を発揮することができる。

【０１０７】

図１２は、本実施形態の水ジェット推進艇１００の概略構成を示している。水ジェット推進艇の艇体１００は、下部のハル部材１０１と上部のデッキ部材１０２とから構成され、デッキ部材１０２上に跨座式シート１０３が設けられている。このシート１０３の前方に設けられているのが操舵用のハンドル１０４である。

【０１０８】

艇体内には、駆動源であるエンジン１が配設され、エンジン１の出力軸１０５にはジェット推進機１０６のインペラが１０７接続されている。従って、エンジン１でジェット推進機１０６のインペラ１０７が回転駆動されると、艇底の水吸引口１０８から水が吸引され、ジェット推進機１０６内で加圧・加速された水はノズル１０９から後方に噴射され、その反動で自艇が前進する。また、ハンドル１０４を操舵すると、ノズル１０９の後方のディフレクタと呼ばれる舵取り装置が揺動して、自艇を左右に旋回することができる。つまり、ハンドル１０４を操舵すると噴射される水の向きが変わり、これにより自艇を旋回させることができるようになっている。なお、自艇を後進させる場合には、リバースレバー１２０を操作して、ノズル１０９後方のリバースゲート１２１を昇降し、ノズル１０９から噴射される水の向きを自艇前方に変換することにより可能となる。なお、図中の符号１１２は、リバースレバー１２０操作により自艇が後進していることを検出するリバーススイッチである。

【０１０９】

図１３は、ハンドル１０４の構成を示している。ハンドル１０４は、操舵軸１１３の回りに回転可能であり、ハンドル１０４を左右に操舵することができる。ハンドル１０４の右グリップの近傍には、操艇者の加減速意思に合わせて操作されるスロットルレバー１１０が設けられている。このスロットルレバー１１０は、解放時、グリップから離れており、加速する場合には、操艇者がグリップ側に近づけるようにしてスロットルレバー１１０を握り込む。スロットルレバー１１０を戻すということは、スロットルレバー１１０を解放することである。

【０１１０】

操舵軸１１３には、ハンドル１０４への操舵力、具体的には操舵トルクを検出するための操舵トルクセンサ１１１が設けられている。この操舵トルクセンサ１１１は、実施形態１の磁歪式荷重検出装置と同様の構成を有しており、ハンドル１０４が所定操舵角以上操舵されている状態で、ハンドル１０４に係る操舵トルクを検出するロードセルとして機能する。なお、操舵トルクセンサ１１１の構成は、図１０および図１１に示す荷重センサユニットの具体的構成に限定されず、磁歪センサ素子の配置や機械的な接続関係は、多様な態様で実現することができる。スロットルレバー１１０には、操艇者によるスロットルレバー１１０の操作量、即ちスロットル開度を検出するスロットル開度センサ１１４が設けられている。

【０１１１】

図１４は、水ジェット推進艇１００のエンジン及びその制御装置の概略を示している。本実施形態のエンジン２０１は、比較的小排気量のストロークエンジン２０１であり、シリンダボディ２０２、クランクシャフト２０３、ピストン２０４、燃焼室２０５、吸気管２０６、吸気バルブ２０７、排気管２０８、排気バルブ２０９、点火プラグ２１０、点火コイル２１１を備えている。また、吸気管２０６内には、スロットルレバー１１０の開度に応じて開閉されるスロットルバルブ２１２が設けられ、このスロットルバルブ２１２の下流側の吸気管２０６に、燃料噴射装置としてのインジェクタ２１３が設けられている。このインジェクタ２１３は、燃料タンク２１９内に配設されているフィルタ２１８、燃料ポンプ２１７、圧力制御バルブ２１６に接続されている。

【０１１２】

吸気管２０６のスロットルバルブ２１２の近傍には、スロットルバルブ２１２をバイパスするバイパス路２０６ａが設けられ、このバイパス路２０６ａにバイパス路の開度を調整するバイパスバルブ２１４（減速時エンジン出力制御手段）が設けられている。バイパスバルブ２１４は、アイドルバルブのように、スロットルバルブ２１２の開度とは個別にエンジン２０１側への吸気流量を調整してエンジンの出力、この場合はエンジントルクを制御する。なお、バイパス路２０６ａの開度、つまりエンジントルクは、例えば電磁デューティバルブのように、バイパスバルブ２１４を駆動するためのアクチュエータ２２３への電流値、またはデューティ比を制御することにより制御可能である。

【０１１３】

エンジン２０１の運転状態並びにバイパスバルブ２１４のアクチュエータ２２３の駆動状態は、エンジンコントロールユニット２１５によって制御され、エンジンコントロールユニット２１５は、マイクロコンピュータ等の演算処理装置を備えている。エンジンコントロールユニット２１５の制御入力、つまりエンジン２０１の運転状態を検出する手段として、クランクシャフト２０３の回転角度、つまり位相を検出したり、クランクシャフト２０３自身の回転速度を検出したりするためのクランク角度センサ２２０、シリンダボディ２０２の温度又は冷却水温度、即ちエンジン本体の温度を検出する冷却水温度センサ２２１、排気管２０８内の空燃比を検出する排気空燃比センサ２２２、吸気管２０６内の吸気圧力を検出するための吸気圧力センサ２２４、吸気管２０６内の温度、即ち吸気温度を検出する吸気温度センサ２２５が設けられている。

【０１１４】

操舵用ハンドル１０４に設けられた操舵トルクセンサ１１１（磁歪式荷重検出装置）の出力信号やスロットルレバー１１０に設けられたスロットル開度センサ１１４（スロット

ル開度センサ）の出力信号もエンジントルク制御に用いられる。エンジンコントロールユニット２１５は、これらのセンサの検出信号を入力し、燃料ポンプ２１７、圧力制御バルブ２１６、インジェクタ２１３、点火コイル２１１、およびアクチュエータ２２３に制御信号を出力する。

【０１１５】

本実施形態によれば、温度検出素子やゲイン調整回路を特別に設けることなく、温度補償機能が発揮され、しかも、完全平衡調整がなされた荷重検出装置を用いて操舵トルクを検出するため、温度変化（例えば０～８０℃）の大きな環境下でも、測定精度が高く、また信頼性も向上している。本実施形態では、乗り物として水ジェット推進艇の実施形態を説明したが、本発明の適用範囲は、このような場合に限定されない。

【０１１６】

なお、上記の実施形態で使用しているセンサ素子は、磁歪センサ素子であったが、本発明におけるセンサ素子は、これに限定されるものではなく、例えば磁気変化の変わりに静電容量の変化、圧電効果、電気抵抗の変化を利用するセンサ素子であってもよい。静電容量の変化を利用するセンサの場合には、被押圧部が静電容量の電極で構成され、所定の静電容量変化検出手段が、操舵軸の回転力によって電極が押圧されたことによる静電容量の変化を、被押圧部の変化として検出することになる。また、圧電効果を利用するセンサの場合には、被押圧部が圧電素子で構成され、所定の圧電変化検出手段が、操舵軸の回転力によって圧電素子が押圧されたことによる圧電素子の電気的変化を、被押圧部の変化として検出することになる。更に、電気抵抗の変化を利用するセンサの場合には、被押圧部が抵抗手段で構成され、所定の抵抗変化検出手段が、操舵軸の回転力によって抵抗手段が押圧されたことによる抵抗手段の電気抵抗の変化を、被押圧部の変化として検出することになる。

【０１１７】

なお、各種のセンサ素子の中でも、本発明は、磁歪式センサ素子を使用する場合に特に顕著な効果を発揮することができる。これは、磁歪センサ素子を使用する場合において、前述したように正の温度係数を示す出力が得られるため，負の温度係数を示す振幅制限回路と組み合わせてブリッジ回路の差動電圧の温度依存性を小さくすることが可能になるからである。したがって、このような問題を有する磁歪センサ素子を用いて正確な荷重測定を行う上で、本発明は顕著な効果を発揮することができる。ただし、磁歪センサ素子と同様に正の温度係数を示すセンサ素子を用いる場合、同様の効果を得ることが可能である。

【産業上の利用可能性】

【０１１８】

本発明の物理量検出装置は、陸上または海上で使用される各種の乗り物における荷重検出に好適に用いられるため、産業上の利用可能性が高い。

【図面の簡単な説明】

【０１１９】

【図１】（ａ）は、１対のセンサ素子が並列に接続されたブリッジ回路を示す図であり、（ｂ）は、１対のセンサ素子が直列に接続されたブリッジ回路を示す図であり、（ｃ）は、一対のセンサ素子が直列に接続され、さらに２つの出力点に可変抵抗器が設けられたブリッジ回路を示す図である。

【図２】本発明の物理量検出装置の実施形態１における回路構成を示す回路図である。

【図３】実施形態１におけるブリッジ回路部２０の構成を詳しく示す回路図である。

【図４】（ａ）は可変抵抗器を示し、（ｂ）は可変抵抗器の具体的構成例を示す図である。

【図５】実施形態１における正弦波発振回路１７を示す回路図である。

【図６】正弦波発振回路１７の発振回路を示す回路図である。

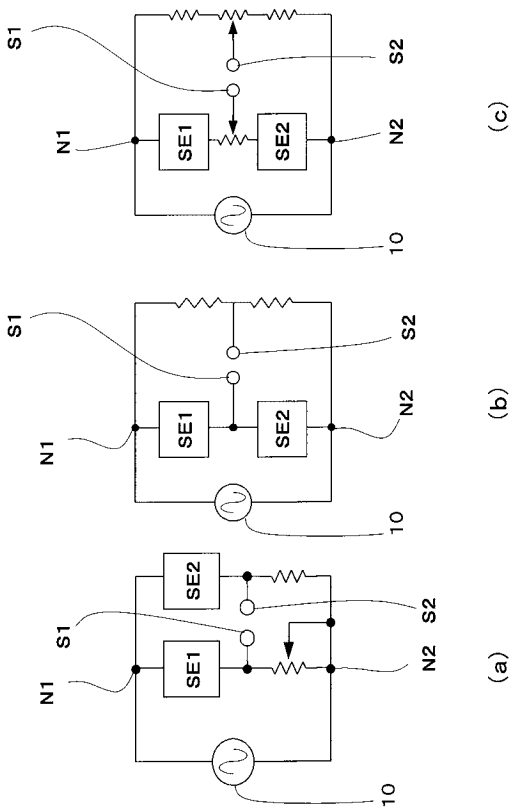
【図７】（ａ）は、第２のオペアンプおよび振幅制限回路を示す回路図であり、（ｂ）は、電圧Ｖ１、Ｖ２、およびＶｏの波形図である。

【図８】一般的なダイオードの順方向電圧V_Fと順方向電流I_Fとの関係を示すグラフであ

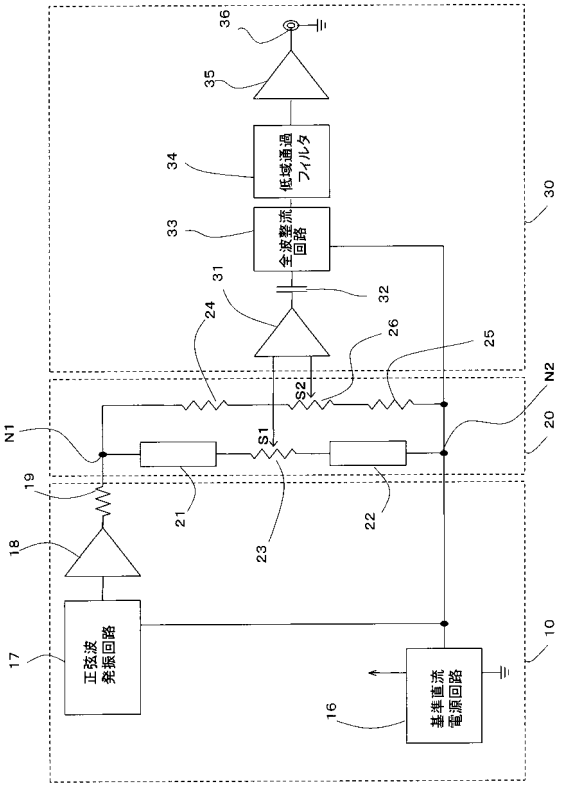
る。
【図９】（ａ）から（ｃ）は、それぞれ、実施形態１におけるセンサ感度、発振電圧、および差動電圧の温度特性を模式的に示すグラフである。グラフの横軸は温度、縦軸は相対値を示している。
【図１０】操舵軸に取り付けた荷重センサ装置（荷重センサユニット）を示す斜視図である。
【図１１】図１０の荷重センサユニットの構成を示す断面図である。
【図１２】本発明の物理量検出装置を備えた乗り物の実施形態である水ジェット推進艇１００の概略構成を示す図である。
【図１３】ハンドル１０４の構成を示す図である。
【図１４】水ジェット推進艇１００のエンジン及びその制御装置の概略を示す図である。
【符号の説明】
【０１２０】
ＢＡ１　第１ブリッジアーム
ＢＡ２　第２ブリッジアーム
ＢＡ３　第３ブリッジアーム
ＢＡ４　第４ブリッジアーム
Ｎ１　第１の入力点
Ｎ２　第２の入力点
Ｓ１　第１の出力点
Ｓ２　第２の出力点
ＯＰ１　正弦波発振回路の第１のオペアンプ
ＯＰ２　正弦波発振回路の第２のオペアンプ
１０　交流電圧生成回路部
２０　ブリッジ回路部
３０　検出回路部
１６　基準直流電源回路
１７　正弦波発振回路
１８　バッファアンプ
１９　電流制限固定抵抗器
２１、２２　磁歪センサ素子
２３　平衡調整用可変抵抗器
２４、２５　ブリッジ固定抵抗器
２６　平衡調整用可変抵抗器
３１　交流差動増幅回路
３２　直流阻止コンデンサ
３３　全波整流回路
３４　低域通過フィルタ
３５　直流増幅回路
３６　信号電圧出力端子
７０　振幅制限回路の端子
７１～７４　振幅制限回路の接続部
１００　水ジェット推進艇
１０１　ハル部材
１０２　デッキ部材
１０３　跨座式シート
１０４　操舵用のハンドル
１０５　エンジン１の出力軸
１０６　ジェット推進機
１０７　インペラ

１０８　水吸引口
１０９　ノズル
１１０　スロットルレバー
１１１　操舵トルクセンサ
１１２　リバーススイッチ
１１３　操舵軸
１１４　スロットル開度センサ
１２０　リバースレバー
１２１　リバースゲート
２０１　エンジン
２０２　シリンダボディ
２０３　クランクシャフト
２０４　ピストン
２０５　燃焼室
２０６　吸気管
２０６ａ　バイパス路
２０７　吸気バルブ
２０８　排気管
２０９　排気バルブ
２１０　点火プラグ
２１１　点火コイル
２１２　スロットルバルブ
２１３　インジェクタ
２１４　バイパスバルブ
２１５　エンジンコントロールユニット
２１６　圧力制御バルブ
２１７　燃料ポンプ
２１８　フィルタ
２１９　燃料タンク
２２０　クランク角度センサ
２２１　冷却水温度センサ
２２２　排気空燃比センサ
２２３　アクチュエータ
２２４　吸気圧力センサ
２２５　吸気温度センサ

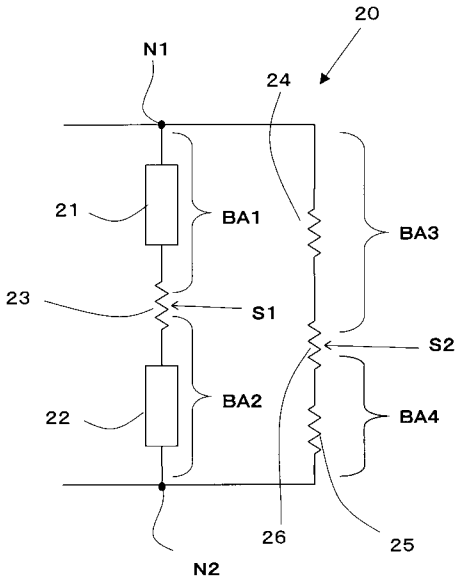
【図１】


S1
S2
N1
N2
SE1
SE2
10
(c)
(b)
(a)

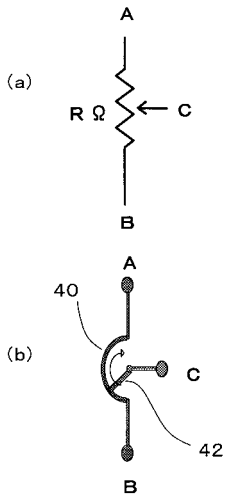
【図２】


36
35
34
低域通過フィルタ
33
全波整流回路
30
31
32
24
26
25
S2
N2
N1
S1
20
19
21
22
23
18
正弦波発振回路
17
基準直流電源回路
16
10

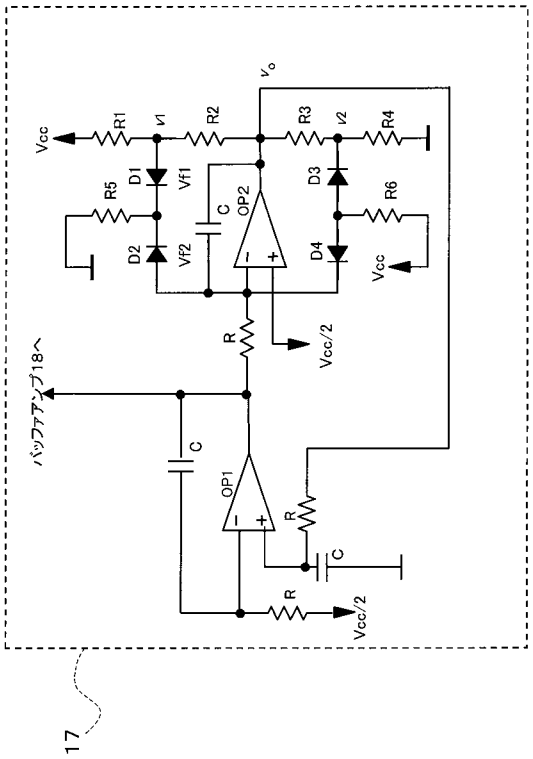
【図３】


20
N1
24
21
BA1
BA3
23
S1
S2
22
BA2
BA4
26
25
N2

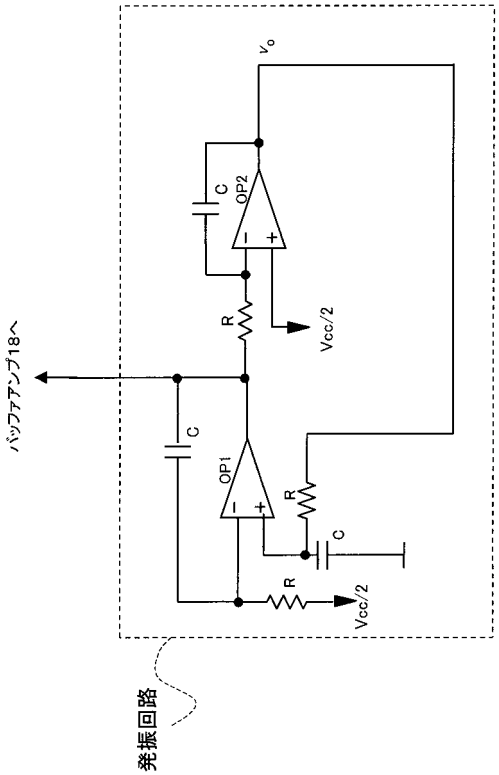
【図４】


(a)
A
R Ω
C
B
(b)
A
40
C
42
B

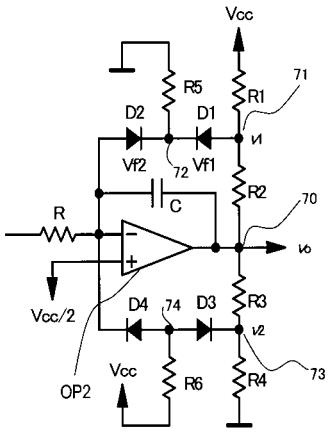
【図５】


Vcc
R1
v1
R2
R3
v2
R4
R5
D1
Vf1
C
OP2
D3
R6
D2
Vf2
D4
Vcc
R
Vcc/2
バッファアンプ18へ
C
OP1
R
C
R
Vcc/2
17

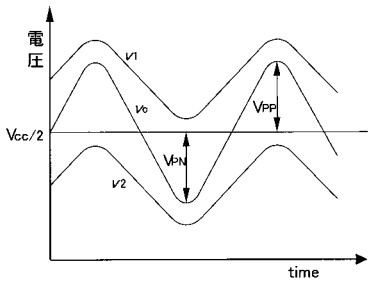
【図６】


vo
C
OP2
R
Vcc/2
バッファアンプ18へ
C
OP1
R
C
R
Vcc/2
発振回路

【図７】

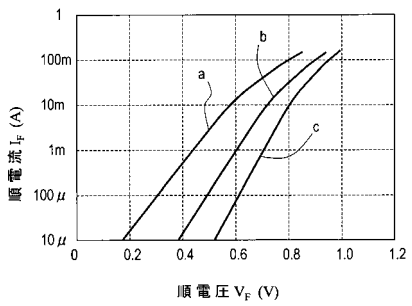

Vcc
R5
71
R1
D2
D1
v1
Vf2
72
Vf1
R2
C
70
R
vo
Vcc/2
D4
74
D3
R3
v2
Vcc
R6
R4
73
OP2

(a)

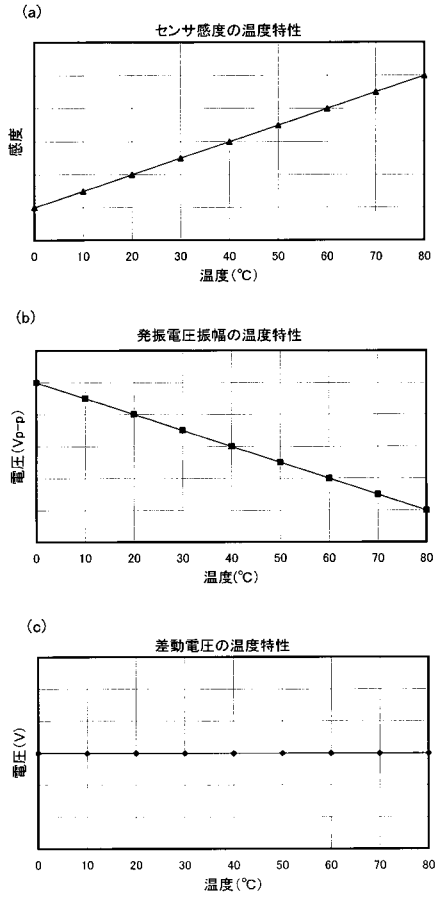

電圧
v1
vo
VPP
Vcc/2
VPN
v2
time

(b)

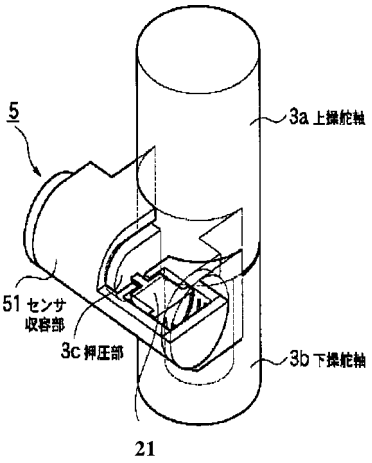
【図８】


1
100m
10m
1m
100μ
10μ
順電流 IF (A)
a
b
c
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1.0
1.2
順電圧 VF (V)

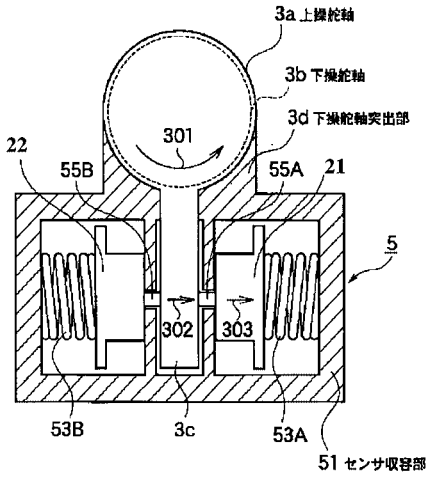
【図９】



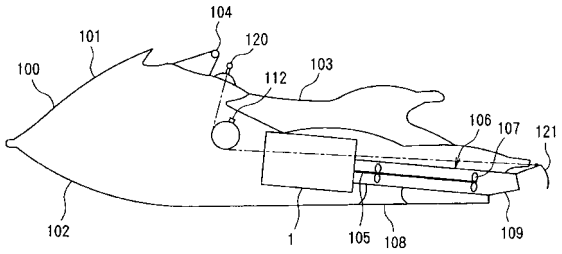
【図１０】



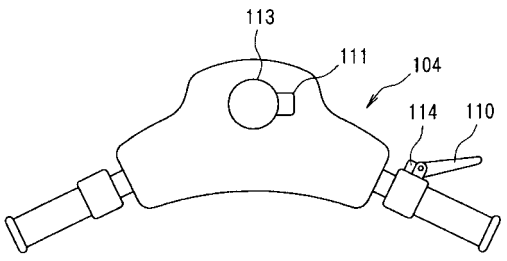
【図１１】



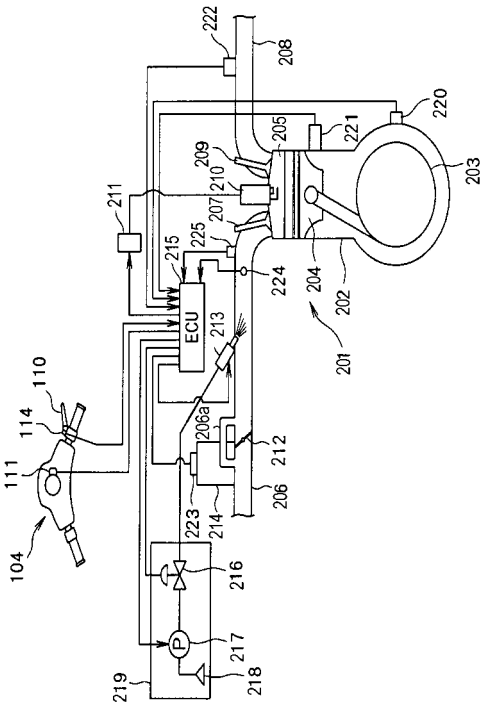
【図１２】



【図１３】



【図１４】


222
208
220
205
221
209
210
203
211
207
225
215
224
204
202
ECU
213
201
110
114
206a
212
111
206
223
214
104
216
217
219
218

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平０６－１７４５７０（ＪＰ，Ａ）
特開２００３－２２７７６５（ＪＰ，Ａ）
特開平０７－０１９８０７（ＪＰ，Ａ）
特開昭５５－０６３７１１（ＪＰ，Ａ）
特開昭６２－２２２１０２（ＪＰ，Ａ）
特開昭５８－２０２８０４（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｇ０１Ｌ　１／００－　１／２６
Ｇ０１Ｌ　３／００－　３／２６
Ｇ０１Ｄ　５／００－　５／２５２