(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3804971号
(P3804971)
(45)発行日　平成18年8月2日(2006.8.2)　(24)登録日　平成18年5月19日(2006.5.19)

(51)Int.Cl.			F I		
G01D	5/245	(2006.01)	G01D	5/245	201J
G01F	1/22	(2006.01)	G01F	1/22	A
G01F	1/24	(2006.01)	G01F	1/24	
G01F	23/62	(2006.01)	G01F	23/62	N

請求項の数 32　(全 35 頁)

(21)出願番号	特願平7-529456
(86)(22)出願日	平成7年5月15日(1995.5.15)
(65)公表番号	特表平10-500481
(43)公表日	平成10年1月13日(1998.1.13)
(86)国際出願番号	PCT/GB1995/001095
(87)国際公開番号	WO1995/031696
(87)国際公開日	平成7年11月23日(1995.11.23)
審査請求日	平成14年5月15日(2002.5.15)
(31)優先権主張番号	9409711.0
(32)優先日	平成6年5月14日(1994.5.14)
(33)優先権主張国	英国(GB)
(31)優先権主張番号	9417353.1
(32)優先日	平成6年8月26日(1994.8.26)
(33)優先権主張国	英国(GB)

(73)特許権者　501207711
シナプティックス　(ユーケー)リミテッド
SYNAPTICS (UK) LIMITED
イギリス国　ケンブリッジシャー　シービー2　5エヌエイチ,　ハーストン,　ハーストン　ミル　(番地なし)
Harston Mill, Harston, Cambridgeshire CB2 5NH, United Kingdom
(74)代理人　100076428
弁理士　大塚　康徳

最終頁に続く

(54)【発明の名称】位置エンコーダ

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

位置検出器に用いられる装置であって、

測定路に沿って相対的に移動可能な第１、第２の部材と、

ここで、前記第１の部材は、測定中において第２の部材が有するレシーバと電磁的に結合するためのトランスミッタを有し；

前記トランスミッタ及び前記レシーバは、前記トランスミッタによる信号の送信に応じて、前記第１、第２の部材の前記測定路に沿った相対位置に応じて変化する出力信号が前記レシーバに誘導するように配置されている；

前記トランスミッタ、レシーバの少なくとも一方は、前記測定路に沿って延設される複数のループで構成される第１、第２のループセットを有する巡回路を備え；

共通の交番磁界によって同一ループセットに誘導される起電力は互いに加算され；

前記共通の交番磁界によって前記第１のループセットの各ループに誘導される起電力が前記第２のループセットの各ループに誘導される起電力と反対になるように、前記第１、第２のループセットを互いに接続している；

前記測定路に対して横切るループの一部をループ部分と定義したとき、前記巡回路の前記測定路に対する磁界感度が正弦特性となるように、前記測定路に沿った単位長さ当たりの前記ループ部分の個数が増減するように配置されている；

前記第１、第２のループセットの配置の結果、前記レシーバに誘導される出力信号は、前記巡回路の正弦特性に従い、前記第１、第２の部材の相対位置に応じて正弦特性にしたが

って正弦関数的に変化する
ことを特徴する位置検出器に用いられる装置。
【請求項２】
前記ループは矩形形状であることを特徴とする請求項１に記載の装置。
【請求項３】
前記トランスミッタ、レシーバの少なくとも一方は、複数の前記巡回路を有する、
ここで、各巡回路は互いに電気的に分離していて、互いに重なるように配置されている；
それぞれの巡回路の複数のループは、前記測定路に沿った方向に空間的に隔てられている
ことを特徴とする請求項１又は２に記載の装置。
【請求項４】
前記トランスミッタ、レシーバの少なくとも一方は前記巡回路を２つ有し、各巡回路のそれぞれのループは、それぞれのループの前記測定路方向の幅（Ｔｓ）の半分（Ｔs／２）だけ前記測定路に沿って空間的に離れていることを特徴とする請求項３に記載の装置。
【請求項５】
前記トランスミッタを第１のトランスミッタと定義したとき、
前記第１の部材は更に、前記第１のトランスミッタに対して前記測定路に沿った固定距離に位置する第２のトランスミッタを有し、
前記第１、第２のトランスミッタ間の空間的な間隔は、前記第１のトランスミッタによる前記レシーバに誘導される出力信号が前記第２のトランスミッタによって前記レシーバに誘導される出力信号の４分の１の位相差となる間隔である
ことを特徴とする請求項１乃至４のいずれか１項に記載の装置。
【請求項６】
前記トランスミッタは電磁共振デバイスを備え、
前記第２の部材は、前記第１の部材上の前記共振デバイスを付勢するための付勢回路を備え、
前記共振デバイスは、前記付勢回路に印加される入力駆動信号によって、共振デバイス内に中間信号（Ｉr）を誘導し、この中間信号が前記レシーバ内に前記出力信号を誘導する
ことを特徴とする請求項１乃至５のいずれか１項に記載の装置。
【請求項７】
更に、前記電磁共振デバイスを複数有し、各々のデバイスは異なる共振周波数を有し、
各電磁共振デバイスは、前記第２の部材の位置に対する夫々の相対位置にしたがって振幅が変化する、前記レシーバ内にそれぞれ対応する共振周波数での交流信号を誘導させるように配置されている
ことを特徴とする請求項６に記載の装置。
【請求項８】
更に、
前記入力駆動信号を前記付勢回路に印加する駆動手段と、
前記レシーバ内に誘導した信号を処理し、前記第１、第２の部材の相対位置の表示を提供する処理手段と
を備えることを特徴とする請求項６又は７に記載の装置。
【請求項９】
前記レシーバは、前記複数のループ部分を有する前記巡回路を備えることを特徴とする請求項８に記載の装置。
【請求項１０】
前記トランスミッタは、前記複数のループ部分を有する前記巡回路を備えることを特徴とする請求項１に記載の装置。
【請求項１１】
前記駆動手段は、第１の時間間隔の間において前記駆動信号のパルスを印加するように動作し、
前記処理手段は前記第１の時間間隔に後続する第２の時間隔の間において誘導した信号を

処理することを特徴とする請求項８又は９に記載の装置。
【請求項１２】
前記処理手段は、前記共振デバイスによって前記レシーバに誘導した信号の位相をマッチする復調器を有することを特徴とする請求項８に記載の装置。
【請求項１３】
前記トランスミッタ、レシーバの少なくとも１つは前記巡回路を２以上有し、
それぞれの巡回路のループは前記測定路に沿って空間的に隔てられていて、
前記処理手段は、前記レシーバ内に誘導された信号の三角比演算を実行することを特徴とする請求項８乃至１２のいずれか１項に記載の装置。
【請求項１４】
前記レシーバに誘導する出力信号は、前記第１、第２の部材の前記測定路に沿った相対位置の関数として正弦的に変化し、
正弦変動の１周期（Ｔｓ）は、延設された前記第１、第２のループセットの相対移動に対応することを特徴とする請求項１乃至１３のいずれか１項に記載の装置。
【請求項１５】
前記電磁共振デバイスはコイルとキャパシタを有することを特徴とする請求項６に記載の装置。
【請求項１６】
前記ループ部分は、前記第１の部材の実質的に平坦な面上に設けられることを特徴とする請求項１乃至１５のいずれか１項に記載の装置。
【請求項１７】
前記電磁共振デバイスはコイルとキャパシタを有し、
前記ループ部分は、前記第１の部材の実質的に平坦な面上に設けられ、
前記コイルの軸は前記第１の部材の平坦な表面に対して直交することを特徴とする請求項６に記載の装置。
【請求項１８】
前記共振デバイスは、前記第２の部材に対する前記第１の部材のチルトした場合の効果を減少させるため、前記測定路に沿って、変更可能な距離だけ互いに隔てた、少なくとも２つの直列に接続されたコイルを有することを特徴とする請求項１７に記載の装置。
【請求項１９】
前記共振デバイスは、コイル、キャパシタ、及び、前記コイルとキャパシタと直列に接続されるクオーツ又はセラミックタイプの共振素子を有することを特徴とする請求項６に記載の装置。
【請求項２０】
前記第２の部材は固定であって、前記第１の部材は前記第２の部材に対して移動可能であることを特徴とする請求項１乃至１９のいずれか１項に記載の装置。
【請求項２１】
前記測定路は線形であることを特徴とする請求項１乃至２０のいずれか１項に記載の装置。
【請求項２２】
前記トランスミッタ、レシーバの少なくとも１つは、異なる路に沿って設けられるループセットを少なくとも２つ備え、
前記位置検出器は前記第１、第２の部材の２次元における相対位置を決定可能とすることを特徴とする請求項１乃至２１のいずれか１項に記載の装置。
【請求項２３】
前記トランスミッタは電磁的な高調波発生器を含み、
前記第２の部材は、前記高調波発生器を付勢するための付勢回路を有し、
前記高調波発生器は、前記付勢回路に印加される交流駆動信号に応じて、前記レシーバに交流出力信号を誘導させるものであり、
前記誘導信号の周波数は駆動信号の周波数に対して異なる

ことを特徴とする請求項１に記載の装置。
【請求項２４】
前記トランスミッタは電気的トランスデューサを備え、
前記第２の部材は前記トランスデューサを付勢する付勢回路を備え、
前記トランスデューサは前記付勢回路に印加される入力駆動信号によって生成された磁界によって駆動し、レシーバ内に駆動信号とは区別可能な前記出力信号を誘導する
ことを特徴とする請求項１に記載の装置。
【請求項２５】
前記第１、第２のループセットは、前記測定路に沿って連続して配置されることを特徴とする請求項１に記載の位置検出器。
【請求項２６】
リフトとリフトシャフト、及び、前記リフトシャフト内における前記リフトの位置を判定するための請求項１乃至２５のいずれか１項に記載の位置検出器を備えることを特徴とするリフト装置。
【請求項２７】
浮物、当該浮物をスライド自在に案内する支持部材、及び、前記浮物と前記支持部材との相対位置を示すための請求項１乃至２５のいずれか１項に記載の位置検出器を有することを特徴とする液体レベルセンサ。
【請求項２８】
テーパー形状のチューブと、流体の流れによって変化する位置を示すための前記チューブ内に設けられる浮物と、前記浮物と前記チューブとの相対位置を示すための請求項１乃至２５のいずれか１項に記載の位置検出器とを備えることを特徴とする流体の流れメータ。
【請求項２９】
前記浮物は自転可能であって、コイルとキャパシタで構成される複数の磁界共振デバイスを有し、
複数の共振デバイスのコイルの軸は互いに直交していることを特徴とする請求項２８に記載の流体の流れメータ。
【請求項３０】
測定路に沿って相対移動するようにマウントされた第１の部材と第２の部材の位置を検出する方法であって、
前記第２の部材上のレシーバに電磁的に結合するトランスミッタを前記第１の部材上に提供する工程と、
ここで、前記トランスミッタ、レシーバの少なくとも一方は、前記測定路に沿って延設される複数のループで構成される第１、第２のループセットを有する巡回路を備え；
共通の交番磁界によって同一ループセットに誘導される起電力は互いに加算され；
前記共通の交番磁界によって前記第１のループセットの各ループに誘導される起電力が前記第２のループセットの各ループに誘導される起電力と反対になるように、前記第１、第２のループセットを互いに接続している；
前記トランスミッタから信号を送信する工程と、
前記レシーバに誘導した信号を検出して、前記第１、第２の部材の相対位置を導出する工程とを備え、
前記測定路に対して横切るループの一部をループ部分と定義したとき、前記巡回路の前記測定路に対する磁界感度が正弦特性となるように、前記測定路に沿った単位長さ当たりの前記ループ部分の個数が増減するように配置されている；
前記第１、第２のループセットの配置の結果、前記レシーバに誘導される出力信号は、前記巡回路の正弦特性に従い、前記第１、第２の部材の相対位置に応じて正弦特性にしたがって正弦関数的に変化する
ことを特徴とする位置検出方法。
【請求項３１】
前記トランスミッタを駆動する駆動信号を印加する工程を備え、その駆動信号は１０ＫＨ

ｚから１ＭＨｚの範囲の周波数を有することを特徴とする請求項３０に記載の方法。
【請求項３２】
前記駆動信号を印加する工程は、前記駆動信号をバースト印加し、
前記第１、第２の部材の導出する工程は、前記駆動信号のバースト印加が完了した後、前記レシーバに誘導する信号を検出することを特徴とする請求項３１に記載の方法。
【発明の詳細な説明】
発明の分野
本発明は、広く、線形、ロータリー、および半径位置エンコーダに関する。本発明は、これに限られるわけではないが、特に、非接触の線形、ロータリー、および半径位置エンコーダに関する。本発明は、電磁干渉が起こる可能性のある場合において、システムでの使用に特に適したものである。
従来の技術の説明
多種類の非接触線形位置センサーがこれまでに提案されている。本発明に似たシステムは、ＵＳ４００５３９６号に記載の“インダクトシン（inductosyn）”タイプのシステムである。特に、ＵＳ４００５３９６号では、固定部品の表面に取りつけられた複数の矩形波ワインディング（square wave winding）と、交流電源に接続され可動部品に取りつけられたコイルとを用いたシステムを開示している。矩形波ワインディングのそれぞれは複数の“ｈｉｇｈ”および“ｌｏｗ”の部分から成り、異なる周期を持つ。このシステムは、コイルと複数の矩形波ワインディング間の相互インダクタンスの変化を利用することで、固定部品に対する可動部品の相対的な位置を判定する。つまり、電源がコイルにエネルギーを加えると、コイルが矩形波ワインディングの“ｈｉｇｈ”部分の近くにあれば、矩形波ワインディング中に大きな電流が誘導される。もし、コイルが“ｌｏｗ”部分の近くにあれば、矩形波ワインディング中には小さな電流しか誘導されない。従って、固定部品の長さ方向に沿った可動部品の場所を、ワインディングの信号によって判定することができる。
しかし、このシステムには多くの欠点がある。第１に、システムの“平衡ではない(not balanced)”、つまり、電磁干渉の影響を受ける欠点がある。本発明の発明者達は、この欠点の原因は、ベースプレート等を介して接地されていることと、システムが対照的ではないことであることに気がついた。実際に、ＵＳ４００５３９６号では干渉の問題を認識しており、電磁干渉を検出するためのワインディングを追加することにより問題を解決しようとしている。この追加のワインディングから発せられる信号は、矩形波ワインディングからの信号を調整するために使用される。しかし、このような解決法では、システムをより複雑にし、生産コストを上昇させる更なる“干渉”ワインディングを必要する。
第２に、システムが電源のパワーレベルの変化に敏感であり、また、可動部品と固定部品間の距離の変化にも比較的敏感であることである。本発明の発明者達は、電源からの信号の振幅変調にシステムが依存し、比率測定学（ratiometric）タイプの計算を行っていないことが原因であることに気付いた。しかし、本明細書では、可動部品の動きを抑制することを含めた距離の問題を、可動部品の動きに沿ったガイドレールを提供することにより解決する一方法を提案する。この解決法はいくつかの例では成功するかもしれないが、すべての場合において成功するわけではない。例えば、リフトシステムでは、リフト軸内に目立った横方向の動きが無いためにリフトを抑制することが実際的ではないので、この方法では解決できない。
第３に、矩形波ワインディングの使用では、ワインディングの近くで測定が行われた場合（つまり、典型的にはワインディングの周期の１／８以下の距離で行われた場合）、ピックアップ装置によって認識されるワインディングの形状は、例えば、第３、５、７などの、高調波を起こさせるもととなり、得られた測定結果をゆがめてしまうといった問題が生じる。
本出願人は、ＷＯ９４／２５８２９号で、すでにロータリー位置エンコーダを提案している。そのエンコーダは、付勢コイルと、２つの受信コイルと、回転可能な部品に取りつけられた共振回路とを利用している。この構成によると、付勢コイル中の付勢電流に反応し

て、共振回路は受信コイル中に回転可能な部品の配向に応じた振幅の信号を作り出す。従って、この信号を適切に処理することで、回転可能な部品の配向を判定することができる。しかし、この参考文献に開示されているものは、ロータリー位置エンコードを超えるものではなかった。

発明の開示

本発明の一例によると、第１部材と第２部材間の相対的な位置を示す装置であって、部材の一方に取りつけられた受信回路がもう一方の部材に取りつけられた受信装置に電磁誘導によって連動することにより、第１部材と第２部材との相対的な位置を示す信号を発するようにする装置は、少なくとも送信または受信回路の一方が、重なり合うように配置され電気的に分離された複数の導電体を含み、この導電体のそれぞれは反復旋回パターンで該部材上のある位置から伸びている第１の部分と、同様の旋回パターンを持つ第２の折返し部分とから成り、第１および第２の部分の旋回は、遠方フィールドに対して反対の電気反応を提供する第１および第２のタイプの繰返しループパターンを定義づけるために実質的に１８０°ずれた位相を持ち、バックグラウンドからの妨害によって第１タイプのループに誘導された反応は第２タイプのループに誘導された反応と少なくとも部分的に平衡しており、また、それぞれの導電体を形成する旋回と他の導電体の旋回とは、測定方向に空間的に分離されていることを特徴とする。この装置の変形例では、送信器または受信器は簡易な構成をしており、第１および第２タイプのループの１交番分のみを持っている。

本発明の装置は、加圧ループからの外的な磁気誘導によってエネルギーを与えられる受動的な機器を含む第１部材であって、外部との接続や、本例では受信回路を取りつけた第２部材に電気的および機械的に接触する必要が無い第１部材の相対的な位置を判定するのに適している。

利点として、第１部材にはＬＣ共振部が、第２部材には共振部を励起するＡＣ信号が与えられる付勢グループと、正弦波トラックに９０°位相をずらして配列した複数の導電体から成る受信回路とが取りつけられている。この構成により、測定を高精度にするために受信した信号を利用して補間を行うことと、受信回路とトラックとの空間が狭い所でも正弦波信号を受信することができる。平衡、または交差導電体を用いて送信または受信回路を形成することにより、遠隔場や、受信回路の近くに位置する金属体などの他の外的妨害に対する感度を減少させる。

本発明は、第１部材の第２部材に対する位置を示す装置であって、第１部材に取りつけられた入力手段と、この入力手段に連動して第１部材と第２部材との相対的位置を示す信号を発生させる、第２部材に取りつけられた出力手段とを含み、入力手段と出力手段の少なくとも一方が、正弦波の旋回パターンで第２部材上のある位置から伸びた第１の部分と、同様の旋回を持つ第２の折返し部分とを持つ少なくとも一つの導電体から成り、第１および第２部分の旋回は実質的に１８０°位相が異なることを特徴とする装置を提供する。

正弦波導電体のトラックから導かれた９０°位相のずれた複数の出力信号は、第１および第２部材間の空間に影響されない値を出力するように、比率測定学的（ｒａｔｉｏｍｅｔｒｉｃａｌｌｙ）に処理することもできる。

本発明は、さらに、バランスの取れた送信および／または受信コイルまたはワインディングを持つ、位置エンコーダを提供する。

本発明の別の視点によると、送信または受信ワインディングからの距離に関わらず測定の方向に正弦波的に変化する磁場パターンまたは磁場感度（どちらでも必要な方）を持つ、送信または受信ワインディングを持つ位置エンコーダを提供する。

本発明を並進位置エンコーダとして用いる場合、リフトシャフト上のリフトの位置を示す手段を持つリフトを含んでも良く、該手段は、上記の相対位置指示装置である。並進位置エンコーダは、例えば、ドットマトリクスまたはインクジェットプリンタ等の可動プリンタヘッドの、該プリンタヘッドが内部で往復運動をするのを支持する構成物に対する位置など、工学や計測学における他の固定および可動部材の相対的位置を判断するために用いることもできる。

本発明は、また、浮物と、この浮物を、内部あるいはそれ上でスライドできるようにガイ

ドする支持部と、上記のような相対的位置測定装置の形態をした線形位置エンコーダとから成る液体レベルセンサを提供する。
更に本発明は、例えば、ロータリーシャフトおよびそれぞれのシャフトのための上述のようなロータリーエンコーダである位置エンコーダとを持つ、バルブまたはスロットルのためのシャフト位置エンコーダにも応用可能である。このようなエンコーダは、例えば、１８０°以下、特に、１２０°以下の制限された角度内のシャフトの動きをモニターするために有利に用いられる。このような制限された動きをするシャフトは、例えば、９０°以内の回転により開閉するゲートバルブや、通常１２０°以下の角度運動をする車両のスロットルシャフトを制御するために用いることができる。
本発明は工業処理制御に応用することも可能である。例えば、先細のチューブと、チューブ内で液体の流動により決定する長さ方向の位置へ動く浮物と、浮物とチューブとの相対的な位置を示すために取りつけられる上述のような相対位置指示装置とを含む液体流れメーターである。このような装置は、一つ以上の共振装置を含む浮物の回転をモニターまたは補償する手段を更に設けても良い。

【図面の簡単な説明】

本発明の実行方法について、例を用いて添付の図面を参照して説明する。
図１は、本発明の位置エンコーダを持つリフトシステムを概略的に示す。
図２ａは、図１に示すリフトシステムで使用される、本発明の線形位置エンコーダの斜視図である。
図２ｂは、図２ａに示すエンコーダの位置エンコーダトラック形成部から薄く縦長に切ったものを正面から見た図である。
図２ｃおよび図２ｄは、実際のエンコーダトラックを形成することのできる、印刷された導電体の層である。
図２ｅは、結果として２層に印刷されたエンコーダトラックの模擬図である。
図２ｆ、２ｇ、２ｈは、エンコーダトラックを形成する導電体の別の構成を示す。
図３は、“スパイラルワインディング”の１周期と、遠隔電磁干渉がスパイラルワインディングに与える影響を示す。
図４ａは、図２ａに示す線形位置エンコーダの一部と、共振体の位置に対するエンコーダの磁場感度のグラフであり、図４ｂは、加圧パルスを示す図であり、図４ｃは、付勢電流に反応して共振回路に誘導された電流を示す図である。
図５ａは、図２ａおよび図４ａの位置エンコーダのための、共振回路の位置を決定するために用いられる、好適な付勢・処理回路を示す概略図である。
図５ｂは、図４ａの回路の積分器を形成する部分の出力電圧を時間に対して示すグラフである。
図６ａは、共振部の位置を変化させた場合の、外部磁場に対するスパイラルワインディングの感度を示す３次元グラフである。
図６ｂは、共振回路と支持部材間の距離の関数として、感度のピーク値を示す２次元グラフである。
図７は、本発明に於ける絶対位置エンコーダの一例を示す概略図である。
図８ａは、本発明の別の絶対位置エンコーダと、共振回路の位置を判断するために必要な処理回路とを示し、図８ｂは、絶対位置トランスデゥーサーおよび処理回路の構成を示す。
図９は、本発明の別の絶対位置エンコーダと、共振回路の位置を判断するために必要な処理回路を示す。
図１０は、本発明の別の絶対位置トランスデゥーサーを示す。
図１１は、本発明の別の線形位置エンコーダを概略的に示す。
図１２ａおよび図１２ｂは、３位相のスパイラルワインディングと、エネルギーがかけられる方法と信号を受信する位置が異なる関連付勢・処理回路との別の形態を示す図であり、図１２ｃは、４位相のスパイラルワインディングと、それに関連する処理回路とを示す。

図１３ａは、本発明の液体水平センサーを概略的に示す。
図１３ｂは、図１３ａに示すトランスデゥーサーがどのように支持部の回りにヘリカル状に形成されるかを示す。
図１４ａは、本発明のロータリー位置エンコーダに用いるのに適したトランスデゥーサーを概略的に示す。
図１４ｂは、図１４ａに示されたロータリーの例で使用するのに適した、共振回路を概略的に示す。
図１５は、９０°位相をずらしたスパイラルワインディングの１周期を持つ線形位置エンコーダを概略的に示す。
図１６は、共振回路の典型的な共振特徴を示すグラフである。
図１７、１８、１９は、線形位置エンコーダの別の形態を概略的に示す。
図２０は、図１９に示す位置エンコーダが、高調波生成器（ｈａｒｍｏｎｉｃｇｅｎｅｒａｔｏｒ）の位置を決定するために使用される、好適な付勢・処理回路の概略図である。
図２１は、図１３に示す液体水平センサシステムに使用される、好適な浮物構成を示す斜視図である。
図２２は、図１３ａに示す液体水平センサシステムに使用可能な、別の浮物構成を示す平面図である。
図２３は、本発明に於けるトランスデゥーサーを用いた液体流動率感知システムを概略的に示す。
図２４ａは、図２３の液体流動率感知システムに適した浮物を概略的に示す。
図２４ｂは、図２３の液体流動率感知システムに使用される浮物の好ましい形態を概略的に示す。
図２４ｃは、本発明に於ける、２つのトランスデゥーサーを使用する、別の液体流動率感知システムの一部を示す。
図２４ｄは、浮遊物が球形である場合に、図２３に示す液体流動率感知システムで使用される浮物の形態を概略的に示す。
図２５は、直交付勢コイルが図１３に示す液体水平感知システムの支持部の回りに形成される様子を示す斜視図である。
図２６ａおよび２６ｂは、本発明の別の実施例にかかる位置エンコーダトラックと平衡共振コイルとをそれぞれ示す。
図２７は、平衡送信器と、９０°位相のずれた位置エンコーダのトラックを、平衡ピックアップコイルと共に示す図である。
図２８は、本発明の別の実施例にかかる２次元移動トランスデゥーサーの部分を示す。
図２９ａおよび２９ｂは、１コイルの見かけ上の測定位置と実際の測定位置との関係と、コイルの傾きの悪影響の除去しながら、見かけ上の測定位置を調整する１組のコイルの使用形態を示す。
図３０ａおよび３０ｂは、半径（radius）位置トランスデゥーサーの別の形態を示す図である。
図３１は、線形位置エンコーダに用いるのに好適な、図３０ｂに示すトランスデゥーサーの変形例を示す。

好適な実施例の説明

図１は、リフトシャフトで上下するリフト１を持つリフトシステムを概略的に示す。リフトシャフト３の側面の片方に、その側面に固定点７で接触した電気的な絶縁素材のトランスデゥーサー支持部５がある。支持部５上には不図示のトランスデゥーサーが取りつけられており、このトランスデゥーサーは、付勢・処理部(excitation and processing unit)１１に接続している。本実施例では、共振回路１０がリフトの上面に取りつけられている。そして、回路が付勢すると、シャフト３内のリフトの位置に応じて不図示のトランスデゥーサーに信号を生じさせる。これらの信号は、付勢・処理部１１によって処理され、リフトの位置が判定されて、リフト制御部（不図示）に信号１２が出力される。処理回路は、過去の位置を示す情報からリフトの速度と加速度とを決定することも可能であり、リフ

ト制御部（不図示）はリフトを最適に制御するためにこれらの情報を利用することもできる。
このリフト環境において効果的に作動させるためには、センサーシステムはトランスデューサー支持部５と共振回路１０間の距離について比較的感度が悪くなければならない。これは、リフトが好ましくない横方向の動きをしがちであるからである。実際に、システムは、どの方向についても約±８ミリの横方向の動きについての変化に関して、寛容である必要がある。
本リフトシステムは、モーターとワインディングギヤ（ｗｉｎｄｉｎｇ　ｇｅａｒ）上で、ロープと滑車センサーの組み合わせと、光学的垂直安定板センサーと、シャフトエンコーダとを使用する。しかし、これらのセンサーには以下の欠点がある。ロープと滑車のシステムでは、ロープはリフトに接続され、ロータリーエンコーダを積載した滑車上を動く。このシステムでは、リフトシャフト長が長い場合、滑車と動力のスリップを発生させる危惧がある。機械的構成もまた問題である。光学的垂直安定板システムでは、それぞれの階の垂直安定板がリフトに取りつけられた光学ビーム断絶センサーの障害となる。このシステムは、ロープと滑車システムの滑りを補償するために用いることができる。しかし、リフトコントローラはリフトシャフトに搭載され、しかもセンサーと通信する必要があるために、シャフトとリフトの間に別の通信リンクが必要となる。シャフトエンコーダシステムは、リフトに直接作用せず、モータおよびワインディングギヤに作用するために、非直接的であるという欠点がある。従って、システムは、例えば積載物と時間により支持ロープの伸び変化により、システムは正確さを失う。
図２ａは、本発明の線形位置センサの斜視図であり、図１示すリフトシステムに使用することが可能である。図２に示すように、お互いに９０°位相のずれた一組の導電ワインディング１３および１５があり、付勢ループ(excitation loop)１６が支持部５上に取りつけられている。図２ｂに示すように簡易な構成で、ワインディング１３および１５、そして付勢ループ１６は、絶縁処理された銅線または他の導電線を、ファイバーグラスや他の平面絶縁シート材料などで形成された基板５上に、決められたパターンでエポキシ接着剤で接着した形態を取ることができる。図２ｃから図２ｅで示すようなより発展した形態では、導電パターンは図２ｃおよび図２ｄに示すようなつながったプリント回路層上に形成される。それぞれの層は、図示のようにプリントパターンの導電部を有し、穴を介して拡張する。図２ｅに示すように２層が重ねられ、穴を介して接続されると、必要な正弦波、つまり“スパイラル”構成のトラックを得ることができる。以下に詳しく説明するように、同様の原理を、例えば別の“スパイラル”導電体または粗い位置を示すトラックの追加的な層を設ける場合に利用できる。
ワインディング１３および１５のそれぞれは、支持部５の片端５ａから始まり、もう片端５ｂに達するまで、支持部５に沿って曲がりくねった経路をたどる。支持部５の端５ｂに達すると、元の端５ａまで支持部５に沿って曲がりくねった経路をたどって戻る。ワインディング１３および１５を形成する正弦波の往復の経路は、周期Ｔｓを持ち、反位相、つまり実質的に１８０°ずれた位相である。図２に示す上記のワインディング１３および１５を、それらが見た目上は平たくされた螺旋に似ているので、以下“スパイラルワインディング”と呼ぶ。スパイラルワインディング１３および１５は、重なり合う点で支持部５の反対側への穴を利用するか、薄い重ね合わせの導電部絶縁体構造を利用することにより、お互いから絶縁されている。薄い重ね合わせの構造が用いられた場合、後に明らかになる理由で、支持部５は非磁体でなければならず、好ましくは非電導である。スパイラルワインディング１３および１５は、どのような導電線を用いて形成しても良いが、エッチングや他の標準的なプリント回路板技術を用いて形成することが好ましい。付勢ループ１６は、支持部５の周囲を取り巻き、１周の導電体からなっても良いし、また、導電線を何周も巻いて構成しても良い。
スパイラルワインディング１３および１５と、付勢ループ１６のそれぞれの端は付勢・処理部(excitation and processing unit)１１に接続されている。当業者に理解されるように、実際には、付勢・処理部１１は、電源および半導体集積チップ１つとで提供すること

ができる。
図２ａは、図１で示すリフト１の上に取り付けられた共振回路１０を構成する、ワイヤのコイル１４とコンデンサー１７を示す。矢印１９が示すように、共振回路１０は、支持部５の長さ方向、つまり図２ａのｘ軸に沿って自由に動くことができる。コイル１４の軸２１はスパイラルワインディング１３および１５が取り付けられた支持部の表面に対して直交することが好ましい。これにより、スパイラルワインディング１３および１５と、コイル１４間において最も大きな磁気結合が起こる。付勢ループ１６は、支持部５の長さ方向の位置にかかわらず共振回路１０と一定の結合が起こるように構成されている。
コイル１４を形成するために用いられるワイヤはどのような導電素材でも良いが、低交流抵抗を有する多重撚線であるＬｉｔｚワイヤが好ましい。Ｌｉｔｚワイヤは、ドイツのＩｎｄｅｒｈｕｖｔｔｅｎｗｉｅｓｅ　Ｄ－５２２６　Ｒｅｉｃｈｓｈｏｆ－ＥｃｋｅｎｈａｇｅｎのＥｌｅｋｔｒｉｓｏｌａ　Ｄｒ．Ｇｅｒｄ　Ｓｃｈｉｌｄｂａｃｈ　ＧｍｂＨ社から入手可能である。
図２ｆ、２ｇ、２ｈは、ワインディングの別の構成を示す図である。図２ｆでは、全体的に見ると、ワインディングは６角形の構成をしており、図２ｇでは、それらは３角形の構成をしており、図２ｈでは矩形波である。
図２に示すセンサーシステムの動作を簡略に説明する。コイル１４の支持部５に対するｘ軸上の位置を決定するとき、付勢電流のバーストが付勢ループ１６にかけられる。このバーストの周波数は、回路１０を共振させるものでなければならない。さて、このバーストが終わると、回路１０は短時間共振を続け、スパイラルワインディング１３および１５のそれぞれに電流を誘導する。誘導された電流の大きさは共振回路がｘ軸上のどの位置にあるかによって異なる。従って、スパイラルワインディング１３および１５に誘導された電流を適切に処理することにより、スパイラルワインディング１３および１５の１周期内の共振回路１０の位置を判定することができる。後に明らかになるように、９０°位相がずれた２つのスパイラルワインディングは、スパイラルワインディング１３および１５の全周期Ｔｓにおいて曖昧でない数値を提供するために必要である。本実施例では、付勢・処理部１１内にあり、基準点から共振回路が動いた周期の数をカウントするカウンタを用いることにより、絶対的な位置を判定することができる。基準点は支持部５上の選択した位置に更なる導電ループ（不図示）を設けることで決定されることが好ましい。この構成により、付勢・処理部１１は、この追加ループ上の信号レベルが最大になるまで共振回路１０を単に動かすことにより、電源が取り外された後も絶対位置を回復することができる。更に、複数のこのような付勢および処理段階で得られた値を平均することにより、より一層の正確さを実現することができる。
上記の回路の動作は、ある意味で線形移動を感知するための“インダクトシン”タイプの変位相変圧器のものに似ているが、スパイラルワインディング１３および１５を利用することには、いくつかの利点がある。特に、ワインディング１３および１５は本質的にデジタルではない、すなわち、これらは支持部５の長さに沿って連続的に変化するので、このシステムの解像度は理論的には無限である。しかし、実際には、出力信号はデジタルに処理されるので、ワインディング１３および１５からの信号をデジタル化する処理回路のアナログ／デジタル変換器の解像度がシステムの解像度を決定する。スパイラルワインディングの別の利点は、それぞれのワインディング１３および１５を形成する正弦波の往復の経路が反対の位相を有しているために、あるループに誘導された電流とその近辺にあるループに誘導された電流は反対方向に流れ、そのためそれぞれに対応する磁場は反対の極性を持ち、効果的に平衡(balanced)していることである。従って、これらは、電磁波の干渉に比較的影響されない。図３に示すように、これは、バックグラウンドの電磁波放射２３が原因でワインディングの一つのループＡに誘導された電流が、同ワインディングの近辺のループＢに同じバックグラウンドの電磁波放射によって誘導された電流によって相殺されるからである。スパイラルワインディングの別の利点は、それらの軸に平衡な線上ではどの距離から測定されたものであっても磁場感度が正弦波であることである。その結果、システムは共振回路１０と支持部５間の間隔の変化に対して、つまり、ｙ軸方向の動きに

対して、従来のインダクトシンシステムよりも寛大になることである。特に、スパイラルワインディングの感度は、共振回路１０とワインディング１３および１５間の間隔がわずかであっても正弦波のままである。更に、このシステムは、光学タイプの位置センサーの適切な動作に影響を与える、埃、砂埃、油などに対して比較的感度が悪い。

なお、付勢ループ１６は、ワインディング１３および１５の長さ方向にムラのない(even)磁場を発生するため、更にはワインディングは平衡であるため、付勢ループとワインディング１３および１５は効果的に直交する。つまり、付勢ループ１６は理論上、ワインディング１３および１５に電流を誘導しないため、システムは連続波モード、つまり信号の付勢および受信を同時に行うモードで作動することが可能である。しかし、実際にはスパイラルワインディング、特に端の部分が不完全であるために、付勢ループ電流によって、ワインディング中にいくらかの電流が誘導される。従って、少なくともこの実施例においては、好ましい動作モードは、パルスエコー、つまり、付勢が無くなった後に送信、そして受信、処理を行うことである。

図２に示すシステムの動作の原理を、図４、５および６を参照して更に詳しく説明する。

図４ａはスパイラルワインディング１３および１５と、付勢ループ１６と、共振回路１０の一部を示す概略図である。矢印１９で示すように、共振回路１０はスパイラルワインディング１３および１５の軸に沿って、つまりｘ軸に沿って、どちらの方向へも自由に動くことができる。図４ａもまた、共振回路１０によって発生する磁束密度に対する、それぞれのスパイラルワインディングの感度の関数Ｓ（ｘ）を、支持部５に沿った共振回路１０の位置ｘの関数としてグラフに示している。共振回路１０がスパイラルワインディング１３および１５に沿って動くにつれ、感度関数S_{13}（ｘ）とS_{15}（ｘ）は９０°位相のずれた正弦波の様態で変化する。これらは、

$$S_{13}(x) = A\cos\left(\frac{2\pi x}{T_s}\right) \qquad (1)$$

$$S_{15}(x) = A\sin\left(\frac{2\pi x}{T_s}\right) \qquad (2)$$

で与えられる（ここで、ｘおよびＴｓは、上記に定義したものであり、Ａは、感度関数の最大振幅である）。

図４ｂは、図４ａに示す付勢ループ１６にかけられた付勢電流のバーストを示す。それぞれのバーストは、付勢電流の多くのサイクルから成る。サイクルの数は、共振回路１０の共鳴振動数と、特性値（Ｑ）によって変化する。本実施例では、６μ秒の周期を持つ三角波信号の６４サイクルのバーストが付勢コイル１６にかけられる。図４ｃは、共振回路１０中の電流Ｉｒの大きさが増加し、付勢電流が除かれる直前に横ばいになり始めるところを示す。バーストが終了した後、共振回路１０は共振を続けるが、電流Ｉｒの振幅は時間が経つにつれて指数関数的に減少する。信号の落ち着く時間を与えるために、付勢・処理部１１は、ワインディング１３および１５の信号を処理する前に、短時間、本実施例では約４付勢サイクルの間、待機する。

従って、付勢電流のバーストが除かれた後、回路１０を流れる電流は次の式によって与えられる。

$$I_r = \hat{I}_r e^{-\frac{t}{\tau}}\sin(2\pi f_r t) \qquad (3)$$

ここで、f_rは回路１０の共鳴振動数であり、本実施例では約１６６ＫＨｚ、そして、時間ｔおよび破壊時間τを含む指数部分は、時間につれて電流の振幅が指数関数的に減少することを示す。

共振回路１０を流れる電流I_rは、共振回路の一部を形成するコイル１４の軸方向に、磁束密度B_rを発生させる。B_rは、次の式で与えられる。

$$B_r = K_1\hat{I}_r e^{-\frac{\tau}{\tau}}\sin(2\pi f_r t) \qquad (4)$$

ここで、K_1はコイル１４の物理的特性、つまり、巻の回数や半径などによって変化する比例定数である。交番(alternating)磁束密度Ｂｒは、磁束密度Ｂｒの変化率に比例し、且つそれぞれのスパイラルワインディング１３および１５に対応する感度関数S_{13}（ｘ）とS_{15}（ｘ）によって振幅変調される起電力（ＥＭＦ）を、それぞれのスパイラルワインディング１３および１５に誘導する。従って、共振回路１０が図４に示す位置にあるとき、スパイラルワインディング１３内に誘導されるＥＭＦは、

$$EMf_{13} = 2\pi f_r K_2 \hat{I}_r e^{-\frac{t}{\tau}} S_{13}(d)\cos(2\pi f_r t) \qquad (5)$$

によって与えられ、スパイラルワインディング１５内に誘導される起電力は、

$$EMf_{15} = 2\pi f_r K_2 \hat{I}_r e^{-\frac{t}{\tau}} S_{15}(d)\cos(2\pi f_r t) \qquad (6)$$

によって与えられる。ここで、K_2はK_1に応じて変化する比例定数であり、それぞれのスパイラルワインディングによって囲まれた領域である。

本実施例においては、スパイラルワインディング１３および１５のそれぞれが、ピーク間の間隔は約３５ミリで２００ミリの周期を持ち、回路１０のコイル１４は、１００ミリの長さ（つまり、図４ａのｚ方向）と、５０ミリの幅（つまり、図４ａのｘ方向）を持ち、支持部５から１０ミリ離れており、付勢ループ１６は、４５ミリの幅（つまり、図４ａのｚ方向）を持つので、１Ａの付勢電流あたり、最大１８０ｍＶのＥＭＦがスパイラルワインディングに誘導される。

スパイラルワインディングの長さ方向のどこに共振回路１０があるのかを判定するために、つまり、１周期Ｔｓ内の値ｄを判定するために、スパイラルワインディング１３および１５からの信号が付勢・処理部１１で処理される。図５ａは、スパイラルワインディング１３および１５の周期Ｔｓ内で、共振回路１０の位置を計算するために使用することのできる付勢・処理回路を概略的に示す。図５ａに示すように、スイッチ４２を介して付勢ループ１６にかけられる付勢電流を生成する信号生成器４１と、増幅器２３と、変圧器２４ａがある。上述したように、本実施例では、付勢電流は周期６μ秒の三角波で、３８４μ秒持続するバーストとして付勢ループ１６にかけられる。付勢信号が付勢ループ１６から除かれた後、つまり、スイッチ４２がオープンになると、スパイラルワインディング１３からの信号は、共通モードノイズを除去する変圧器２４ｂと入力信号を変調するミキサー２７ａを介して、ツーウェイスイッチ２６の一方の端子に入力する。同様に、スパイラルワインディング１５からの信号は、別の変圧器２４ｃおよびミキサー２７ｂを介して、ツーウェイスイッチ２６のもう一方の端子に入力する。ミキサー２７ａおよび２７ｂのそれぞれは、送信信号の位相バージョン３９を入力信号に掛けることにより、入力信号を変調する。特に、＋９０°の位相バージョンか、－９０°の位相バージョンである。共振回路１０は付勢信号に－９０°の位相を与えるため、－９０°の位相が必要である。＋９０°の変化についての理由は後で説明する。従って、ミキサー２７ａの出力時の信号は、

$$V_{13} = K_3 S_{13}(d) + K_3 S_{13}(d)\cos 4\pi f_r t \qquad (7)$$

によって与えられ、ミキサー２７ｂの出力時の信号は、

$$V_{15} = K_3 S_{13}(d) + K_3 S_{15}(d)\cos 4\pi f_r t \qquad (8)$$

によって与えられる。これらの信号は、この後、スイッチ２６によって多重され、低域通過フィルタ２９によって高周波数成分を除去するためにフィルターにかけられる。これにより、

$$\tilde{V}_{13} = K_4 \cos\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right) \qquad (9)$$

$$\tilde{V}_{15} = K_4 \sin\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right) \qquad (10)$$

が得られる。

フィルタされた信号は、次にデュアルスロープタイプのアナログ／デジタルコンバータによってデジタル信号に変換される。このアナログ／デジタルコンバータは９０°位相がずれた２つの信号を入力として用いるように構成され、フィルタされた２つの信号の比率を出力する。これは次のようにして実現する。先ず、スパイラルワインディング１３からの信号
$\tilde{V}_{13}$
を積分器３１（時定数ＲＣを有する）に固定時間t_0だけ供給する。積分器３１の出力は
$\tilde{V}_{13}$
が正であれば傾き
$\tilde{V}_{13}/RC$
でランプアップし、負であれば傾き
$\tilde{V}_{13}/RC$
でランプダウンする。積分器３１がランプアップもしくはダウンしている間、マイクロプロセッサ３３中のカウンタ（図示せず）は固定率f_cでカウントアップする。そして、固定時間t_0の終わりに、マイクロプロセッサ３３は、カウンタ（図示せず）が到達した値N_{13}を記憶し、スイッチ２６を動作させて、スパイラルワインディング１５からの信号
$\tilde{V}_{15}$
を積分器３１に供給する。スイッチ２６が動作することにより、スパイラルワインディング１５からの信号の符号とスパイラルワインディング１３からの信号の符号が同じであれば、マイクロプロセッサ３３は＋９０°位相シフトブロック３５を付勢し、そうでなければ－９０°の位相を維持する。この動作により、積分器３１が、
$\tilde{V}_{13}$ よりも $\tilde{V}_{15}$
に応じて反対方向へ常にランプすることを確実にする。従って、２つのワインディングからの信号が互いに正である場合には、＋９０°位相され、V_{15}が反転し、積分器３１は傾き
$\tilde{V}_{15}/RC$
でランプダウンする。積分器３１がランプダウンしている間、マイクロプロセッサ３３内のカウンタは、ランプアップのときと同様に同率f_cでカウントアップする。積分器３１の出力がゼロになると、コンパレータ３７の出力は、マイクロプロセッサ内のカウンタをトグルし停止する。

図５ｂは両ワインディングからの信号が正であるときの積分器３１からの信号の更なる詳細を示している。N_{13}の値は、時間t_0とカウンタがカウントアップする時の率f_cとを積算した値で与えられる。しかしながら、図５ｂから明らかなように、t_0における電圧V_mは、時間t_0と積分電圧がランプアップする時の率との積で与えられる。従って、N_{13}は

$$N_{13} = f_c t_0 = f_c V_m \left(\frac{RC}{\tilde{V}_{13}} \right) \qquad (11)$$

で与えられる。

同様に、N_{15}の値は、積分器３１がカウントダウンしてゼロになるのに要する時間で与えられる。つまり、t_1をカウンターがカウントアップするときの率f_cで積算した値である。しかしながら、図５ｂからも明らかなように、t_1は積分電圧がランプダウンするときの率で除算したV_mに等しい。すなわち、

$$N_{15} = f_c t_1 = f_c V_m \left(\frac{RC}{\tilde{V}_{15}} \right) \qquad (12)$$

従って、N_{13}をN_{15}で除算することで、結果としてのデジタル信号は
$\tilde{V}_{15}/\tilde{V}_{13}$
に等しく、次式の通りになる。

$$\frac{\tilde{V}_{15}}{\tilde{V}_{13}} = \frac{K_4 \sin\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right)}{K_4 \cos\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right)} = \tan\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right) \qquad (13)$$

従って、値ｄは、マイクロプロセッサ３３により、逆タンジェント計算を行い、ミキサー２７ａおよび２７ｂから出力される変調された信号の符号に応じた適切なシフトを用いることにより、ｄの値を求めることができる。具体的には、ｄは次式により求めるられる。

$$d = \left[a\tan\left(\frac{\tilde{V}_{15}}{\tilde{V}_{13}}\right) + \pi(if \quad \tilde{V}_{15} < 0)\right]\frac{T_s}{2\pi} \qquad (14)$$

当業者には分かるように、N_{15}は共振回路１０の位置に直接関係するため、式１４はN_{15}をルックアップテーブルのアドレスとして用いることにより、実行することができる。

本実施例において、ミキサー２７ａおよび２７ｂから出力された信号の符号は、コンパレータ３７を用いて接地電圧と比較することによって判定することができる。これを達成するために、マイクロプロセッサー３３によって制御されるスイッチ２８が設けられ、これによりフィルタ２９からの信号が積分器３１をバイパスすることができる。

処理回路がスパイラルワインディングの１周期内の回路１０の位置を判定するのに、約４００μ秒かかるとすると、読み出しは約１ｍ秒毎に行えばよい。従って、絶対位置が分からなくなったとしても、１００ｍｓ$^{-1}$より速い速度で動いているのでなければリフトの速度を判定することが可能であり、そうでなければ、アライアジングエラーが起こる。

図５ａに示す上記の励起・処理回路は、例として示されたものであり、本発明を制限するものと解釈されるべきのもではない。

上記の実施例において、共振回路１０は、ローカルオシレータ４１からの付勢電流のバーストによって付勢される。このローカルオシレータは回路１０の共振周波数に一致されている。共振周波数ｆｒは約１０ＫＨｚから１ＭＨｚであることが好ましい。これよりかなり低い振動数、つまり約１００Ｈｚでは、誘導されるワインディング内のＥＭＦ振幅が低くなり、レスポンス時間も悪くなる。これよりかなり高い振動数、つまり約１００ＭＨｚでは、スパイラルワインディング１３と１５間の相互連動により正確さが失われ、また、処理電子工学上の複雑さと費用を増進させる。

上述の通り、図２に示すシステムは、スパイラルワインディング１３および１５と共振回路１０間の距離とギャップの変動について寛容である。この理由を図６ａおよび６ｂを参照して説明する。図６ａは、スパイラルワインディングの１周期の感度関数Ｓ（ｘ，ｙ）の３次元グラフである。図６ａのｘ軸はスパイラルワインディング１３に沿った共振回路１０の位置を示し、ｙ軸はスパイラルワインディング１３からの共振回路１０の距離を示し、ｚ軸は共振回路１０の発生する磁束密度に対するスパイラルワインディング１３の感度関数Ｓ（ｘ，ｙ）の大きさを示す。図６ｂは、共振回路１０と支持部５との距離の関数を、感度関数のピークの大きさＳ（ｙ）として示した２次元グラフである。感度関数のピーク値Ｓ（ｙ）は、共振回路１０がスパイラルワインディング１３から遠ざかるにつれて、つまり、ｙが大きくなるにつれて、減少するように示されている。しかし、図６ａは、共振回路１０と支持部５間の距離ｙに関わらず、感度関数Ｓ（ｘ，ｙ）が正弦的に変化することを示す。換言すれば、正弦スパイラルワインディングを用いた場合、従来の装置では共通した問題であった高調波ひずみの問題は、無くなるか、または少なくとも最小限になる。

それ故、スパイラルワインディングの感度関数は

$$S_{13}(x,y) = \hat{S}\cos\left(\frac{2\pi x}{T_s}\right) \qquad (15)$$

となる。

図１に示されるスパイラルワインディング１５の感度関数はまた、

$\hat{S}(y)$

による振幅ピークを有する。それ故、式１３に示される率関数計算が実行されるとき、分離子ｙに依存するものは除去される。本発明者はシステムパフォーマンスが、ゼロと少なくともスパイラル周期Ｔｓの１／４の間では妥協しないことを見いだした。本実施形態において使用されるスパイラルワインディングは２００ｍｍの周期を持っている。それ故、システムは５０ｍｍまでの間隔に耐えられ、それ故、±８ｍｍの相対移動に余裕で対応できる。

加えて、共振回路１０と支持部５との間の間隔を判断するため、スパイラルワインディングに誘導した信号の振幅を使用することが可能になる。しかしながら、振幅は他の如何なるシステム、例えば電源によっても影響し、間隔の演算は精度を必要としない。

理論的には、スパイラルワインディングは如何なる周期Ｔｓを持つことができる。それ故、センサは如何なる長さにもなり得る。しかしながら、ワインディングの周期Ｔｓが増えると、検出できる精度が位置増加において変化する。理由は、スパイラルワインディングの周期Ｔｓ内での共振回路１０の位置の小さい変化は、センサ信号に小さな変化としてしか生成しないからである。これらの微小変化の検出されるか否かは、処理回路において使用されるアナログ／デジタルコンバータの精度、受信信号のシグナル－ノイズ比及びワインディングの空間的精度に依存する。通常、この出願に関しては、ＡＤＣの解像度は他のシステムパラメータもしくはコストによって決まるが典型的には８ビットＡＤＣで良いであろう。発明者は、スパイラルセンサちして実行される解像度について８ビットＡＤＣは、スパイラルワインディングの周期Ｔｓの約１／４００であることを見いだした。それ故、要求される解像度をシステムデザイナーが特定した場合、スパイラルワインディングの周期を効果的に特定できる。

第１の実施形態では、カウンタは、システムが共振回路の絶対位置のトラックを維持するために使用された。この問題の他の解決策は、センサの長手に沿って粗及び微細のスパイラルワインディングを有することである。この適用した例としては、図７に示される構造である。ここでは長さ２．４ｍの支持部を示し、そこには、長さ２．４ｍに亙って周期２００ｍｍの１／４の位相差のスパイラルワインディング１３、１５を有している。スパイラルワインディングからの信号は微細スパイラル周期内における共振回路の位置を判断するために用いられる。そして、粗ワインディングからの信号は共振回路におけるどの微細周期にあるかを判断するための調整に用いられる。図７に示すように、ワインディング１３、１５及び４３、４５の微細、粗用のセットは互いに重ねられていて、第１の実施形態と同様に、バイアス等は導体の交差する位置で用いられている。この適用例は、干渉に線形及び免除に最大限にさせるシステムの対称性を最大限にするのでより好ましい。この動作を行なわせる策としては。粗ワインディングは微細ワインディングの周期間と区別できるべきである。もしこれができないのであれば、１つ或いはそれ以上の仲介としての周期性を持ったワインディングを使用すべきである。

周期が曖昧になる問題についての１つの策を図８に示す。特に、図８ａは第１のスパイラルワインディング１３は周期T_1を有し、第２のスパイラルワインディング４７は微小だけ大きい周期$T_1+\Delta t_1$を有する。更なる９０°位相差ワインディングもまた要求されるが、明瞭にするため、指示部５の処理端５ａ位置についてのみ示している。９０°位相差ワインディング１３、４７の２つのセットからの出力信号間の位相差は共振回路がどの周期位置の付近にあるかを示し、９０°位相差スパイラルワインディングのセットの１つからの信号は先に説明したように、その周期内における位置を決定するのに用いられる。例えば、９０°位相差ワインディングの第１のセットからの信号I_1とQ_1が、その周期内での共振回路１０の位置を判断するのに用いられ、全ワインディングからの信号I_1，Q_1、I_2及びQ_2が位相差のルックアップテーブル（ＬＵＴ）にアドレスするように使用され、そこで共振回路１０がどの周期の付近あるかを示す出力を行なう。ルックアップテーブルは、特定のセンサによるものである。そのセンサにおいてはワインディングは周期T_1及び$T_1+\Delta t_1$を有することになり、これらの周期を変えた場合におけるセンサに用いるた

めには再度の計算することが必要になろう。しかしながら、スパイラルワインディング周期の数が決まった後であれば、パターンは繰り返されるだけなので、この解決策を示さない。図８ｂはパターン周期を延長させる手法を示している。特に、図８ｂにおいて、第３のスパイラルワインディング４８はワインディング４７の周期と異なる周期$T_1+\Delta t_2$を持つものである。３つのスパイラルワインディングからの信号（及び対応する９０°位相差のワインディング（図示せず）からの信号と同様に）正しい周期を推論するために使用される。

周期が曖昧になる問題についての更なる策を図９に示す。図示は、９０°位相差スパイラルワインディング１３、１５の組合せに、ＵＳ4005396において採用されているのと同様なグレイコードワインディング５１のセットを用いる。グレイコードワインディング５１が、明確にスパイラルワインディング１３、１５の近傍に設けられていることを示している。好ましくは、グレイコードワインディング５１は、最大限の調和と最小限のバックグランド干渉に対する感応のため、スパイラルワインディング１３、１５の上に重ねられる。本実施形態では、グレイコードスケールからの信号は、周期デコーダ５３に供給され、スパイラルワインディングのどの周期で、供給回路（図示せず）が近いかを判定する。また、ある１つの周期内における微細位置は、先に説明したようにして検出される。しかしながら、本実施形態では、作成する際には相対的に複雑化し、コスト高になるという問題をまねく。というのは、グレイコードワインディング５１を用いることで多くの追加されるワイヤが必要となるからである。

本発明者等は周期が曖昧になる問題についての他の策について見いだした。すなわち、デジタルバーコードタイプの同定を提供するもので、それはセンサーブロックの長さに沿うものであり、共振回路１０付近の周期を特定するためのものである。図１０に、分離した下部トラックによって示されるバーコードである。この下部トラックは、図示の如く、擬似的にランダムデジタルデータトラックであり、スパイラルワインディング１３、１５の周期をエンコードするものである。図９の実施形態のように、バーコード同定は、単純にトラックの付近に示されるが、好ましくは、ワインディング１３、１５のトップに重ねられる。

上記実施形態では、２つの９０度位相のスパイラルワインディング１３、１５を、不明確に判断される周期Ｔｓ内において回路１０の位置から９０°位相差信号を生成するために用いた。図１１は９０°位相差信号を発生させる他の手法を示しているが、今回は単に１つのスパイラルワインディング１３のみを用いる。特に、図１１は多周期スパイラルワインディング１３、付勢（excitation）ループ１６、及び、異なる共振周波数f_1、f_2を有する２つの共振回路１０ａ、１０ｂを示している。２つの共振回路１０ａ，１０ｂは、スパイラルワインディング周期Ｔｓの４分の１の間隔で、互いに相対的に固定されている。矢印１９で示されているように、２つの共振回路１０ａ、１０ｂは支持部（図示せず）の長手に沿って、その両方の方向に自由に移動できる。周波数f_1を有する付勢電流がループ１６に供給されると、回路１０ａは共振し、スパイラルワインディング１３に$\sin[2\pi d/Ts]$に依存した信号を生成させる。ここでｄは回路１０ａのスパイラル周期における位置を示している。同様に、周波数f_2の付勢電流を付勢回路１６に供給すると、回路１０ｂが共振し、スパイラルワインディング１３に、$\sin[2\pi(d+Ts/4)/Ts]$、すなわち、$\cos[2\pi d/Ts]$の信号を生成させる。それ故、９０°位相差の信号がスパイラル周期内における回路１０ａ（及びそれゆえ回路１０ｂ）の位置しているところで発生し、判断できるようになる。

上記の実施形態では、付勢信号は、支持部５の周囲の付勢ループ１６に供給した。そのような付勢ループを使用での問題の１つは、平衡にはならないことであり、電磁気の障害を発生という問題を被ることである。図１２ａは３位相スパイラルワインディングシステムを示し、共振回路１０を付勢するためのワインディングの１つを使用し、結果としてバランスをも保つものである。特に図１２ａは、それぞれが他の２つに対して互いに１２０°の位相差を有している３つのスパイラルワインディング５３、５５、５７と、共振回路１０によってワインディングに誘導した信号の表わすベクトルを示している。本実施形態で

は、ワインディング５３は共振回路１０を付勢するために使用され、ワインディング５３の信号とワインディング５５、５７の信号のベクトル差分は共振回路の位置決定のために用いられる。ワインディング５５、５７の信号のベクトル差分は、ワインディング５３の信号と共に９０°位相における信号を生成し、破線５９によって表されるベクトルを示すことになる。しかしながら、本実施形態では、共振回路１０がワインディング５３の交差点近傍にあるとき、付勢信号はワインディング５３よりはむしろワインディング５５に供給されることになる。更に、ワインディング５５の信号及びワインディング５３と５７の信号のベクトル差分は共振回路の位置決定のために用いられる。このように、このシステムは、共振回路１０が支持部に沿った全ての位置で付勢されることを確実にでき、ワインディングの付勢及び受信のバランスが保てることも確実になる。

図１２ｂでは、３つのスパイラルワインディング５３、５５、５８は、付勢・処理ユニット１１を介して３つの位相のａ．ｃ．付勢電流のそれぞれの位相でもって、１つの端子に送られる。ワインディングは３位相システムのニュートラルラインに供給されるために、他端子の一緒に接続され、ニュートラルラインに発生した信号は処理ユニット１１に返される。共振回路１０はニュートラルラインを平衡にし、信号を生成させる。この信号の振幅はワインディング５３、５５、５７から共振回路１０の間隔に依存し、その位相はワインディングの周期内における回路１０の位置に依存する。

図１２ｃはスパイラルワインディングのとり得る他の環境を示している。特に、図１２においては４つのスパイラルワインディング６３、６５、６７、６９があり、これらはワインディングの周期の１／８だけ他から離れている。他の実施形態の如く、付勢回路１６は支持部５の周囲に沿って設けられており、スパイラルワインディング６３、６５、６７、６９は付勢／処理ユニット１１に導かれている。発明者は、このような４つの位相差システムを用いることで、ワインディングに誘導し、生成されるスパイラル高調波が抑制されることを見いだした。

上記実施形態では、スパイラルワインディング１３、１５は１つの板に設けるものである。しかしながら、ヘリカルパターンで支持部の回りにスパイラルワインディングを巻くこともでき、平面パターンと同様の作用効果を達成することができる。この発明の形式としては、流体レベル検出に使用する場合への適用である。図１３ａは本発明における実施形態のスパイラルタイプワインディングを用いた液体レベルセンサを示す図である。図１３ａにおいて、支持部１３０５は円筒形であって、その回りにはスパイラルワインディング１３１３、１３１５がヘリカル状に巻かれている。当業者であればわかるように、支持部１３０５が共振回路１３１０によって発生した磁界を通過させるものでなければならない。でなけば、センサの正常な動作に影響を与えるであろう。図１３ａに示すように、共振回路１３１０を付勢する付勢ループ１３１０は、浮物１３２０に搭載されている。浮物１３２０は、矢印１３１９で示されるように、コンテナ内の液体の上昇或いは下降のレベルとして示すように、輪環状で、支持部１３０５及びワインディング１３１３、１３１５の沿って固定され、且つ、円柱支持部１３０５に対して上下に移動自在になっていることが望ましい。本実施形態では、浮物１３２０は、支持部１３０５に対して回ることがないように、束縛もしている。当業者であれば、もし浮物１３２０が回転すると、処理ユニット１３１１で示される位置はたとえ同じ高さであっても変化することは理解できよう。もし平面状のスパイラルが支持部１３０５の側面に沿って使用されると、この回転問題が同じ問題を発生しないことは理解できよう。これについての詳細は後述する。

図１３ｂはスパイラルワインディング１３１３、１３１５が、如何にして支持部１３０５の回りに巻かれるかを示している。本来、スパイラルワインディング１３１３、１３１５は４つのワイヤ１３１３ａ，１３１３ｂ、１３１５ａ及び１３１５ｂから形成され、それぞれは支持部１３０５の外周で９０°の間隔で開始し、支持部１３０５の長手に沿ってヘリカルパターン状に回転する。支持部１３０５の先端（図示せず）では、ワイヤーは１８０°だけ間隔を置き、互いに接続される。つまり、ワイヤ１３１３ａと１３１３ｂがスパイラルワインディング１３１３を形成し、ワイヤ１３１５ａと１３１５ｂがスパイラルワインディング１３１５を形成する。複数のスパイラルワインディングの周期を持つのであ

れば、更なるワインディングを支持部１３０５の回りに巻付け、周期エンコーダを形成しても良い。本実施形態の動作は、第１の実施形態の動作と同様である。このヘリカルデザインによる有意な点は、ワイヤーが支持部の回りに単に負かれるので、平板デザインよりも製造が非常に簡単になることである。

図１４ａ、１４ｂは“スパイラル”トランスデューサがいかにロータリー位置エンコーダにへの使用に適用されるかを示している。特に、図１４ａでは、固定された円形支持部１４０５が、円状に巻かれたスパイラルワインディング１４１３、１４１５上に設けられている。本実施形態では、支持部の回りの各スパイラルワインディング１４１３、１４１５が３周期となっている。線形の実施形態と如く、導線の重なりは、支持部の他面に対するバイアス、或いは導線絶縁積層構造を採用することで避けられている。ここには、付勢ループ１４１６も支持部１４０５上に搭載されていおり、可動体上に搭載されている共振回路を付勢するために用いられる。ここで、可動体は、支持部の軸に沿って回動自在となっている。システムにおける線形維持のため、共振回路は可能な限り対称であるべきである。

図１４ｂは回動部１４０１を示し、図１４ａにおける支持部１４０５に対して相対的に回動できるものであり、中心点１４９１に対して図示の矢印１４１９で示される如く回動する。回動部１４０１上には、共振回路１４１０が設けられており、システムの線形性を最大限にするようにデザインされている。この回動の実施形態における動作は、線形の実施形態の動作を同様である。

上記実施形態における多周期スパイラルワインディングは位置エンコーダの支持部に沿って設けられていた。しかしながら、いくつかの適用によっては、より短い長さの支持部で十分な場合がある。それは提供しようとしているスパイラルワインディングのシングル周期セットの場合である。図１５は支持部が、付勢コイル１５１６、シングル周期Ｔｓを要する９０°位相になった２つのスパイラルワインディング１５１３、１５１５を形成していることを示している。ワインディングは先と同様に、付勢／処理ユニット１５１１に接続される。このデバイスの形状は、いくつかの適用にはふさわしいが、その端における精度が低くなるので好ましさは低い。

上記実施形態では、共振回路は可動対象物上に搭載されていた。これは付勢信号を取り去った後でも磁界を発生し続けるので、有利である。つまり、可動対称物上には電源を不要とすることを意味している。しかしながら、共振回路を位置を固定、支持部を移動可能とした場合でも等価である。加えて、各対称物に異なる共振周波数を有する共振回路を採用することで、複数の可動対称物の位置を決定することも可能である。図１６は共振回路の共振特性を示している。理想的には、共振周波数は狭く、その特性は高い最大値と、低い最小値で幅δｗの幅が狭いことがのぞまれる。換言すれば、共振部は高品位の（Ｑ）ファクタを持つべきである。この特性を改善する一つの手法は、コイル１４'キャパシタ１７の直列において、クォーツもしくはセラミックタイプの共振回路を採用することである。そのような実施においてはコイル１４のインダクタンス値及びキャパシタ１７の容量値は、共振特性の形状の急峻の度合が最大にさせるべく、クォーツまたはセラミック共振部材を共振周波数においてそれらのインピーダンスがキャンセルされるように選択されることが望ましい。クォーツ或いはセラミック共振部材は、その要求される面積を最小限にするように、プリント回路基盤上への搭載面に設けることが望ましい。好ましいセラミック共振部材が、英国、ハンツ、アルデショット、ステーションロード、スタンフォードハウスのＡＶＸ Ｋｙｏｃｅｒａ、或いは、英国、バクシェア、リーディング、アルダマストン、カレーザパーク、マーキュリーハウス、サーキットで供給されるＭｕｒａｔａから提供されている。

図１７における支持部１７０５、付勢回路１７１６及びワインディング１７１５、１７１３は上記の通りである。しかしながら、この実施形態では、２つの可動対象物（図示せず）を有する。各々は共振カイロ１７１０Ａ、１７１０Ｂを備え、それぞれの共振周波数は異なる。各共振回路１７１０Ａ、１７１０Ｂを有する各可動対象物の位置は、各共振回路を順に付勢する、或いは全ての共振周波数を含む、たとえば“ホワイトノイズ”等を用い

ることで一度の全共振回路を付勢することで決定される。各対象物における共振周波数はいずれかの値であろうが、システムのバンド幅は余り大きすぎることがないように、それぞれ選択されることが望ましい。そうしないと、電気回路は複雑になり、より高価になるであろう。

勿論、可動対象物上に電源を備える場合には問題はなく、共振回路１０の一部を成すキャパシタ１７は電源で置き換えてもよい。そのような実施は、図１８における平面スパイラルデザインについて示されるが、他の実施形態への適用にも等価である。特に、図１８は、支持部１８０５上に搭載された平板９０°位相差の酢スパイラルワインディング１８１３、１８１５のセットと、可動対称物（図示せず）上に搭載されたコイル１８１４を示している。ここでコイル１８１４の端子には電源が接続されている。図１８に示す実施形態では、多対象システムへの使用を容易に適用できる。そのような適用では、各対象物はそれぞれ自身特有の周波数を有する電源を備えることになる。

上記実施形態では、スパイラルワインディングにおける信号は付勢信号を除去した後に処理される。この理由は、付勢信号とのクロスカップリングによって引き起こされる生涯を小さくためである。しかしながら、共振回路の代わりに高調波発生部を使用できる場合には、高調波発生部によって発生した信号と付勢信号と区別することはできる。それ故、分離した付勢回路が提供されるのであれば、付勢回路に付勢信号を供給している間でも、高調波発生部の位置を決定させることは可能である。これは、高調波発生部は非線形の磁気特性を備え、付勢信号に応じてその付勢周波数の高調波を含む成分で磁界を生成するので可能になる。より高い高調波は付勢信号と区別でき、それ故、付勢信号を付勢回路に供給している間でも高調波発生部の位置を決定することが可能になる。

図１９は、高調波発生部１９０１が共振回路の代わりに可動対象物（図示せず）上に設けられていることを示している。本実施形態は平板スパイラルワインディングでの参照で説明されるが、先に説明した他の実施形態にも適用できる。図１９はスパイラルワインディング１９１３、１９１５及び付勢ループを搭載した支持部１９０５を示している。付勢ループ１９０１は支持部１９０５の全長に沿う、その許される位置等において、非線形範囲内に高調波発生部を付勢できなければならない。図１７に示されるように、支持部１９０５の周囲に設けられた付勢ループ１９１６は、特有の付勢ループの一例である。

図２０は、付勢信号を発生する１つの発生部の一例と、図１９に示される付勢・処理ユニット１９１１内の処理回路を示している。特に、擬似矩形波発生部２０６３は基本周波数ｆを有する付勢信号を発生し、付勢回路１９１６に連続的に供給する３ｆ、９ｆ，１５ｆ等の高調波信号は発生しない。９０°位相差のスパイラルワインディング１９１３、１９１５からの信号（及び、もし絶対位置を必要とする場合には他のワインディング１９７１からの信号）は、マイクロプロセッサの制御によりアナログマルチプレクサ２０２６に供給される。各ワインディングからの信号はアンプ２０７３で増幅され、ミキサ２０２７で信号２０３９と合成される。信号２０３９の周波数は、たとえば付勢信号の基本周波数ｆの３倍の周波数、すなわち、第３高調波である。それ故、周波数３ｆを有する受信信号の成分（これは高調波発生部２００１によって発生した注目成分である）は、復調され、他の成分は復調されない。復調された成分は、ローパスフィルタ２０２９によってその高周波成分が除去され、ＡＤＣ２０７５でデジタル信号に変換され、マイクロプロセッサ２０３３に供給される。マイクロプロセッサはそれを一時的に記憶する。全てのワインディングからの信号が同じようにして処理されると、マイクロプロセッサ２０３３は先の式１４を用いることで可動対象物の絶対位置を算出する。

高調波発生部１９０１は、典型的には、非線形磁気素材で形成され、付勢信号によって非線形範囲内で飽和点を過ぎて駆動されるものであり、たとえば、Ｖａｃｕｍｍ Ｓｃｈｍｅｌｔｅｄ ６０２５ Ｓｐｉｎｍｅｌｔ ＲＴｉｂｏｂｏｎである。代わりに、ダイオードのような非線形電気的エレメントに接続されるコイルが適当な高調波発生部１９０１となる（この場合には処理回路が付勢信号の第２高調波に適合されることになる）。

上記説明した実施形態の高調波発生部の問題は、システムにおける他の鉄素材の存在がバックグランド高調波信号を発生するかもしれないということである。しかしながら、この

ひづみは、（ｉ）高調波発生回路１９０１の保磁度(coercivity)と導磁性を減少させ、鉄素材周辺よりも低いトランスミッタ磁界レベルで高調波を発生させること（たとえば５０Ａ／ｍを十分に下回る）で最小限にすることができ、或いは／及び、（ｉｉ）鋭角な飽和点を有する素材を使用して、高い高調波の高レベルが測定できるようにして最小限にすることができる。ただし、鉄素材では滅多にそのようなことはない。これらの特徴を有する適当な素材は、長く、薄い溶融したアモルファス金属であり、米国ニュージャージ州、パーシパニーＮＪ　０７０５４、６　イーストマンズ　ロード、ＡＬｉｅｄ　Ｓｉｇｎａｌによって提供されている（Ｍｅｔｇｌａｓｓ）。及び、ニッケル合金のようなスパッタ成形された磁気素材がある。加えて、素材の鋭角特性は、実現しようとしている高導磁性を可能とするために、高くなければならない。

直流（ｄ．ｃ）成分がなく、交流フィールドの単一周波数で非線形範囲に付勢する磁性素材は、駆動電流の奇数の高調波を生成する。しかしながら、導磁性が非常に小さい素材を使用する場合、地磁気が高調波発生部を非線形範囲を外れてバイアスにすることで、偶数高調波の発生を劣化させるには十分であるかも知れない。考えられる策は、システムに対し、地磁気に反作用するｄ．ｃバイアスフィールをかけることである。必要なｄ．ｃ．バイアスは、偶数高調波の検出レベルを最小限にする、もしくは奇数高調波の検出レベルを最大にすることで決定できる。

高調波発生部を用いることでの他の可能な解決策は、異なる２つの付勢周波数F_1、F_2で付勢することである。そのような実施形態では、高調波発生部は相互変調成分、すなわち、$F_1 \pm F_2$を有する磁界を発生することになろう。

高調波発生部の実施形態は、浮物の位置測定に高く適用できる。インダクタ／キャパシタ共振回路の電気的減衰(damping)をおこさせる泥(dirt),塩水等に高抵抗であり、浮物と支持部との間に大きなギャップとして働くからでもある。更に、高調波発生部は、その向きにかかわらず、共振回路全体に対して、スパイラルワインディングに結合されるという有利な面もある。これは高調波発生部が、好ましい磁界軸を有するアモルファス金属で構成されるときよりも正確である。交番的に向きが代わる素材を積層させ、好ましい等価デバイスを得ることができるからである。

他の、より複雑な、共振回路の交番は、トランスミット回路によって生じた磁界で付勢される電気的トランスデューサである。トランスミット回路は、付勢信号とは区別できる信号或いはコードを生成することになる。この実施形態では、システムの複雑さ及びコストによる出費において、ユーザに与えるフレキシビリティーを増大させるものである。

他にも共振回路に代わって動作する、より単純な交番が存在する。例えば、２組みの磁性素材であり、付勢回路によって発生するａ．ｃ磁界を集中するものである。例えば、フェライトや、付勢回路により発生するａ．ｃ磁界を歪める導電体、例えばアルミニュームシート等である。

共振回路を使用する実施形態における、その形状、大きさ(mass)、共振周波数等を特別な適用により説明する。また、システム精度の幾つかの限度についても説明する。発明者らは、共振回路の一部分を形成するコイルの直径が、スパイラルワインディングの幅のおよそ２倍で、スパイラルワインディングの周期のおよそ半分の場合に等しい場合に、高精度を得ることができることを見いだした。

図２１は、空洞共振回路の等測図を示しており、図１３ａに示される浮物に適用するものである。浮物２１２０は、非磁性、好ましくは非導電性のチューブであり、例えば、プラスチック、ガラスである。浮物２１２０は、図１３ａの如く、長さｌ、内側の直径は支持部１３０５に固定されるに十分な大きさを有し、スパイラルワインディング１３１３、１３１５を有する。ワイヤ２１１４のコイルは、浮物２１２０の外周に巻かれていて、その磁気軸が浮物２１２０に関して放射状に向いている。この実施形態では、コイル２１１３の第１の部分２１１４ａを浮物の回りに巻き、そのチューブ軸に対して第１の角度でもって第１面を形成させ、次に、第２の部分２１１４ｂをチューブの面に対して第２の角度で、しかも異なる面で巻くことで実現できる。これにより、コイル２１１４の２つの部分２２１４ａ，２１１４ｂは相互作用は、放射軸を有する回路をとなる。キャパシタ（図示せ

ず）はコイル２１１４と共振回路を形成するため、コイル２１１４の２つの端子に接続されることになる。
幾つかの適用では、しかしながら、短い浮物長ｌであることが要求されるであろう。そのような実施形態では、図２１に示す当てるデザインが、適当ではなく、図２２に示すように交番デザインが要求されるであろう。特に図２２は、平面ディスクのような浮物２２２０内に、支持部１３０５に固定するに十分な内径を備え、図１３ａに示されるスパイラルワインディング１３１３、１３１５を有することになる。コイル２２１４の２つの部分２２１４ａ．２２１４ｂは図示のように浮物２２２０上に設けられ、コイル２１１４の軸は浮物２２２０に対して放射線状になる。コイル２２１４の端子はキャパシタ２２１７に接続され、共振回路を形成する。コイル部分２２１４ａ，２２１４ｂは好ましくはフェライト六度２２８１、２２８３の回りに巻きつけられ、これにより共振回路が共振したときにコイル２２１４による提供された磁界を集中させる。
上記実施形態では、共振回路の軸が固定であるものとした。しかしながら、流量(fluid flow)メータ等のようないくつかの適用では、共振回路は回転しても構わない。図２３は、本発明におけるトランスデューサの形式の１つが、如何にして流量率センサに使用されるかを示している。流体は垂直なパイプ２３８５を上方向に通過する。ここで垂直パイプは、非磁性、好ましくは非導電性素材で形成されており、図示の如く内部はテーパ形状になっている、浮物２３２０によって塞がれる垂直位置は、流体の流れ率に依存する。図２３における浮物２３２０のより詳しいものを図２４に示す。浮物２３２０内には、共振回路２４１０が含まれ、その回路の軸は水平である。しかしながら、浮物２３２０は、この実施例では、円錐形をなし、液体の流れ内で回転するようになっている。これで共振回路２４１０の軸２４２１が変化する。従って、トランスデューサからの信号は高さによって、時間的に変化する。本実施形態における浮物２３２０はその円錐形の形状によって垂直のままであり、その垂直軸に沿ってのみ回転する。回路２４１０が共振し、浮物が回動したとき、トランスデューサ上の量スパイラルワインディングに誘導されたＥＭＦは、cosθによって変調された振幅となる。ここでθは浮物の方位角(angular orientation)であり、回路２４１０の軸２４２１が支持部２３０５の面に直角になった場合にゼロになる。しかしながら、誘導信号植えの回転効果は、両スパイラルワインディングに誘導したＥＭＦが同じ変調によって影響するので、式１３による率計算を実行することで除去することができる。それ故、浮物２３２０の垂直軸についての回転は、その水平位置の決定には妨げにはならない。しかしながら、もし何等かの原因により、共振回路の軸が支持部２３０５の面に直交するときに、浮物の回転が停止した場合、例えばθ＝９０、２７０°の場合、高さを判定することはできない。というのは、共振回路２４１０とスパイラルワインディング（図示せず）との如何なる結合もなくなるからである。
図２４ａに示される浮物２３２０が上記問題を解決するように改良例を図２４ｂに示す。図２４ｂにおいて、浮物２３２０は共振回路２４１０ａ、２４１０ｂを有し、それらは好ましくは異なる共振周波数f_1、f_2を備えている。それ故、この実施形態では、少なくとも一方の共振回路からの磁界を受けることでスパイラルワインディング（図示せず）には常に出力信号が存在することになり、浮物の高さがその方位角に関係なく判定できるようになる。
更に、当業者であれな、如何なるスパイラルワインディングで発生した信号から浮物２２２０の方位角θが判定できることは理解できよう。共振回路によって１つのスパイラルワインディング内で誘導した信号が（復調されフィルタされた後に）、次式で与えられることは当業者には明白であろう。

$$\tilde{V}^{f1} = S(x,y)\cos\theta \qquad (18)$$

及び、他の共振回路により同じスパイラルワインディング内に誘導した信号が（復調されフィルタされた後に）次式で与えられる。

$$\tilde{V}^{f2} = S(x,y)\cos\theta \qquad (19)$$

それ故、方位角θは率
$\tilde{V}^{f2}/\tilde{V}^{f1}$

の逆タンジェント関数から得られる。更に、浮物の回転率も、その変化に対してθを探知することで判定することができる。これは回転率も流体の流れ率に依存するから有利な点である。

図２４ｃがこの問題を交互に解決する断面を示している。特に、図２４ｃは、流体が流れるパイプ２３８５、パイプ内の浮物２３２０、及び２つの支持部２４０５ａ、２４０５ｂを示している。これらの支持部はパイプ２３８５に近接し、その垂直面に位置しており、それぞれにスパイラルワインディング（図示せず）のセットを搭載している。この実施形態では、１垂直軸の共振回路（図示せず）が浮物２３２０に搭載されている。当業者であれば理解できるように、少なくとも一方の支持部上のスパイラルワインディングからの出力が常に得られ、それ故、浮物の高さはその方位角に拘わらず常に判定できることになる。図２４ｂに示される実施形態では、浮物２３２０の方位角をも判定することができる。しかしながら、当業者であれば、この実施形態における２つの支持部２４０５ａ、２４０５ｂからの信号が方位角を判定するために使用されることになるのは理解できることであろう。

流体の流れ率センサを説明した上記実施形態において、浮物はその垂直軸についてのみ回転するようにデザインした。図２４ｄは、流体の流れ率センサの他の実施形態を示している。浮物２４２０は球形となっており、それ故如何なる軸にも回転できる。この実施形態では、一組だけのスパイラルワインディング（ずしせず）を、パイプ２３８５の近傍の支持部２３０５に設ける。浮物２４２０は、先に説明したようにテーパ形状のパイプ２３８５内で自由に浮いている。そして浮物は、３つの共振回路２４１０ａ、２４１０ｂ、２４１０ｃを含んでおり、それぞれが直交軸を持っており、好ましくは、異なる共振周波数を有している。この実施形態では、浮物２４２０内の共振回路２４１０ａ、２４１０ｂ、２４１０ｃのうちの少なくとも１つとスパイラルワインディング（図示せず）のセットとの間に常にいくつかの結合を有することになる。それ故、浮物２４２０の高さは、その方位角にかかわらず常に判定することができる。更には、３つの共振周波数でスパイラルワインディング（図示せず）に誘導された信号が、対応する共振回路の軸について依存することになるから、浮物２４２０のその軸に対する回転率もまた判定することができる。

現存する流体の流れ率センサを設けるスパイラル検出システム（磁気浮物と磁気探知デバイスを使用している）の１つの大きな効果は、浮物上に如何なる力も作用させないことである。それ故、システムは、現存する流体の流れ率検知システムより高い精度となる。更には、浮物の高さと回転率の両方を測定することで、精度の良い流れ表示を可能とするダイナミックレンジを増加させることができる。

図１３ａに示した実施形態では、浮物１３２０が垂直軸について回転しないものとした。しかしながら、浮物１３２０が回動可能なのであれば、共振回路が常に浮物の方位角に拘わらず付勢されることを確実にし、２つの直交付勢回路と１つの水平軸共振回路が提供されるか、或いは、１つの付勢回路と２つの垂直で直交軸の共振下位が提供されれば、浮物の方位角を検出することが可能である。浮物の方位角は表示位置における適切な補正が行われるように判定できる。

図１３ａに示される液体レベル検出システムにおいて使用される支持部１３０５の回りに、２つの直交付勢ループ２５１６ａ、２５１６ｂが如何にして搭載されるかを図２５に示す。

２つの付勢コイル２５１６ａ、２５１６ｂは直交面になっている必要はないが、図１３ａに示される浮物１３の位置と方位角を判定するために要求される処理を簡単にするのは好ましい。

図２６ａ、２６ｂはワインディング及び共振回路の更なる形状を示している。図２６ａにおいて、支持部２６０５は、３つの位相適用で配列されたワインディング２６５３、２６５５、２６５７を形成し、測定方向に沿って延出する多様なループの平衡共振回路を形成

する。この多ループ適用は、多数のワインディングの信号の平均カする作用を有し、ワインディング２６５３、２６５５、２６５７の製造におけるばらつきによるエラーを最小限にすることができる。

図２７には、スパイラルワインディング２７１３、２７１５で形成されたトランスミッタトラックが示されている。ここでスパイラルワインディングは図示の如く９０°位相差の交流ａ．ｃ．信号が供給される。スパイラルピックアップコイルもしくはレシーバ２７１４は、旋回パターン内でのトランスミッタトラックに沿った位置に依存した振幅を有する信号を受信する。レシーバ２７１４へのスパイラル適用は、トランスミッタワインディング２７１３、２７１５におけるそれが如何なる製品の作用効果をも減少させる平均信号を提供するので好ましい。しかしながら、望むならば１個のレシーバコイルを使用することができる。ａ．ｃ．電源２７１４ａ，２７１４ｂが９０°位相差の信号を発生し、ワインディング２７１３、２７１５に上記のようにして供給される。そして。連続するサイン、コサイン信号がレシーバ２７１４で受信さるように交互に動作する。

図２８は、本発明におけるスパイラルワインディングを採用した２次元位置エンコーダに用いられるワインディングの一方を示している。特に、図２８は、スパイラルワインディングを示しており、そのコイル密度は図２８のｘ軸に沿って波状に変化している。結果適に、近傍にある磁界源に対するワインディング２８１５の感度は距離ｘでもって正弦カーブ的に変化することになる。９０°位相差のスパイラルワインディング（図示せず）は、そのコイル密度がｘ軸に沿った間隔で正弦カーブで変化することも必要になる。しかしながら、９０°位相差の更なるワインディングセットがあって、ｙ軸の単位距離に対する正弦カーブで変化するワインディング密度を有するワインディング２８１５と対応する９０°位相差のワインディング（図示せず）の合成があれば、２次元トランスデューサを提供することができる。明瞭にするため、図２８では、いくつかのワインディングは示していない。図２８はまた、ｘ、ｙ方向において位置が変化する共振回路２８１０を示している。ここで、もし付勢コイル（図示せず）が共振回路２８１０を共振させるべく提供されると、共振回路の原点Ｏに対するｘ、ｙ方向での位置は、上記のようにして４つのスパイラルワインディングに誘導される信号から判定できる。

発明者らは、より注意した共振回路のデザインをも提案する。これによって、共振回路の見かけ上のチルトの効果を（限られた範囲内で）減少させるものである。図２９ａは、移動体（図示せず）に搭載される共振回路の一部を形成する軸２９２１を有するワイヤ２９１４のコイルの概要を示している。図２９ａはまた、スパイラルワインディング（図示せず）を搭載した支持部２９０５をも示している。システムは、支持部の長さに沿った共振回路の位置を出力するようになっている。もし、共振回路がチルトした場合、例えば共振回路の軸２９２１がラジアンＴだけ隔てた場合、位置エンコーダはポイント２９８９にあるものとして、その位置を出力すべきである。しかしながら、体験的に、発明者等はこのようなケースはないことを見いだした。実際、位置エンコーダは、共振回路が実際の位置２９８７と予期した位置２９８７とのほぼ中間に位置しているポイント２９８９に近接していることを示すのである。これは、共振回路が位置２９９０に存在することを示し、共振回路を有する測定面２９９２に沿って移動していることを示していることを意味する。更に、発明者等は、連続に接続され。測定方向に沿って間隔を開けられた２つコイルを使用することで、見かけ上の測定面２９９２を支持部２９０５の遠ざかる方向或いは近づく方向に移動できることを見いだした。これは、空間的な制約による測定板を要求されるコイルを設けることが不可能な、インクジェットプリンタヘッド位置検出等のような適用に重要な関係を有する。

図２９ｂは２つの電気的に接続され、夫々の軸２９２１の間を距離２Ｄにしているコイルを有する実施形態を示している。２つのコイルは移動対称に固定されており、移動対称がチルトした場合、その２つの共振回路がポイント２９８２でについてチルトするようになっている。発明者等は、コイル２９１４ａ、２９１４ｂ間の距離２Ｄを変化させることで、矢印２９９３で示されるように、見かけ上の測定面２９９２を変化させることができることを見いだした。好ましくは、２つのコイル間の距離は、ワインディングの周期の整数

倍ではない。１つの実験では、（ｉ）８ｍｍ矩形断面で１８ｍｍの長さをもったのフェライトに４０回巻付けた０．２ｍｍの銅線を有する各コイル部分２９１４ａ、２９１４ｂ、（ｉｉ）１５０KHZで共振する共振回路となるために適切なキャパシタ、（ｉｉ）コイルの中心と支持部２９０５の間が２５ｍｍの実間隔を選択し、（ｉｖ）５０ｍｍピッチとピーク間が２０ｍｍのスパイラル周期を使用し、（ｖ）コイル間の間隔が１１６ｍｍを使用した。測定の効果的面２９９２はトラック上の１２０ｍｍであり、位置エンコーダシステムでの表示できる位置は、±４°の角度変化内ではポイント２９８７から±０．４ｍｍの位置であった。同じ角度変化及び１つのコイルでは、位置エンコーダはポイント２９８７に対して±８ｍｍを示す。これはファクタ２０の精度良い改良を提供する。同様のセットアップで、１００ｍｍのコイル間の間隔２Ｄでの第２の実験では、見かけ上の測定面２９９２がトラック上１０ｍｍであることがわかった。また、同様のセットアップで、９６ｍｍの間隔（２Ｄ）における第３の実験では、見かけ上の測定面２９９２が支持部２９０５の表面上になることがわかった。それ故、ノズルから紙上にインクを吐出するインクジェットプリンタ適用においては、チルトしそうであり、見かけ上の測定面が紙面と等しくさせることができるという作用効果を有する。これは適度な間隔Ｄを選択することで実現できる。この改良でもって、システムの精度は上がる。というのは、見かけ上の測定面上では小さいチルト変化に対しては位置が大きくは変化しないからである。

図３０ａは、図２に示されるスパイラルワインディングが、放射線エンコーダに使用するための適切なトランスデューサの一例を示している。特に、図３０ａはワインディング３０１３がポイント３００８ａで開始し、ポイント３００８ｂになるまでは時計回りに湾曲し、ポイント３００８ｂで方向を変えて、ポイント３００８ｃになるまでは反対方向に湾曲まかれということを繰り返していることを示している。それ故、この環境では。ワインディング３０１３は、放射線状の機能と同様の正弦カーブの磁気感度機能を備える。換言すれば、ワインディングは、如何なる放射線状の方向にも“多極”磁界検出パターンを有することになる。第２の９０度位相差のスパイラルワインディング３０１５も要求されるが、明瞭にするためにその開始位置のみを示した。この実施形態の動作は、線形動作の実施形態と同様であり、再度の説明はしない。

図３０ｂは、図３０ａに示されるスパイラルトランスデューサシステムの変形例を示している。特に、図３０ｂにおける変形例では、ワインディングの各部分はその方向が変わるまでにいくつもの周期を有している。更に、方向がかわる間におけるワインディングのワインド密度は、ワインディングの磁気感度が放射線方向で正弦カーブとなるように変化させている。

図３０ｂに示される様に、移動体がｘ軸に沿ってのみ移動可能なのであれば、リニアエンコーダのみがあれば良い。そのような実施形態では、概念的には、破線３０８１、３０８３に沿ってそれらを切断し、残されたワインディングの対応する部分を接続することでワインディングを改良することができる。図３１は、これを行った場合のワインディングパターンの結果を示している。特に、ワインディング３１１３のワインディング密度は、支持部３１０５の長手方向に沿って正弦カーブに変化する。符号３１８５で示される破線は、一般に、ワインディングの対応部分の接続を示している。ここには、９０°位相差のワインディングが存在するが、明瞭にするために図示はしていない。

本発明のトランスデューサは多数の適用が可能である・実施形態では。リフト位置決め制御、液体レベル検出、そして、流体の流れ率検出の適用へのトランスデューサの使用を既に説明した。他の適用は変化する位置検出、プリンタにおけるプリントヘッドを位置させること、グラフィックペン入力デバイス、クレーン、スロット回転センサ、ＡＢＳ回転センサ、ショックアブソーバ／搭載高さセンサ、ウェアハウス位置センサトラックである。更に、スパイラルワインディングトランスデューサは他のエンコーダシステムにも使用することができる。例えば、ホール効果測定ヘッドである。そのようなシステムでは、位置を示すためにヘッドはａ．ｄ．ｃ磁界スケールを読み込む。しかしながら、正弦、及び９０°位相差トラックが使用されるのであれば、そして、絶対位置を判定するのであれば更なるトラックを使用するのであれば、複数のリードヘッドが必要になる。程度の低い調和

はスパイラルトランスデュサを使用したシステムで実現できるが、コスト高になる。程度の低い調和は、最終的にはパフォーマンスがそれほど良くはならない。加えて、ホールセンサはまた、ｄ．ｃ．システムで補うためのやっかいな本来のオフセットをも備えている。ａ．ｃ．フィールドを使用することで、これらの作用を効果的に除去される。
そのような実施に使用する場合、スパイラルワインディングは、それに電流を与えることでスパイラル正弦カーブの磁界パターンを発生するために使用できる。磁界のスパイラルパターンは、異なるピッチで正弦カーブ磁界を生成する分離された導電を改良することで制御できる。磁界パターンのスパイラル位相は、異なる位相と同じピッチの導電体を持ち、各々への電流の率を交番させることで、交番させることができる。正常な正弦、余弦の探知（ｔｒａｃｋ）は可能であり、マルチフェーズトラックとなる。磁気ホール効果センサは、スパイラルワインディングによって生成した磁界を測定するために使用する。
更に、移動体上に搭載される共振回路は、プロセッシングユニットへ情報を伝えることもできる。例えば、この情報は流れメータにおける液体の温度や圧力となることもできる。これは、共振回路のプロパティーが測定される品質に依存して変化できるようにすることで実現できる。例えば、抵抗器ネットワークにレジスタ共振回路へサーミスタを含ませるべく加えることによって、共振回路の周波数が温度で変化するようにする。他の策は、共振回路の一部のように、圧力で変化するキャパシタを有する例えばピエゾセルで使用し、圧力で共振周波数を変化させることである。そのような特性の測定システムは、測定デバイスに電気的接続部を不要とする、という効果がある。

【図１】

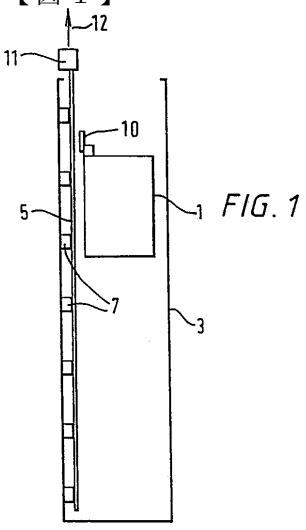


FIG. 1

【図２ａ】

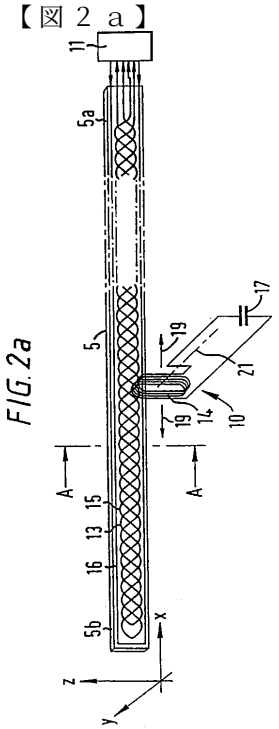


FIG. 2a

【図２ｂ】

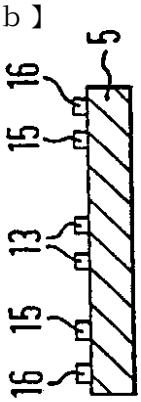


FIG. 2b

【図２ｃ】

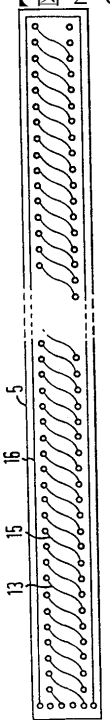


FIG. 2c

【図２ｄ】

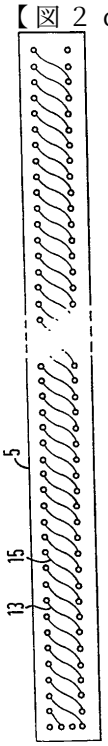


FIG. 2d

【図２ｅ】

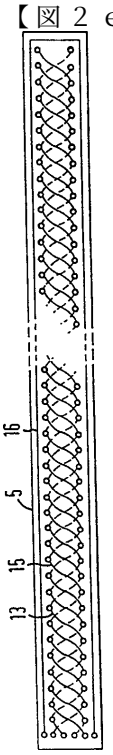


FIG. 2e

【図２ｆ】

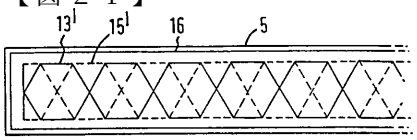


FIG.2f

【図２ｇ】

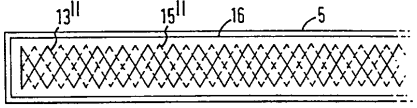


FIG.2g

【図２ｈ】

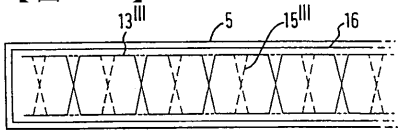


FIG.2h

【図３】

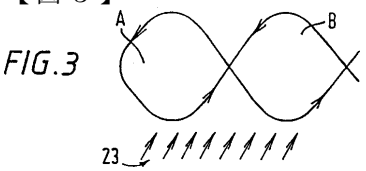


FIG.3

【図４ａ】

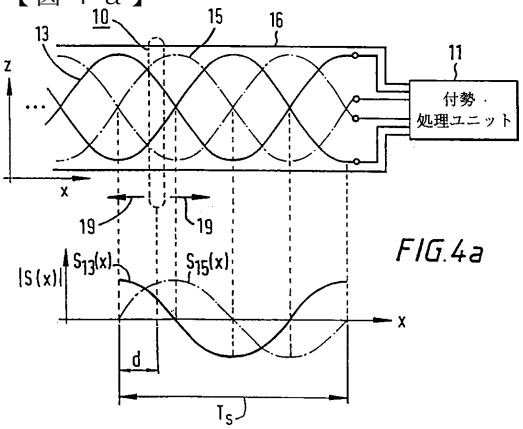
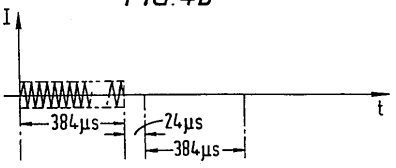


FIG.4a

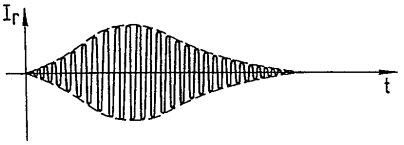
【図４ｂ】

FIG.4b



【図４ｃ】

FIG.4c



【図５ａ】

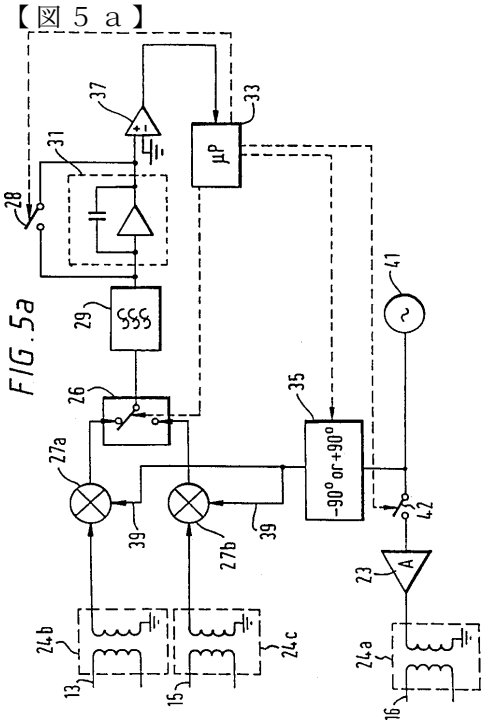
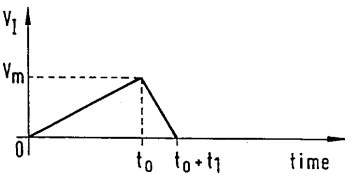


FIG.5a

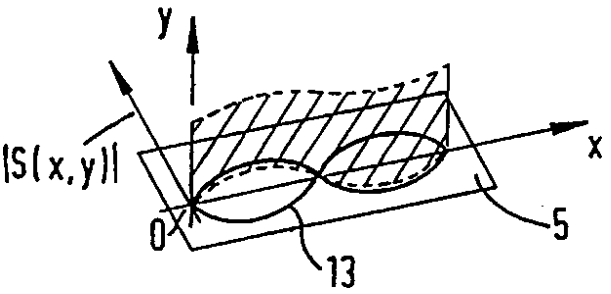
【図５ｂ】

FIG.5b



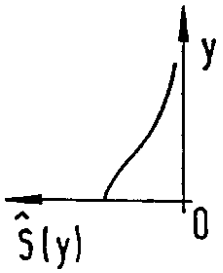
【図６ａ】

FIG.6a



【図６ｂ】

FIG.6b



【図７】

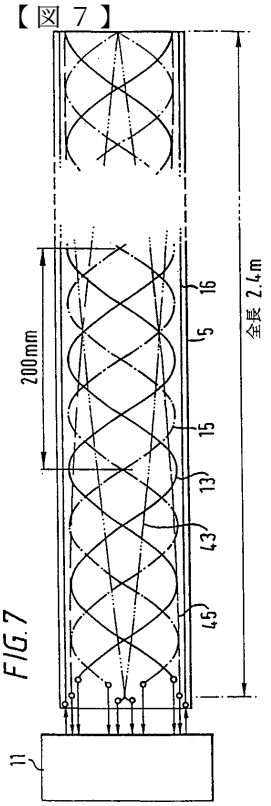


FIG.7

【図８ａ】

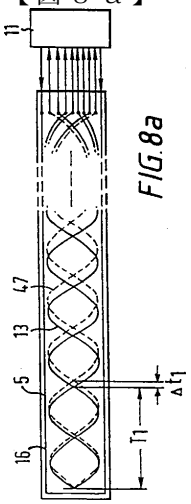


FIG.8a

【図８ｂ】

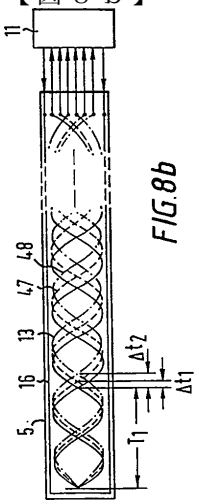


FIG.8b

【図９】

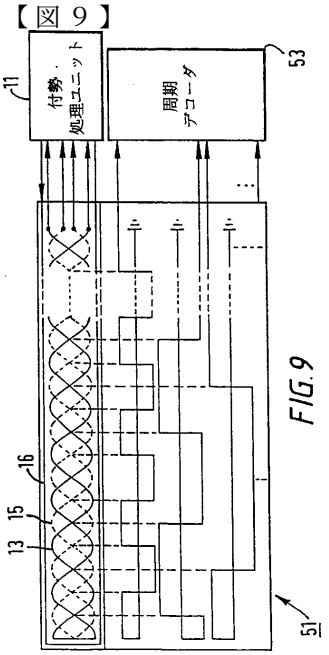


FIG.9

【図１０】

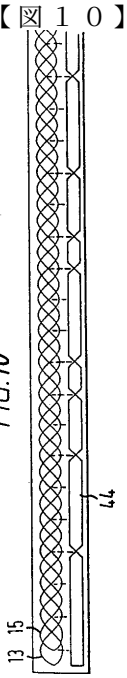


FIG.10

【図１１】

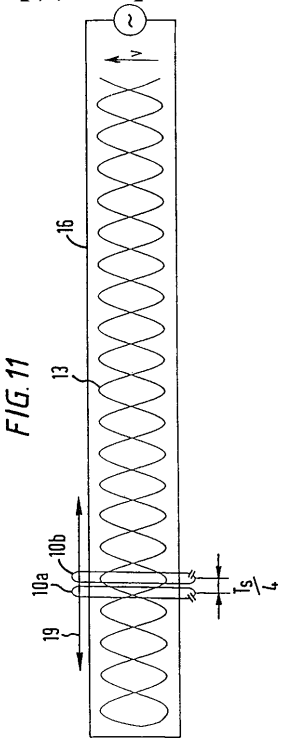
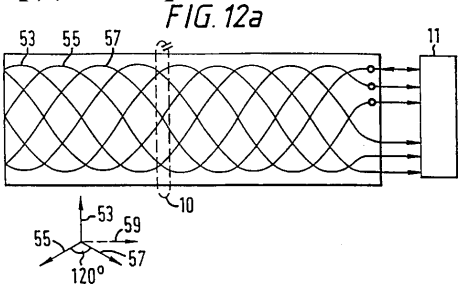


FIG.11

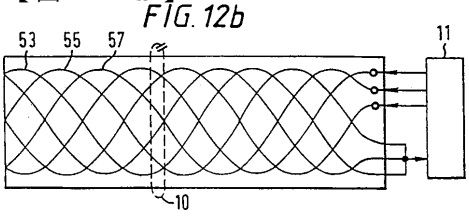
【図１２ａ】

FIG.12a



【図１２ｂ】

FIG.12b



【図１２ｃ】

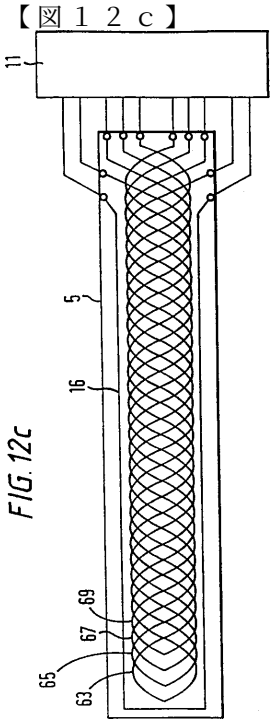


FIG. 12c

【図１３ａ】

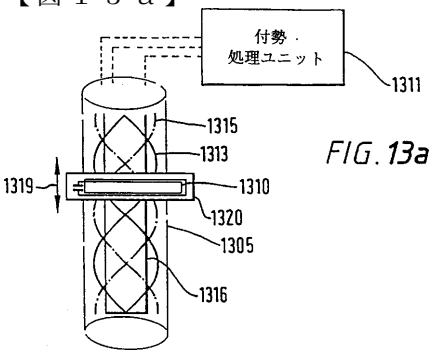
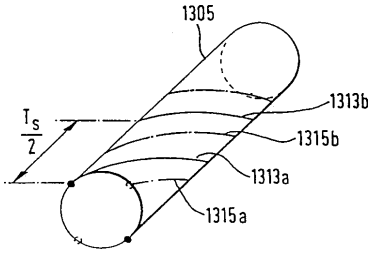


FIG. 13a

【図１３ｂ】

FIG. 13b



【図１４ａ】

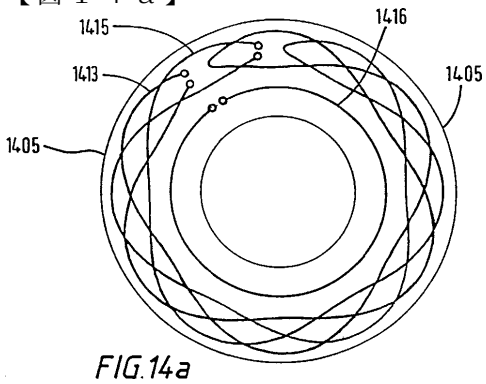


FIG. 14a

【図１４ｂ】

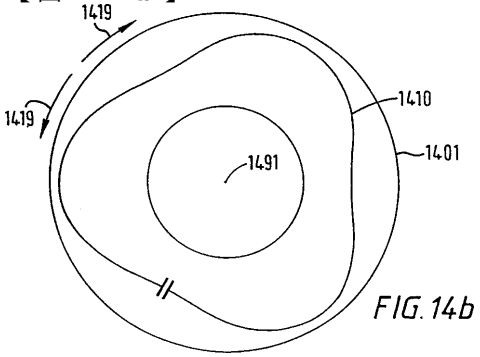
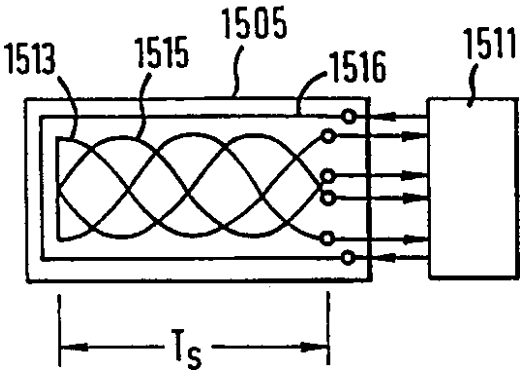


FIG. 14b

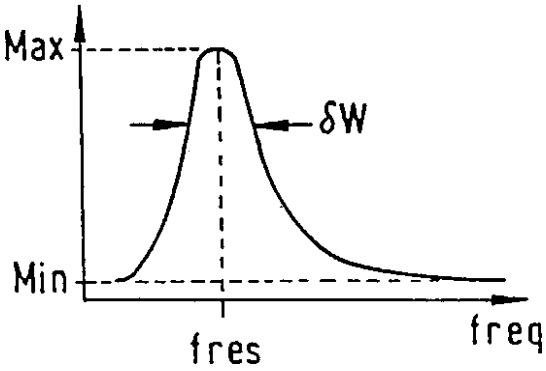
【図１５】

FIG. 15



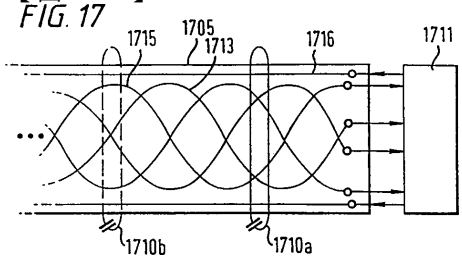
【図１６】

FIG. 16



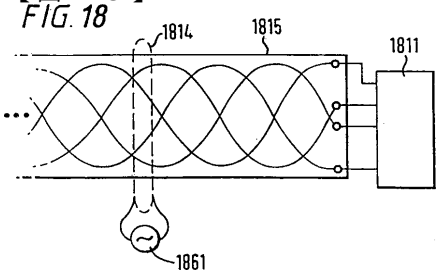
【図１７】

FIG. 17



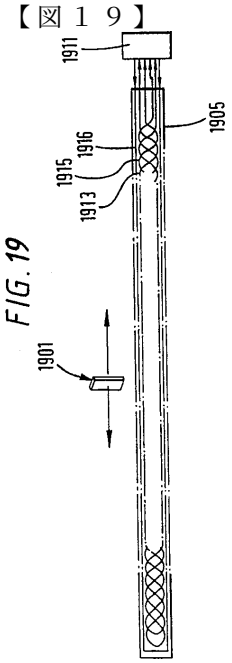
【図１８】

FIG. 18



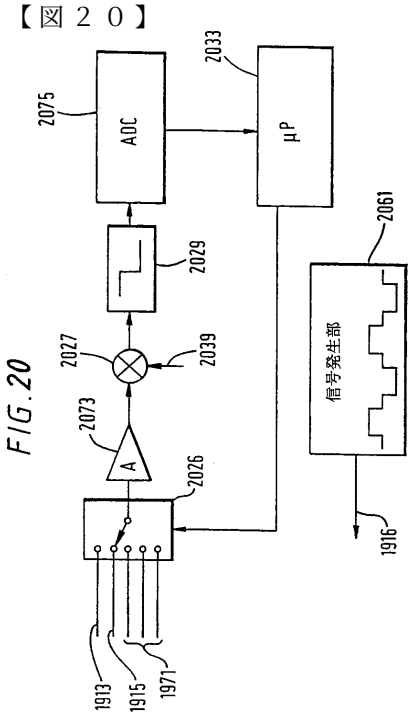
【図１９】

FIG. 19



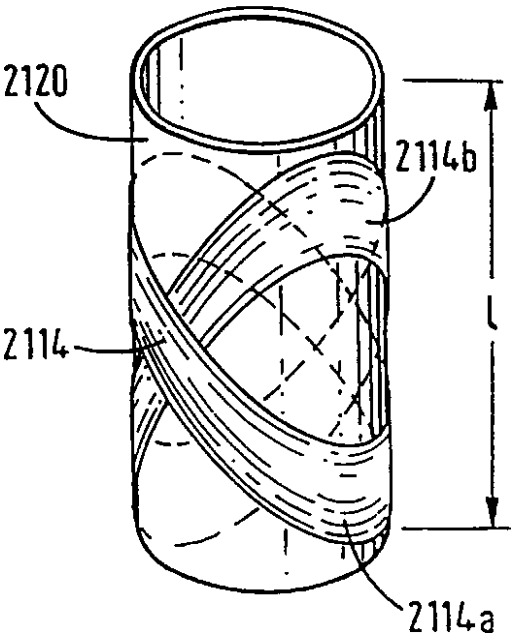
【図２０】

FIG. 20



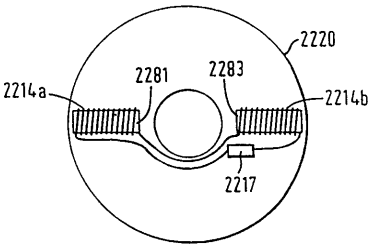
【図２１】

FIG. 21



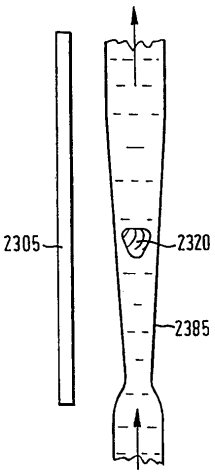
【図２２】

FIG. 22



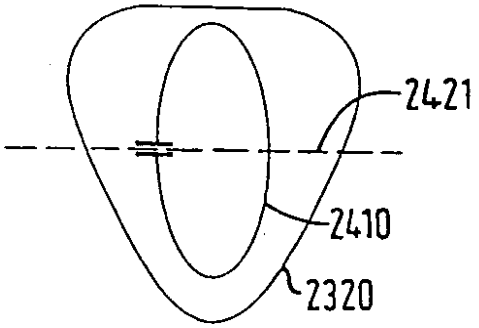
【図２３】

FIG. 23



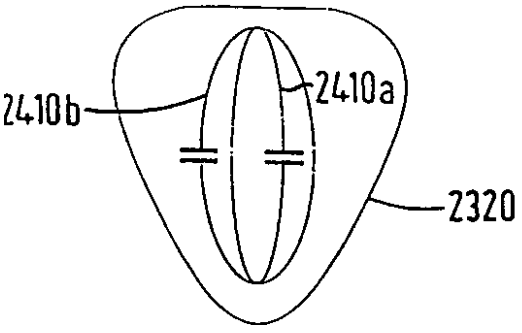
【図２４ａ】

FIG. 24a



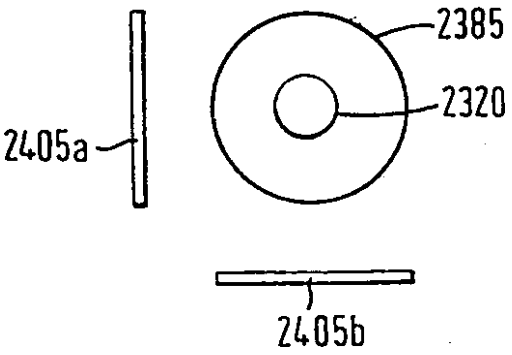
【図２４ｂ】

FIG. 24b



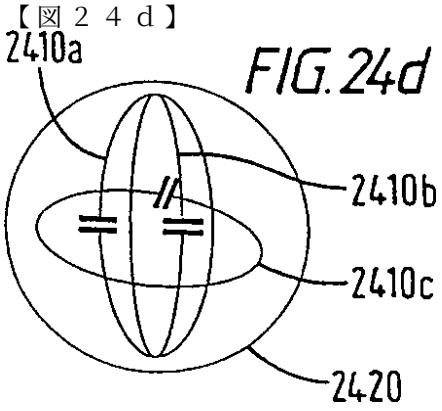
【図２４ｃ】

FIG. 24c

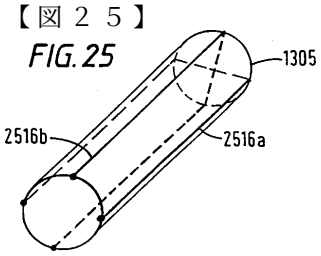


【図２４ｄ】

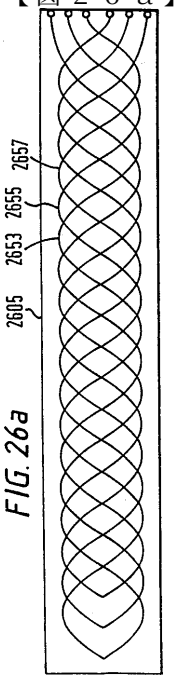
FIG. 24d



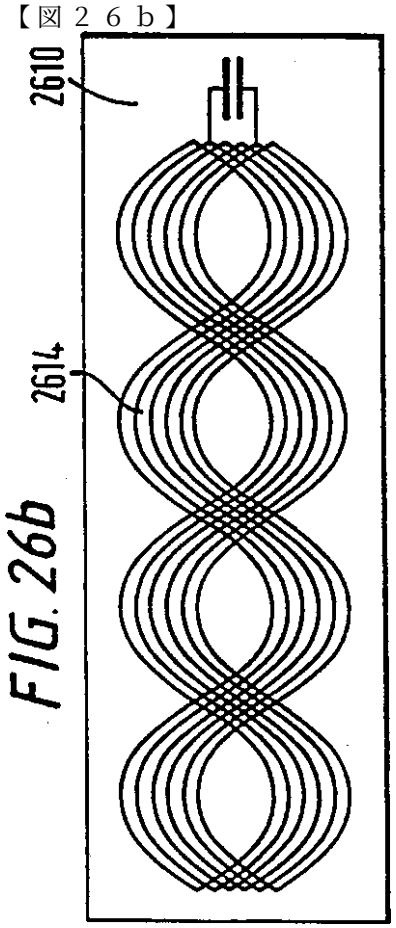
【図２５】



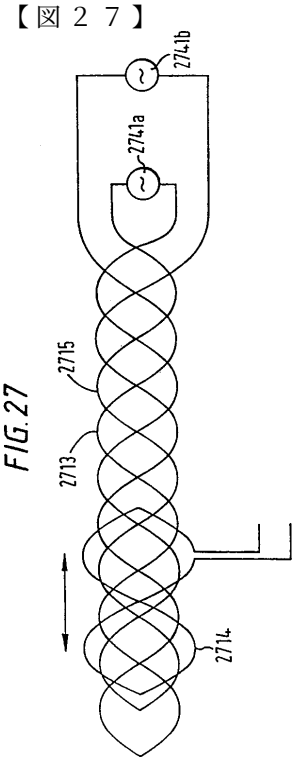
【図２６ａ】



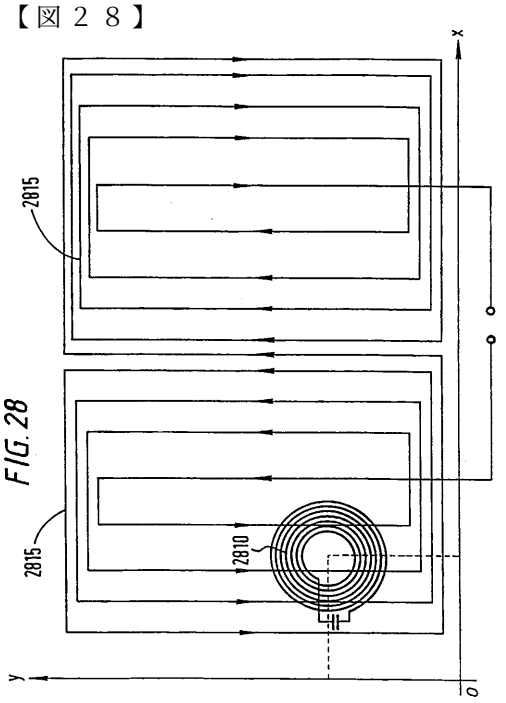
【図２６ｂ】



【図２７】

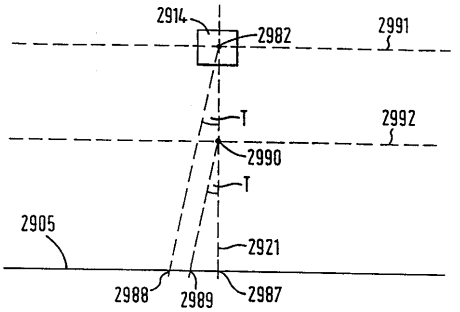


【図２８】



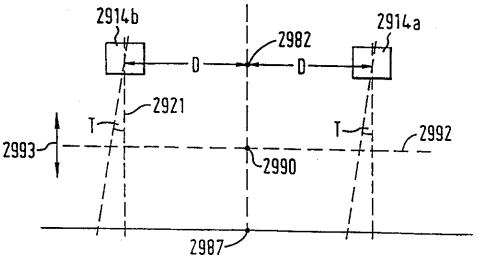
【図２９ａ】

FIG. 29a



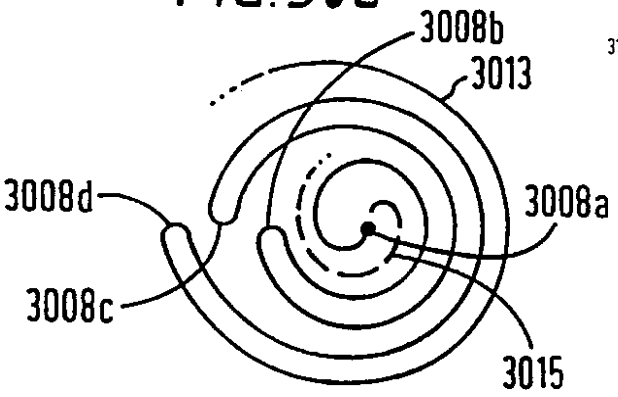
【図２９ｂ】

FIG. 29b



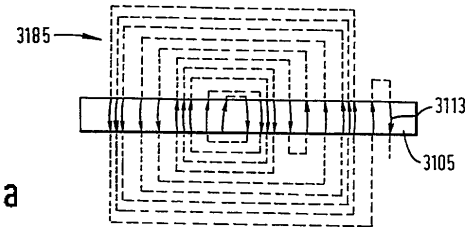
【図３０ａ】

FIG. 30a



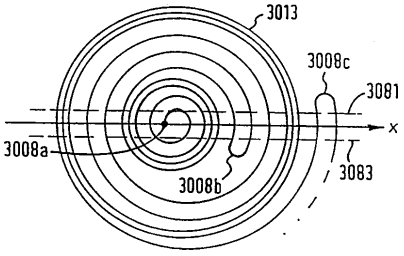
【図３１】

FIG. 31



【図３０ｂ】

FIG. 30b



フロントページの続き

(31)優先権主張番号 9420597.8
(32)優先日 平成6年10月3日(1994.10.3)
(33)優先権主張国 英国(GB)
(31)優先権主張番号 9423861.5
(32)優先日 平成6年11月25日(1994.11.25)
(33)優先権主張国 英国(GB)

(72)発明者 デイムズ, アンドリュー, ニコラス
イギリス国 シィービー２ ５エヌエイチ, ケンブリッジシィア, ハーストン, ハーストンミル（番地なし） サイエンティフィック ジェネリックス リミテッド内
(72)発明者 アレイ, デイビッド, トーマス, エリオット
イギリス国 シィービー２ ５エヌエイチ, ケンブリッジシィア, ハーストン, ハーストンミル（番地なし） サイエンティフィック ジェネリックス リミテッド内

審査官 井上 昌宏

(56)参考文献 特開昭４９－１０５５６１（ＪＰ，Ａ）
特開昭６２－２７１１１２（ＪＰ，Ａ）
米国特許第３６４７９６３（ＵＳ，Ａ）
欧州特許出願公開第１５９１９１（ＥＰ，Ａ２）
特開昭５０－２９６１（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl., ＤＢ名)
G01D 5/00 ～ 5/62
G01B 7/00 ～ 7/34