

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3701115号
(P3701115)

(45) 発行日 平成17年9月28日(2005.9.28)

(24) 登録日 平成17年7月22日(2005.7.22)

(51) Int. Cl.⁷

F 1 6 C 32/04

F I

F 1 6 C 32/04

A

請求項の数 4 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願平10-46296	(73) 特許権者	000000239
(22) 出願日	平成10年2月12日(1998.2.12)		株式会社荏原製作所
(65) 公開番号	特開平11-230168		東京都大田区羽田旭町11番1号
(43) 公開日	平成11年8月27日(1999.8.27)	(74) 代理人	100091498
審査請求日	平成14年3月26日(2002.3.26)		弁理士 渡邊 勇
		(74) 代理人	100092406
			弁理士 堀田 信太郎
		(74) 代理人	100102967
			弁理士 大畑 進
		(72) 発明者	篠崎 弘行
			東京都大田区羽田旭町11番1号 株式会 社 荏原製作所内
		審査官	磯部 賢

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 磁気軸受制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

磁力発生源となる電磁石と、該電磁石にパルス幅変調された制御電流を供給する電力増幅器と、該電力増幅器に入力する信号を増幅する信号増幅器と、前記電磁石の磁力により制御される制御対象の状態を検出する状態検出器とを備えた磁気軸受制御装置において、

前記状態検出器は基本周波数を振幅変調して、これを検波することで制御対象の変位を検出するものであり、

前記信号増幅器と電力増幅器との間に、前記状態検出器で使用する周波数帯域の信号成分を除去する除去器を備えたことを特徴とする磁気軸受制御装置。

【請求項2】

前記電力増幅器は、パルス幅変調回路を備え、該パルス幅変調回路は、三角波基準信号と入力信号とを比較する比較器から構成され、前記除去器を前記比較器の前段に接続したことを特徴とする請求項1記載の磁気軸受制御装置。

【請求項3】

前記状態検出器は、インダクタンス型の変位センサであることを特徴とする請求項1又は2に記載の磁気軸受制御装置。

【請求項4】

前記除去器は、バンドエリミネートフィルタであることを特徴とする請求項1又は2に記載の磁気軸受制御装置。

【発明の詳細な説明】

10

20

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、磁気軸受制御装置に係り、特に磁力発生源となる電磁石のコイルに、制御対象の変位等の状態を検出して、パルス幅変調(PWM)された制御電流を供給することで磁力を制御し、制御対象を能動的に制御する磁気軸受制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、ロータを電磁石の磁力を用いて非接触で浮上支持する磁気軸受が普及しつつある。このような磁気軸受で回転軸が支持された回転機械は、軸受の摩耗が無く、又潤滑油等を必要としないので、軸受のメンテナンスフリー化、高速回転化、騒音の低減化、等の面で大変大きな利点がある。

10

【0003】

又、例えば半導体製造装置等のように極めて高度の清浄な環境で使用する回転機器の軸受としても好適である。これは磁気軸受が潤滑油を必要とせず、又軸受の摩耗粉も発生しないため、半導体ウエハ等にコンタミネーションが生じることを防止できるからである。このため、磁気軸受は清浄空間、真空等を必要とする分野に好適であり、特に真空中においては、通常の軸受では接触部の摩擦係数が非常に大きくなるため、非接触支持を可能とする磁気軸受が好適である。

【0004】

図7は、能動型磁気軸受制御装置の一般的な構成例を示す。例えば回転軸をその周囲に配置された電磁石の磁力で浮上支持する場合には、制御対象は回転軸であり、この基準位置からの変位 x が状態検出器、この場合は変位センサ11で検出される。検出された変位 x は、加減算器で目標位置 x_0 と比較され、その差分信号 x が補償器12に入力される。

20

【0005】

補償器12は、実際位置 x と目標位置 x_0 との差分 x をゼロとするように、制御対象を任意の目標位置に安定に支持するための出力信号を生成する制御回路であり、PID(比例積分微分)制御回路等により構成されている。補償器12の出力は、信号増幅器13に入力され、ここで信号が次段のパルス幅変調回路を含む電力増幅器の入力として、適当な大きさに増幅され、また振幅制限器(リミッタ)により振幅が制限される。

【0006】

電力増幅器14は、信号増幅器13の出力に従った制御電流を生成し、電磁石15に供給する。電力増幅器14は、パルス幅変調回路を含み、パルス幅変調された制御電流を電磁石15のコイルに供給する。電磁石15では、この制御電流に対応した磁気吸引力を制御対象16である例えば回転軸に及ぼし、この実際浮上位置 x を目標位置 x_0 に近づける。このようなフィードバック制御により、制御対象16に外力が加わり外乱が生じても、制御対象16である回転軸は、目標位置 x_0 に安定に浮上位置決めされる。

30

【0007】

このような磁気軸受制御装置において、制御対象16の状態を検出する状態検出器11としては、通常、回転軸の目標位置からの変位 x を検出する変位センサが用いられる。代表的な変位センサとしてインダクタンス式の変位センサがある。これは磁性材のコアにコイルを巻回したもので、回転軸側にターゲットとしての磁性材を備え、この磁性材の変位に対応してコイルのインダクタンスが変化することを利用して、変位を計測するセンサである。

40

【0008】

図8は、上述の信号増幅器13とパルス幅変調回路を含む電力増幅器14部分の詳細を示す。信号増幅器13は、補償器出力が入力信号として入力され、振幅制限器25、加減算器27、信号増幅器28、振幅制限器29等から構成され、バイアス電流設定用直流信号発生器26の出力が加減算器27に入力されるように構成されている。電力増幅器14は、比較器(コンパレータ)31と三角波信号発生器32とからなるパルス幅変調回路と、その出力信号を電力増幅する増幅器35とから構成されている。

50

【 0 0 0 9 】

増幅器 3 5 の出力電流は制御電流として電磁石 2 1 のコイルに供給され、これにより磁力が制御対象である回転軸 2 2 に作用し、回転軸 2 2 の浮上位置が状態検出器であるインダクタンス型の変位センサ 2 3 により検出される。電磁石コイルに供給される制御電流は、電流検出器 3 6 で検出され、パルス幅変調信号の周波数成分に相当する高域領域を除去するフィルタ 3 9 を介して、その低周波成分が信号増幅器 1 3 の加減算器 2 7 にフィードバックされる。

【 0 0 1 0 】

ところで、上述したようにパルス幅変調回路の前段には、補償器出力信号の増幅及び振幅制限を行うリミッタなどからなる信号増幅器 1 3 が挿入されているが、これは、誘導性の負荷である電磁石コイルを高速に駆動するために、補償器出力に対してパルス幅変調回路入力が 1 0 ~ 1 0 0 倍程度の比較的大きなゲインを必要とするからである。

【 0 0 1 1 】

【 発明が解決しようとする課題 】

しかしながら、信号増幅器 1 3 の入力信号は、加減算器 2 7、信号増幅器 2 8 及び振幅制限器 2 9 を通ることにより、その波形が矩形波状に変形するという問題がある。図 9 はこの状態を示す。即ち (a) は入力信号波形を示し、1 k H z の正弦波入力信号を示す。これに対して、(b) は電磁石コイルに流れる制御電流波形を示し、図示するように 1 k H z の矩形波状の波形となる。この原因としては、加減算器 2 7 においてその入力信号と電流フィードバック信号との位相差が発生し、この差分を含む出力信号が信号増幅器 2 8 で増幅され、信号増幅器の電源電圧 (± 1 5 V) で飽和することなどにより、パルス幅変調器 3 1 の入力信号が本来の正弦波ではなく、矩形波状の信号となってしまいうためと考えられる。

【 0 0 1 2 】

このため、電磁石コイルに流れる電流は、n 次の高調波を多数含んだ電流となり、その周波数スペクトル分布は図 9 (c) に示すようになる。図示するように、1 k H z の基本波成分に対して、n 次の高調波が発生し、その高調波が存在している帯域は図中丸印で示すように 1 0 k H z を越えている。尚、1 0 0 k H z 付近のスペクトルは、パルス幅変調回路の基本波周波数によるものである。

【 0 0 1 3 】

尚、入力信号が 5 0 0 H z である場合の入力信号波形、電磁石コイルの電流波形、及び周波数スペクトル分布を、それぞれ図 1 0 (a)、(b)、(c) に示す。この場合においても 1 k H z と同様に、正弦波の入力信号は、矩形波状の制御電流波形となり、その周波数スペクトル分布は多数の n 次高調波を含み、1 0 k H z を越える高域の周波数領域にまで分布することになる。特に問題となるのが図中で丸印で囲む部分の 1 0 k H z 近辺の帯域である。

【 0 0 1 4 】

この磁気軸受制御装置で使用される周波数使用領域の区分を図 1 1 に示す。図示するように、帯域 1 は数 k H z 以下の変位量検出領域 (制御電流の制御領域) であり、本来の制御電流が使用する周波数領域である。即ち、磁気軸受である電磁石の電磁力により浮上支持された回転軸は、この周波数領域で動作する。

【 0 0 1 5 】

又、帯域 2 は、インダクタンス式変位センサの使用領域である。これは、インダクタンス式変位センサは、一例として 1 0 k H z を基本周波数とし、インダクタンスの変化によりこの基本周波数を振幅 (A M) 変調して、これを検波することにより、ターゲットの変位を検出するものである。

このため、1 0 k H z 近辺の周波数帯域に周波数スペクトルが分布する。そして、帯域 3 は 9 0 k H z 以上の帯域であり、これはパルス幅変調 (P W M) 回路の基本周波数として 9 0 k H z を用いているので、パルス幅変調 (P W M) 波形の基本波及びその高調波による周波数帯域である。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 6 】

図 1 2 は、図 9 又は図 1 0 に示す制御電流の周波数スペクトル分布に変位センサの使用帯域の周波数スペクトル分布を重ねたものである。図示するようにインダクタンス型変位センサの使用領域が電磁石コイルの制御電流の n 次高調波成分の領域に重なり、結果として変位センサ出力に高調波ノイズが乗ることになり、回転軸の浮上位置の制御を損ねてしまい、浮上させることが困難となる場合も生じる。

【 0 0 1 7 】

本発明は上述した事情に鑑みて為されたもので、状態検出器の基本波周波数として比較的低い周波数を用いても、安定に制御対象を磁力により浮上できる磁気軸受制御装置を提供することを目的とする。

10

【 0 0 1 8 】

【課題を解決するための手段】

本発明の磁気軸受制御装置は、磁力発生源となる電磁石と、該電磁石にパルス幅変調された制御電流を供給する電力増幅器と、該電力増幅器に入力する信号を増幅する信号増幅器と、前記電磁石の磁力により制御される制御対象の状態を検出する状態検出器とを備えた磁気軸受制御装置において、前記状態検出器は基本周波数を振幅変調して、これを検波することで制御対象の変位を検出するものであり、前記信号増幅器と電力増幅器との間に、前記状態検出器で使用する周波数帯域の信号成分を除去する除去器を備えたことを特徴とする。

【 0 0 1 9 】

上述した本発明の構成によれば、信号増幅器とパルス幅変調回路との間に、状態検出器で使用する周波数帯域の信号成分を除去する除去器を備えたことから、電磁石に供給する制御電流に状態検出器で使用する周波数帯域の信号成分が存在しなくなる。これにより、状態検出器がノイズにより誤作動するという問題点が防止され、安定した且つ高速応答性を有する磁気軸受制御装置の動作が得られる。

20

【 0 0 2 0 】

前記パルス幅変調回路は、三角波基準信号と入力信号とを比較する比較器からなり、前記除去器を前記比較器の前段に接続することが好ましい。これによりパルス幅変調回路の前段で状態検出器が使用する周波数成分に対して、ノイズとして作用する周波数成分を除去することができる。

30

【 0 0 2 1 】

又、状態検出器はインダクタンス型の変位センサであることが好ましい。これにより能動型の磁気軸受制御装置の変位センサとして一般的なインダクタンス型の変位センサが使用でき、且つその変位センサの基本波周波数を比較的低くして使用できる。

【 0 0 2 2 】

又、除去器はバンドエリミネートフィルタであることが好ましい。これにより状態検出器で使用する周波数帯域の信号成分を効果的に、且つ簡単な構成で除去することができる。

【 0 0 2 3 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について図 1 乃至図 7 を参照しながら説明する。尚、各図中同一符号は同一又は相当部分を示す。

40

【 0 0 2 4 】

図 1 に、本発明の一実施形態の磁気軸受制御装置の信号増幅器及び電力増幅器部分の構成を示す。この実施形態においては、磁力発生源となる電磁石 2 1 と、電磁石の磁力により浮上位置が制御される回転軸 2 2 とから磁気軸受が構成されており、1 個の電磁石に対応する制御装置部分のみが図示されている。そして電磁石 2 1 の磁力により制御される回転軸 2 2 の浮上位置を検出するインダクタンス型の変位センサ 2 3 を備えており、この変位センサの検出出力は、図示しない補償器に入力され、そこで回転軸を目標浮上位置に保持するための制御信号が出力されることは上述したとおりである。

50

【 0 0 2 5 】

この補償器出力信号は振幅制限器（リミッタ）25に入力され、信号の振幅範囲が上下の一定範囲内に制限される。そしてこの出力信号は、バイアス電流設定用直流信号発生器26の直流信号に加減算器27で加算処理され、バイアス電圧が付与される。そして信号増幅器28により利得が10～100倍程度に増幅される。

【 0 0 2 6 】

実際には、図2に示すように、直流信号発生器26と加減算器27と信号増幅器28とは演算増幅器を用いて一体的に構成されており、加算、増幅、信号振幅の制限等が行われる。振幅制限器（リミッタ）25は、演算増幅器とツェナーダイオードと抵抗分割回路とから構成されるもので、一定範囲以上の入力電圧に対してその振幅を一定値に制限するものである。バイアス電流設定用直流信号発生器26は、ボリューム等を用いた可変抵抗の直流電圧信号発生回路である。加減算器27は、演算増幅器28aの-側の入力端子が相当し、この端子に上述の直流信号発生器26の出力電圧、振幅制限器（リミッタ）25の出力信号、及び電磁石電流のフィードバック信号である電流フィードバック器39の出力信号線がそれぞれ接続されている。信号増幅器28は、演算増幅器28aと抵抗との結合により形成される。又、振幅制限器（リミッタ）29は、ツェナーダイオードと演算増幅器28aとにより構成される。

10

【 0 0 2 7 】

比較器31は、三角波信号発生器32の出力と入力信号とを比較することで、パルス幅変調信号を生成する。図3は、パルス幅変調回路の具体例を示す図であり、三角波基準信号と入力信号を比較器31により比較して、パルス幅変調波形を形成する回路を示している。図3(a)に示すように比較器（コンパレータ）31に、入力信号である変調波と三角波である被変調波とが入力され、パルス幅変調（PWM）波形が形成される。この形成は、図3(b)に示すように、変調波（入力信号）が被変調波（三角波）と交わる間を断続的に直流出力することで得られ、これを出力トランジスタ Q_1 、 Q_2 で増幅することにより、パルス幅変調された信号が形成される。

20

【 0 0 2 8 】

パルス幅変調（PWM）動作の基本的な条件は、比較器31において、比較する三角波の振幅 V_b と、非変調信号振幅 V_a との関係が、例えば三角波信号 V_b が入力信号 V_a よりも大であるということを入力信号として $+V_{cc}$ を出力し、その逆の場合には $-V_{cc}$ を出力する。ここで三角波の発信周波数は、上述したのと同様に90kHzが採用されている。

30

【 0 0 2 9 】

この比較器31の信号入力とリミッタ29との間に状態検出器で使用する周波数帯域を除去する除去器30が挿入されている。この除去器30はバンドエリミネートフィルタ（BEF）、又はローパスフィルタ（LP）などから構成されている。比較器31の出力はオプトアイソレータを介して電力増幅器35に入力され、ここで電磁石21のコイルに供給する制御電流が形成される。

【 0 0 3 0 】

制御電流の大きさは、電流検出器36で検出され、電流フィードバック器39により、加減算器27にフィードバックされ減算処理される。電流フィードバック器39は、電磁石コイルに流れる励磁電流の低周波成分を検出し、信号増幅器28の入力側にフィードバックするもので、電流検出増幅器39d、ローパスフィルタ（LPF）39c、オフセット調整器39b、ゲイン調整器39a等から構成されている。ここでローパスフィルタ（LPF）39cは、パルス幅変調（PWM）スイッチング周波数成分を除去するためのものである。

40

【 0 0 3 1 】

図4は、パルス幅変調回路の前段に挿入したバンドエリミネートフィルタの特性を示す。この実施形態においては、9.55kHzにおいて-31dB程度の減衰量が得られるものが用いられている。このバンドエリミネートフィルタ30は、状態検出器であるインダクタンス型変位センサ23の基本周波数近傍の周波数領域と一致させている。

50

【0032】

従って、この除去器30によりインダクタンス型変位センサの基本周波数成分近辺の周波数領域の信号が除去される。上述したように信号増幅器28及び振幅制限器29の出力波形は、入力信号波形に対してかなり歪んだn次の高調波成分を多数含んだ矩形波状の波形となっている。このため、その周波数スペクトル分布においては、図9又は図10に示すようにその高調波成分がインダクタンス型変位センサの基本周波数成分と重なる領域にまで分布してしまうことは上述したとおりである。従って、バンドエリミネートフィルタ30により、この信号増幅器出力の高調波成分が除去され、その出力信号はその周波数帯域の成分を含まないものとなる。このように状態検出器で使用する周波数成分が除去された信号がパルス幅変調され、電力増幅器35から電磁石21のコイルに制御電流として供給される。これにより、状態検出器であるインダクタンス型変位センサ23は、この周波数帯域の成分を検出することなく、正常に回転軸22の変位の検出が可能となる。

10

【0033】

これにより、図12に示すような電磁石の制御電流のn次高調波成分と状態検出器の基本波成分とが重なってしまうという問題が解決され、それぞれの使用周波数帯域は、図11に示すように分離されて存在することになる。これによりインダクタンス型変位センサによる誤動作が防止され、安定な回転軸の浮上制御が可能となる。

【0034】

図5は、除去器をパルス幅変調回路の入力部に挿入した場合の実験結果を示し、1kHzの(a)は正弦波入力信号を示し、(b)は電磁石コイルの電流波形を示し、(c)は電磁石コイルの電流の周波数スペクトル分布を示す。(b)に示すように、電磁石コイルの制御電流は矩形波の角部分がとれ、丸みを帯びた波形となり、正弦波の波形に近づいている。又(c)に示すように、その10kHz近辺の帯域において、この周波数成分が大幅に減少していることが判る。

20

【0035】

図6は、同様に500Hzの正弦波を入力した場合を示す。これにおいては、(b)に示すように電磁石コイルの電流波形はより丸みを帯びており、(c)に示すようにその周波数スペクトル分布は1kHz以上の帯域において大幅に高調波スペクトル成分が減少し、ほとんど存在していないことが判る。

【0036】

例えば、キャン封止磁気軸受のように、薄いステンレス材の板を介して電磁石の磁力を回転軸に作用させる場合には、インダクタンス型変位センサの基本波周波数としては、渦電流損等を避けるために、なるべく低い周波数帯域を使用する必要がある。そのため、図11で示す帯域1と帯域2とが比較的接近し、これにより磁気浮上できないほどのノイズが電力増幅器の高周波数領域に発生し、回転軸の磁気浮上に重大な支障が生じるといった問題が生じた。本発明によれば、インダクタンス型変位センサで使用する周波数帯域の制御電流高調波成分が除去されるので、10kHz程度の比較的低い周波数帯域の使用が可能となる。

30

【0037】

尚、以上の実施の形態においては、-30dB程度のバンドエリミネートフィルタを挿入した場合であるが、このバンドエリミネートフィルタを複数段挿入し、減衰量を増加し、減衰帯域を広くすることにより、より完全なn次高調波成分の低減が可能である。又、ローパスフィルタ(LPF)を用いることにより、同様の効果が期待できる。

40

【0038】

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、磁気軸受制御装置の信号増幅器と電力増幅器のパルス幅変調回路との間に、状態検出器で使用する周波数帯域の信号成分を除去する除去器を備えることにより、電磁石制御電流の高調波成分が状態検出器の使用周波数帯域と重なることを防止することができる。これにより、安定な磁力による回転軸の浮上保持が可能となる。

50

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の一実施形態の磁気軸受制御装置の要部を示す説明図である。

【図 2】図 1 の信号増幅器及び電力増幅器の回路構成の詳細を示す説明図である。

【図 3】パルス幅変調回路の説明図であり、(a) はその回路構成を示し、(b) はその動作原理を示す。

【図 4】図 1 に示す除去器の周波数特性を示す図である。

【図 5】(a) は 1 k H z の正弦波入力信号の波形を示し、(b) はその電磁石制御電流の波形を示し、(c) はその電磁石制御電流の周波数スペクトル分布を示す図である。

【図 6】(a) は 5 0 0 H z の正弦波入力信号の波形を示し、(b) はその電磁石制御電流の波形を示し、(c) はその電磁石制御電流の周波数スペクトル分布を示す図である。

10

【図 7】一般的な能動型磁気軸受制御装置の構成を示す図である。

【図 8】従来の磁気軸受制御装置の要部を示す説明図である。

【図 9】(a) は 1 k H z の正弦波入力信号の波形を示し、(b) はその電磁石制御電流の波形を示し、(c) はその電磁石制御電流の周波数スペクトル分布を示す図である。

【図 1 0】(a) は 5 0 0 H z の正弦波入力信号の波形を示し、(b) はその電磁石制御電流の波形を示し、(c) はその電磁石制御電流の周波数スペクトル分布を示す図である。

【図 1 1】磁気軸受制御装置における周波数の使用帯域を示す図であり、1 は電磁石制御電流の使用帯域、2 は状態検出器の使用帯域、3 はパルス幅変調波の使用帯域を示す。

20

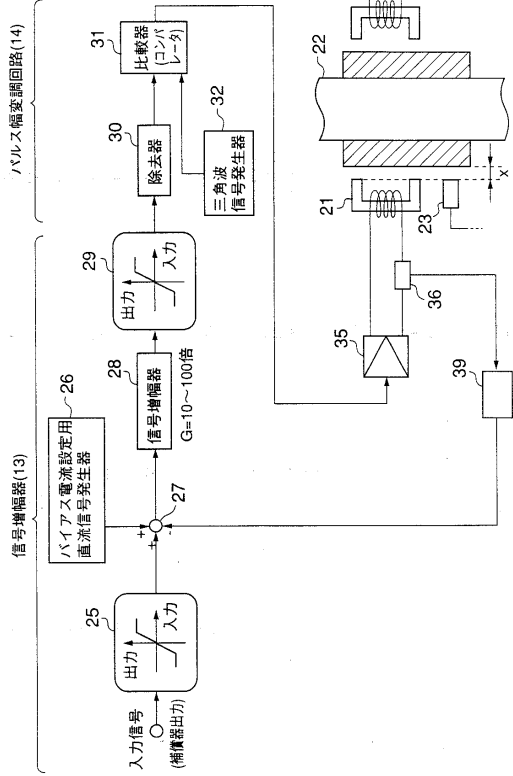
【図 1 2】電磁石制御電流の周波数使用帯域と状態検出器の周波数使用帯域とが重なってしまった場合の状態を示す図である。

【符号の説明】

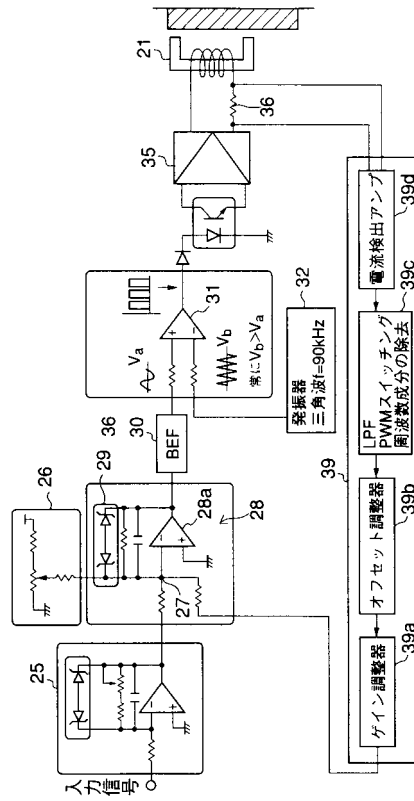
- 1 1 , 2 3 状態検出器 (インダクタンス型変位センサ)
- 1 2 補償器
- 1 3 信号増幅器
- 1 4 電力増幅器
- 1 5 , 2 1 電磁石
- 1 6 , 2 2 制御対象 (回転軸)
- 2 5 、 2 9 振幅制限器 (リミッタ)
- 2 6 直流信号発生器
- 2 7 加減算器
- 2 8 信号増幅器
- 3 0 除去器 (バンドエリミネートフィルタ)
- 3 1 比較器 (コンパレータ)
- 3 2 三角波信号発生器
- 3 5 増幅器
- 3 6 電流検出器
- 3 9 電流フィードバック器

30

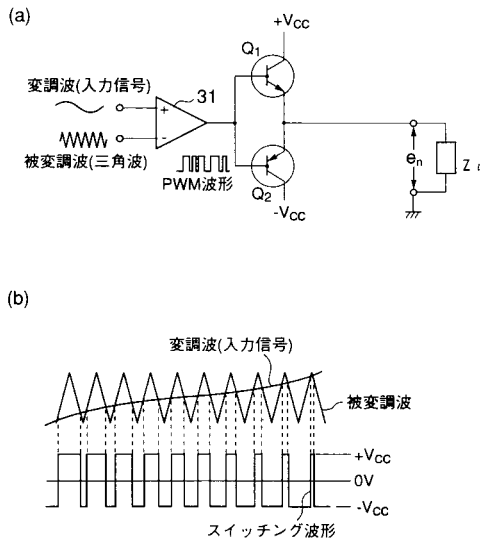
【図1】



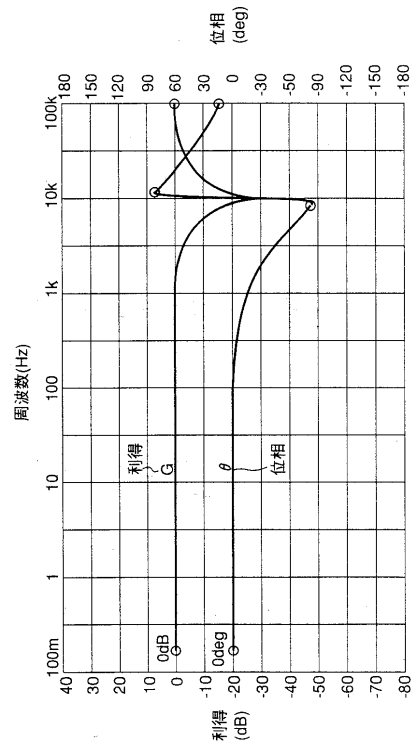
【図2】



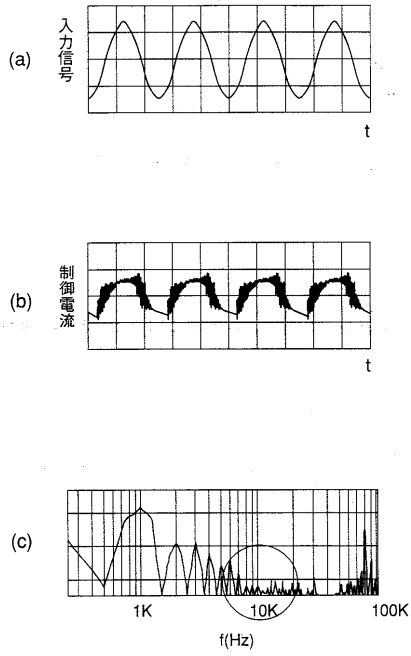
【図3】



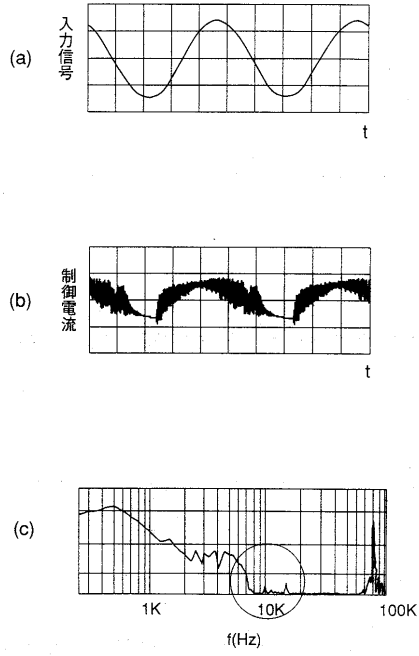
【図4】



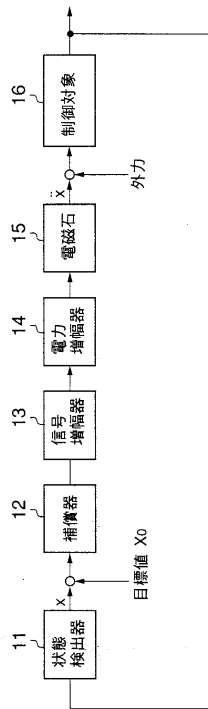
【 図 5 】



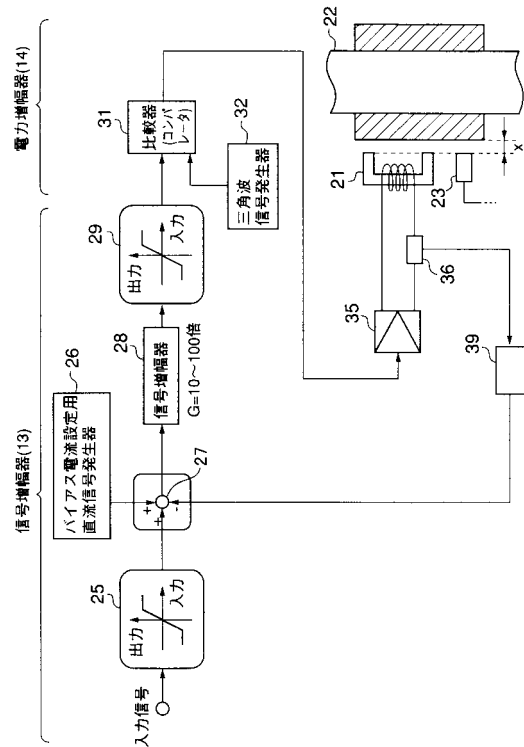
【 図 6 】



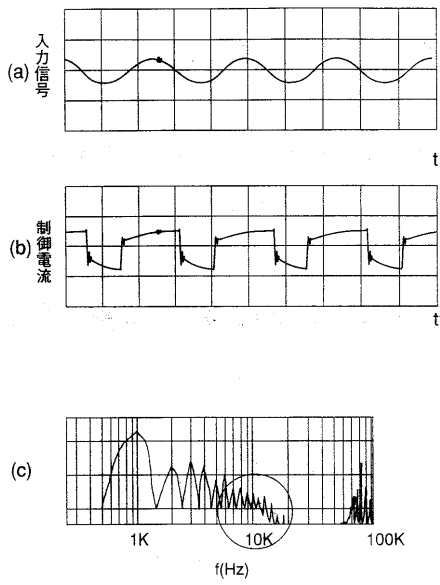
【 図 7 】



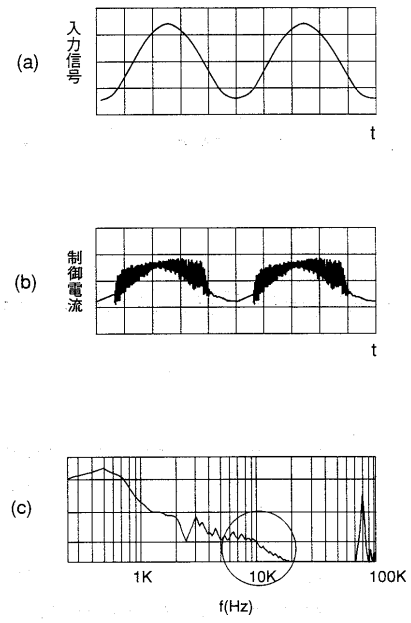
【 図 8 】



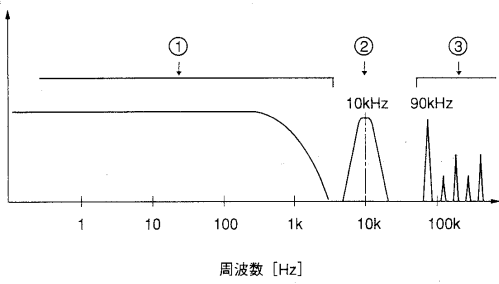
【 図 9 】



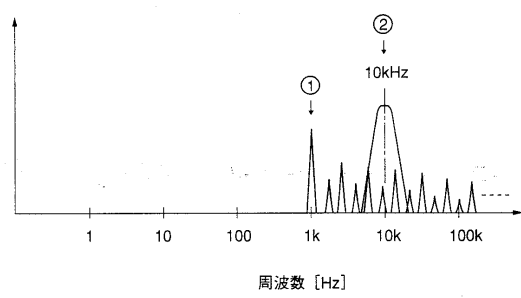
【 図 10 】



【 図 11 】



【 図 12 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開昭61-066540(JP,A)
特開平05-149338(JP,A)
特開平10-026137(JP,A)
特開昭62-258221(JP,A)
特開昭63-275814(JP,A)
特開昭64-021214(JP,A)
特開平05-231428(JP,A)
特開平01-150015(JP,A)
特開平05-118329(JP,A)
特開昭59-212519(JP,A)
米国特許第05708312(US,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)
F16C 32/04