

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5676704号  
(P5676704)

(45) 発行日 平成27年2月25日 (2015. 2. 25)

(24) 登録日 平成27年1月9日 (2015. 1. 9)

(51) Int. Cl.	F I				
GO 1 D 5/12 (2006. 01)	GO 1 D	5/12	N		
GO 1 D 5/14 (2006. 01)	GO 1 D	5/14	H		

請求項の数 6 (全 32 頁)

(21) 出願番号	特願2013-170271 (P2013-170271)	(73) 特許権者	501105602
(22) 出願日	平成25年8月20日 (2013. 8. 20)		アレグロ・マイクロシステムズ・エルエルシー
(62) 分割の表示	特願2009-516495 (P2009-516495) の分割		アメリカ合衆国マサチューセッツ州01615, ウスター, ノースイースト・カットオフ 115
原出願日	平成19年5月31日 (2007. 5. 31)	(74) 代理人	100140109
(65) 公開番号	特開2013-253988 (P2013-253988A)		弁理士 小野 新次郎
(43) 公開日	平成25年12月19日 (2013. 12. 19)	(74) 代理人	100075270
審査請求日	平成25年8月20日 (2013. 8. 20)		弁理士 小林 泰
(31) 優先権主張番号	11/425, 567	(74) 代理人	100101373
(32) 優先日	平成18年6月21日 (2006. 6. 21)		弁理士 竹内 茂雄
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100118902
			弁理士 山本 修

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アナログ回転センサのための方法および装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

角度位置情報を生成するための磁気位置検知要素と、  
前記角度位置情報に対応する第 1 の波形を生成するための第 1 の信号生成器と、  
前記角度位置情報に対応する第 2 の波形を生成するための第 2 の信号生成器と、前記第 1 および第 2 の波形は、所定の量だけオフセットされ、  
前記第 1 の波形を反転して第 1 の反転波形を生成するための第 1 のインバータ、および前記第 2 の波形を反転して第 2 の反転波形を生成するための第 2 のインバータと、前記第 1 および第 2 の波形は、ほぼオフセット電圧で反転され、  
前記第 1 の波形、前記第 2 の波形、前記第 1 の反転波形および前記第 2 の反転波形から線形出力信号を生成するためのアナログ信号処理モジュールと、  
を備える、センサ。

【請求項 2】

前記第 1 および第 2 の波形を第 1 の領域内で前記信号処理モジュールによって使用して、かつ前記第 1 の反転波形および前記第 2 の反転波形を第 2 の領域内で使用して、前記線形出力信号を生成する、請求項 1 に記載のセンサ。

【請求項 3】

前記第 1 の領域は、前記位置検知要素について約 180 度の角度位置に対応する、請求項 2 に記載のセンサ。

【請求項 4】

前記第1および第2の領域のための領域表示器をさらに含む、請求項2に記載のセンサ。

【請求項5】

前記磁気センサは、前記磁気センサの最大角度誤差を抑えるために、複数の磁極対を有する磁石を含む、請求項1に記載のセンサ。

【請求項6】

第1および第2のダイ上に前記センサを設けることをさらに含む、請求項1に記載のセンサ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

当技術分野において知られているように、角度位置を決定するための様々な回転センサがある。1つのタイプのセンサでは、Hall効果モジュールを使用して、正弦および余弦信号を生成し、それらの信号から角度位置が決定可能である。このようなセンサは、デジタル処理を使用して、Hallセルから生成される正弦および余弦信号を処理する。アナログ・デジタル信号変換および他の因子により、このようなデジタル処理は、角度位置決定の速度および正確性に制限を課す。

【0002】

例えば、Austria Microsystemsによる部品番号AS5043は、ルックアップテーブルによる複雑な演算について繰返し計算を実施する座標回転デジタルコンピュータ(CORDIC)を使用して、Hall配列からの情報をデジタル的に処理する角度位置センサである。他のセンサは、類似のデジタル処理を使用して、様々な処理アルゴリズムを実施して、位置情報を計算する。

20

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

本発明は、アナログ信号処理を使用して、磁気センサによって生成される位相シフト波形から線形出力を生成する回転センサを提供する。一実施形態では、センサは、単一の基板上に設けられる。この配置により、効率的であり、費用効果の高いセンサが提供される。本発明は、特定の回路および信号処理の実装部を有するように、例示的な実施形態に示され、説明されるが、本発明は、本発明の範囲内にある様々なアナログ処理技術、実装部およびアルゴリズムに適用できることが理解される。

30

【課題を解決するための手段】

【0004】

本発明の一態様では、センサが、位置情報を提供するための磁気センサを含み、位置情報に対応する第1および第2の波形を生成するための信号生成モジュールを備える。任意選択の信号反転モジュールが、第1の波形を反転して第1の反転波形を生成し、第2の波形を反転して第2の反転波形を生成するために、信号生成モジュールに結合可能である。アナログ信号処理モジュールが、第1の波形、第2の波形、信号反転モジュールからの第1の反転波形および第2の反転波形のサブセットの代数操作を行い、線形位置出力電圧信号を生成するために、任意選択の信号反転モジュールに結合可能である。

40

【0005】

センサの実施形態は、様々な機能を含むことが可能である。例えば、信号反転モジュールは、第1および第2の波形を第1の領域に出力し、第1および第2の反転波形を第2の領域に出力することが可能であり、ただし、第2の領域は、第1および第2の波形が反転しなければ、出力が非線形になる位置範囲に対応する。領域表示ビットが、第1または第2の領域に、位置範囲を示すことが可能である。第1の領域は、約180度に及ぶことが可能である。第1の領域は、 $-\sin(\ ) > \cos(\ )$ に対応することが可能であり、ただし、 $-\sin(\ )$ は、およそオフセット電圧の正弦波の反転を示し、 $\sin(\ )$ および $\cos(\ )$ は、サインソイドと関連する振幅およびオフセットを実施し、は、

50

磁気センサにおける回転磁石の角度を示す。第1の領域は、約315度から約135度についての範囲に対応することが可能である。第1の領域における出力(output)は、  
【0006】  
【数1】

$$\text{output} = \frac{A \sin(\theta) + \text{offset}}{\frac{1}{k} (A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2\text{offset})}$$

【0007】

によって定義可能であり、ただし、 $\theta$  は、磁気センサにおける回転磁石の角度を示し、オフセット(offset)は、アースに対する第1および第2の波形の垂直オフセットであり、Aは、第1および第2の波形の振幅であり、kは、出力の利得および垂直オフセットに影響を及ぼす実数である。信号処理モジュールは、アナログ乗算器を含むことが可能である。センサは、単一の基板上に設けられることが可能である。センサは、最大角度誤差を抑えるための波形周波数を増大させるために、複数の極ペアを有する磁石を含むことが可能である。

10

【0008】

本発明の別の態様では、センサが、角度位置情報を生成するための磁気位置検知要素と、角度位置情報に対応する第1の波形を生成するための第1の信号生成器、および角度位置情報に対応する第2の波形を生成するための第2の信号生成器であって、第1および第2の波形は、所定の量によってオフセットされる、信号生成器とを含む。センサは、第1の波形を反転して第1の反転波形を生成するための第1のインバータ、および第2の波形を反転して第2の反転波形を生成するための第2のインバータであって、第1および第2の波形は、およそオフセット電圧で反転する、インバータと、第1の波形、第2の波形、第1の反転波形および第2の反転波形から線形出力信号を生成するためのアナログ信号処理モジュールとをさらに含むことが可能である。

20

【0009】

センサは、1つまたは複数の様々な機能を含むことが可能である。第1および第2の波形を第1の領域内で信号処理モジュールによって使用して、かつ第1の反転波形および第2の反転波形を第2の領域内で使用して、線形出力信号を生成することが可能である。第1の領域は、位置検知要素について約180度の角度位置に対応することが可能である。領域表示器が、第1または第2の領域の動作を示すことが可能である。

30

【0010】

本発明の別の態様では、センサが、位置センサを含む信号生成手段と、信号生成手段に結合されている信号反転手段と、位置センサの角度位置に対応する出力信号を生成するために、信号反転手段に結合されているアナログ信号処理手段とを含む。一実施形態では、センサは、単一の基板上に設けられる。

【0011】

本発明の別の態様では、方法が、磁気位置検知要素を含む信号生成モジュールを備えるステップと、信号反転モジュールを信号生成モジュールに結合するステップと、位置検知要素からの情報に対応する線形出力信号を生成するために、アナログ信号処理モジュールを信号反転モジュールに結合するステップとを含む。

40

【0012】

方法は、単一の基板上に、信号生成モジュールと、信号反転モジュールと、信号処理モジュールとを備えるステップ、位置検知要素からの情報に対応する第1および第2の波形を生成するステップ、ならびに第1および第2の波形を反転して、線形出力信号を生成するステップのうちの1つまたは複数を含むことが可能である。

【0013】

本発明の上述の機能ならびに本発明自体は、図面の以下の説明により、より十分に理解可能である。

50

## 【図面の簡単な説明】

【0014】

【図1】本発明による例示的なアナログ角度センサのブロック図である。

【図1A】本発明によるセンサの位置を形成することが可能であるHall要素を示す図である。

【図2】モデル化された正弦および余弦信号、正弦および余弦信号の平均、ならびに式1の相互関係に基づいた出力信号のグラフである。

【図3】反転領域によるモデル化された正弦、余弦、平均および出力信号のグラフである。

【図4】線形および非線形出力領域についての領域表示信号を示しているグラフである。 10

【図5】本発明によるアナログ角度センサの例示的な回路実装部を示す図である。

【図6】図5の回路の信号生成部分の回路図である。

【図7】図5の回路の信号反転部分の回路図である。

【図8】図5の回路の信号処理部分の回路図である。

【図9】図9は、本発明による例示的なセンサパッケージを示す図である。

【図9A】図9Aは、第1および第2のダイを有するセンサのブロック図である。

【図10】本発明の例示的な実施形態により、角度センサによって生成される信号を示すグラフである。

【図11】環状磁石およびセンサならびに正弦および余弦信号を示す図である。

【図11A】正弦および余弦信号を生成することが可能であるドーナツ形の多極の磁石を示す図である 20

【図12】図11の配列によって生成される信号を示すグラフである。

【図13】環状磁石およびセンサならびに正弦および余弦信号を示す図である。

【図14】環状磁石およびセンサならびに正弦および余弦信号を示す別の図である。

【図15】シヌソイド信号の1周期にわたって生成されるランプを含む信号を示すグラフである。

【図16】第1の領域の復号ビットを示すグラフである。

【図17】第2の領域の復号ビットを示すグラフである。

【図18】例示的な実装部の回路図である。

【図19】図18の回路のシミュレーションを示すグラフである。 30

【図20】補完的な波形平均化を示すグラフである。

【図21】波形平均化の例示的な実装部を示す回路図である。

【図22】2つのオフセットHall要素および生成される信号を示す図である。

【図23】第1の信号処理ステップを示すグラフである。

【図24】第2の信号処理ステップを示すグラフである。

【図25】第3の信号処理ステップを示すグラフである。

【図26】入力利得率、入力角度および出力角度を示すグラフである。

【図27】例示的な実装部を示す回路図である。

【図28】図27の回路の別の例示的な実装部を示す回路図である。

【図29】第1の信号処理ステップを示すグラフである。 40

【図30】第2の信号処理ステップを示すグラフである。

【図31】第3の信号処理ステップを示すグラフである。

【図32】第4の信号処理ステップを示すグラフである。

【図33】第5の信号処理ステップを示すグラフである。

【図34】第6の信号処理ステップを示すグラフである。

【図35】例示的な実装部の回路図である。

【図36】図35の回路についてシミュレーションされた出力を示すグラフである。

【図37】AGCおよび/またはAOAタイミング回路の概略図である。

【図38】図37の回路における信号を示すグラフである。

【発明を実施するための形態】 50

## 【 0 0 1 5 】

図 1 は、磁気センサからの波形を生成するための信号生成モジュール 1 0 2 を有するアナログ位置センサ 1 0 0 を示し、その波形は、反転バージョンの波形を生成する任意選択の信号反転モジュール 1 0 4 に供給される。信号処理モジュール 1 0 6 が、波形のアナログ代数操作を実施する。信号操作モジュール 1 0 6 は、角度位置に比例する線形出力電圧を生成する。一実施形態では、センサは、単一のシリコン基板上に設けられる。

## 【 0 0 1 6 】

図 1 A は、正弦波を生成するための第 1 の磁気センサ 1 5 4 と、余弦波を生成するための第 1 のセンサから 9 0 度で配置される第 2 の磁気センサ 1 5 6 とを有する永久磁石 1 5 2 を含む例示的な H a l l 効果素子 1 5 0 として示されている磁気センサを示している。回転磁石 1 5 2 の角度位置は、線形センサ出力を生成するために、正弦および余弦信号から決定可能である。例示的な実施形態では、センサ回路は、3 6 0 ° の検知範囲を有し、単一の電源装置上で動作する。

## 【 0 0 1 7 】

一実施形態では、センサ出力は、以下の式 1 に示される相互関係から生成され、

## 【 0 0 1 8 】

## 【 数 2 】

$$\text{output} = \frac{A \sin(\theta) + \text{offset}}{\frac{1}{k}(A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2\text{offset})} \quad \text{Eq (1)}$$

10

20

## 【 0 0 1 9 】

ただし、出力 (output) はセンサ出力であり、A は生成される正弦および余弦信号の振幅であり、オフセット (offset) はアースに対するシノソイド信号の垂直オフセットであり、k は任意の実数であり、その場合、k は、最終センサ出力の利得および垂直オフセットに影響を及ぼす。概して、k の値は、出力の数学的な値が所望の動作範囲内にあるように設定されなくてはならない。

## 【 0 0 2 0 】

図 2 は、式 1 についてモデル化された入力シノソイド信号および出力を示している。正弦波 2 0 0 および余弦波 2 0 2 が、正弦および余弦信号の平均信号 2 0 4 と共に示されている。出力信号 2 0 6 (  $\sin / (\sin / 2 + \cos / 2)$  ) もまた、示されている。  $\sin / (\sin / 2 + \cos / 2)$  が、式 1 によって示されているように、シノソイドと関連する振幅およびオフセットを実施していることに留意されたい。分かるように、式 1 は、以下の式 2 および 3 における相互関係が有効である場合、約 3 1 5 ° から 1 3 5 ° の第 1 の領域において、高い程度の線形性を有する出力信号 2 0 6 を生成する。

30

## 【 0 0 2 1 】

## 【 数 3 】

$$\text{offset} = \frac{\text{supply\_voltage}}{2} \quad \text{Eq (2)}$$

$$A = \frac{\text{supply\_voltage}}{2} - 0.5\text{volts} \quad \text{Eq (3)}$$

40

## 【 0 0 2 2 】

1 3 5 ° ~ 3 1 5 ° の第 2 の領域では、入力シノソイドは、第 1 の領域に比較すると、およそオフセット電圧で反転する。示されているモデルでは、A = 2 ボルト、オフセット (offset) = 2 . 5 ボルト、および k = 2 であると仮定される。

## 【 0 0 2 3 】

これらの測定を使用すると、式 1 についてのモデルは、出力信号が両方の領域に同程度の線形性を有し、2 つの領域にわたって周期的であるように修正可能である。1 つの特定の実施形態では、この修正形態は、図 3 に示されるように、波形が 1 3 5 ° ~ 3 1 5 ° (

50

第2の領域)の範囲内にある場合、その波形を反転することによって行われる。示されているように、正弦波形200'、余弦波形202'および平均信号204'は、 $135^\circ \sim 315^\circ$ の範囲で反転し、それは、 $-\sin(\quad)$ がおよそオフセット電圧の正弦波の反転を示し、式1によって説明されるように、 $\sin(\quad)$ および $\cos(\quad)$ がサインソイドと関連する振幅およびオフセットを実施する場合に、 $-\sin(\quad) > \cos(\quad)$ に対応する。例示的なパラメータは、 $A = 2$ ボルト、オフセット = 2.5ボルトおよび $k = 2$ である。

#### 【0024】

図4に示されるように、 $135^\circ \sim 315^\circ$ の反転または第2の領域は、領域表示器250を使用して識別可能であり、それは、 $-\sin(\quad) > \cos(\quad)$ かどうかを示すビットとして生成可能であり、ただし、 $-\sin(\quad)$ は、およそオフセット電圧の正弦波の反転を示し、 $\sin(\quad)$ および $\cos(\quad)$ は、サインソイドと関連する振幅およびオフセットを実施する。上述されたように、式1の修正モデルは、 $180^\circ$ の範囲にわたって周期的である出力を生成する。 $360^\circ$ の検知範囲を設けるためには、第1および第2の領域は、以下を使用して定義可能である。

$-\sin(\quad) > \cos(\quad)$ ならば、

出力領域 =  $0^\circ \sim 180^\circ$  (  $\quad$  が  $315^\circ$  から  $135^\circ$  に及ぶ場合の第1の領域 )

そうでなければ、

出力領域 =  $180^\circ \sim 360^\circ$  (  $\quad$  が  $135^\circ$  から  $315^\circ$  に及ぶ場合の第2の領域 )

あるいは、領域表示器250を使用して、線形ランプを形成するために、 $180^\circ \sim 360^\circ$ 、または第2の領域のセンサ出力を垂直に上方シフトさせることが可能である。垂直シフトの大きさは、変数 $k$ に左右される。

#### 【0025】

図5は、本発明によるアナログ位置センサ200について例示的な回路実装部を示している。センサ200は、図1の信号生成モジュール102、信号反転モジュール104および信号処理モジュール106についての例示的な実装部を含み、以下に詳細に説明される。

#### 【0026】

図6は、第1のHall効果素子302および第2のHall効果素子304を含む信号生成モジュール102の1つの回路実装部を示し、そのそれぞれの素子は、Hallプレート306と、オフセットトリミングおよび利得トリミングの入力部を有する増幅器308とを含む。あるいは、利得およびオフセットのトリミング値は、自動利得制御部および/または自動オフセット調整部などによって、調整可能である。第1のHall効果素子302は、 $\sin(\quad)$ 信号を出力し、第2のHall効果素子304は、 $\cos(\quad)$ 信号を出力し、ただし、 $\quad$ は、回転磁石の位置を示す。

#### 【0027】

示されている実施形態により、線形Hall効果素子を使用して、サインソイド信号の生成がもたらされるが、磁気抵抗(MR)、磁気トランジスタ、巨大磁気抵抗(GMR)センサ、または異方性磁気抵抗(AMR)センサなど、様々な他の磁気センサも使用可能である。加えて、サインソイド波形が示されているが、他の適切な波形を使用して、特定の用途の必要性に適合可能であることは理解される。

#### 【0028】

第1の信号インバータ310が、 $\sin(\quad)$ 信号を反転して $-\sin(\quad)$ 信号を生成し(ただし、 $-\sin(\quad)$ は、およそオフセットで反転する)、第2の信号インバータ312が、 $\cos(\quad)$ 信号を反転して $-\cos(\quad)$ 信号を生成する(ただし、 $-\cos(\quad)$ は、およそオフセットで反転する)。インバータ310、312により、 $\sin(\quad)$ 、 $-\sin(\quad)$ 、 $\cos(\quad)$ および $-\cos(\quad)$ 信号のそれぞれは、信号反転モジュール104(図7)に利用可能である。比較器314が、 $\cos(\quad)$ および $-\sin(\quad)$ を入力として受け取って、領域表示ビット(上述されたように、反転または非反転の正弦および余弦信号)を生成する。比較器314は、上述された $-\sin(\quad)$

10

20

30

40

50

) > cos ( ) の判定を実施して、領域表示ビットを生成する。

【 0 0 2 9 】

信号生成モジュール 1 0 2 はまた、例えば 5 V の調節された電圧源 3 1 6、および例えば、2 . 5 V のバイアス参照電圧 3 1 8 も含む。5 V の供給電圧が例示的な実施形態において使用されているが、式 ( 2 ) および ( 3 ) に示された相互関係を満たしながらも、使用される特定の電圧は変更可能である。

【 0 0 3 0 】

図 7 は、1 3 5 ° ~ 3 1 5 ° の ( 第 2 の ) 領域において、磁気センサ 3 0 2、3 0 4 ( 図 6 ) から生成される正弦波信号を反転させる例示的な信号反転モジュール 1 0 4 の回路実装部を示している。示されている実装部では、元の ( sin ( ) および cos ( ) ) 信号および反転信号 ( - sin ( ) および - cos ( ) ) は、2 入力アナログマルチプレクサ 3 5 0 に、入力として供給される。図 4 の領域表示ビット 2 5 0 に対応することが可能である比較器 3 1 4 の出力は、マルチプレクサ 3 5 0 の出力を制御する。すなわち、領域表示ビット 2 5 0 は、反転または非反転信号が、アナログマルチプレクサ 2 5 0 から出力されるかどうかを判定する。マルチプレクサ 2 5 0 の出力は、信号処理モジュール 1 0 6 への入力について、それぞれの増幅器 3 5 2、3 5 4 によりバッファリング可能である ( 図 8 ) 。

【 0 0 3 1 】

図 8 は、第 1 の抵抗 R 1 および第 2 の抵抗 R 2 を有する抵抗分割器を使用して、利得率 k を実施する例示的な信号処理回路 1 0 6 の実装部を示している。

【 0 0 3 2 】

【 数 4 】

$$\text{output} = \frac{A \sin(\theta) + \text{offset}}{\frac{1}{k}(A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2\text{offset})} \quad \text{Eq (1)}$$

【 0 0 3 3 】

を振り返ると、これは、例示的な実施形態では、k = 2 のためであることに留意されたい。抵抗 R 1 と R 2 の間のポイントにより、( sin ( ) + cos ( ) ) / 2 が生成される。この信号は、バッファリングされ、アナログマルチプレクサ 4 0 0 に入力される。sin ( ) 信号は、第 2 の入力 ( 式 1 における分子 ) としてアナログマルチプレクサ 4 0 0 に供給され、それは、アナログマルチプレクサ 4 0 0 を使用して、陰的除算を行う。回路が、式 4 による複素領域の線形性について波形反転を含むことは理解される。

【 0 0 3 4 】

1 つの特定の実施形態では、アナログマルチプレクサ 4 0 0 は、単一の供給に関して動作し、アースは、数学的ゼロに等しいと仮定する。他の回路の実施形態は、例えば、アース変動に関連する影響を回避するために、「アース」として、様々な電圧、例えば 0 . 5 V で動作することが可能であることは理解される。両方の入力信号が、数学的に正であると仮定されるので、この除算動作には、2 つの象限の除算 ( または乗算 ) が必要なだけであることに留意されたい。アナログマルチプレクサ 4 0 0 からの出力は、示されている実施形態では、0 . 5 V から 4 . 5 V の範囲での出力について、利得およびオフセット補正を行うために処理される。

【 0 0 3 5 】

図 5 の回路は、当業者にはよく知られている工程および技術を使用して、単一の基板上で実装可能である。

【 0 0 3 6 】

本発明は、単一の基板上のアナログ位置センサを達成するために、特定の代数的相互関係を実施するように主に示され、説明されているが、他の代数的相互関係も実施可能であることが理解される。

【 0 0 3 7 】

10

20

30

40

50

別の実施形態では、代替のアルゴリズムが以下に示すように実施可能である。式 1 を再度参照すると、

【 0 0 3 8 】

【 数 5 】

$$\text{output} = \frac{A \sin(\theta) + \text{offset}}{\frac{1}{k}(A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2\text{offset})} \quad \text{Eq.(1)}$$

【 0 0 3 9 】

ただし、出力 (output) はセンサ出力であり、A は生成される正弦および余弦信号の振幅であり、オフセット (offset) はアースに対する正弦信号の垂直オフセットであり、k は任意の実数であり、その場合、k は最終センサ出力の利得および垂直オフセットに影響を及ぼす。

10

【 0 0 4 0 】

本発明を示すために、式 1 は、式 4 に示されるように、

【 0 0 4 1 】

【 数 6 】

$$\text{output} = \frac{\pm A \sin(\theta) + \text{offset}}{\frac{A}{k}(\pm \sin(\theta) \pm \cos(\theta)) + 2\text{offset}} \quad \text{Eq. (4)}$$

20

【 0 0 4 2 】

または、以下の式 5 に示されるように、

【 0 0 4 3 】

【 数 7 】

$$\text{output} = \frac{A \sin(\theta) \pm \text{offset}}{\frac{A}{k}(\sin(\theta) + \cos(\theta)) \pm \text{offset}} \quad \text{Eq. (5)}$$

【 0 0 4 4 】

数学的に示されることが可能である。その場合、

$$2 \text{ オフセット} - (A \sin(\theta) + \text{オフセット}) > A \cos(\theta) + \text{オフセット} \quad \text{式 6}$$

または

【 0 0 4 5 】

【 数 8 】

$$\frac{A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2\text{offset}}{2} < \text{offset} \quad \text{Eq. (7)}$$

【 0 0 4 6 】

であるとき、反転、すなわち、「 - 」の項が加えられる。

40

【 0 0 4 7 】

アルゴリズムの代替の形態を得るために、式 5 は、以下のように単純化可能である。

式 8 の結果を生成するために、 $1/A$  によって分子および分母を乗算する。

【 0 0 4 8 】

【 数 9 】

$$\text{output} = \frac{k \sin(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A}}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A}} \quad \text{Eq. (8)}$$

50

【 0 0 4 9 】

式 9 に示されるように、加算および減算の  $\cos(\theta)$  の項を分子に挿入する。

【 0 0 5 0 】

【 数 1 0 】

$$\text{output} = \frac{k \sin(\theta) + \cos(\theta) - \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A}}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A}} \quad \text{Eq. (9)}$$

【 0 0 5 1 】

式 10 毎に、加算および減算の  $\sin(\theta)$  の項を分子に挿入する。

【 0 0 5 2 】

【 数 1 1 】

$$\text{output} = \frac{k \sin(\theta) - \sin(\theta) - \cos(\theta) + \sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A}}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A}} \quad \text{Eq. (10)}$$

【 0 0 5 3 】

式 11 に示されるように、分子において、 $\sin(\theta)$  を「 $k \sin(\theta) - \sin(\theta)$ 」の項からくり出す。

【 0 0 5 4 】

【 数 1 2 】

$$\text{output} = \frac{(k-1)\sin(\theta) - \cos(\theta) + \sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A}}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A}} \quad \text{Eq. (11)}$$

【 0 0 5 5 】

分子および分母の両方における共通の

【 0 0 5 6 】

【 数 1 3 】

$$\text{“} \sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A} \text{”}$$

【 0 0 5 7 】

に留意されたい。式 11 は、式 12 に示されるように、記されることが可能である。

【 0 0 5 8 】

【 数 1 4 】

$$\text{output} = 1 + \frac{(k-1)\sin(\theta) - \cos(\theta)}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A}} \quad \text{Eq. (12)}$$

【 0 0 5 9 】

定数項「1」が DC オフセットであると認識された場合、式 13 に示されるように、出力 (output) の全体的線形性を変えることにならないので、オフセット (offset) を削除することが可能であることに留意されたい。

【 0 0 6 0 】

10

20

30

40

【数15】

$$\text{output} = \frac{(k-1)\sin(\theta) - \cos(\theta)}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{k \times \text{offset}}{A}} \quad \text{Eq. (13)}$$

【0061】

ここで、kは、出力の最終利得およびオフセット(offset)にだけ影響を及ぼす定数であることを考慮されたい。この定数は、前述例に示されるように、k=2であるように固定可能である。これは、式14に示されることが可能である。

【0062】

10

【数16】

$$\text{output} = \frac{\sin(\theta) - \cos(\theta)}{\sin(\theta) + \cos(\theta) \pm \frac{2 \times \text{offset}}{A}} \quad \text{Eq. (14)}$$

【0063】

よく知られているように、 $\sin(\theta) + \cos(\theta) = 2\sin(\theta + 45^\circ)$ および $\sin(\theta) - \cos(\theta) = 2\sin(\theta - 45^\circ)$ であるので、式14は、式15のように、記されることが可能である。

【0064】

20

【数17】

$$\text{output} = \frac{\sqrt{2}\sin(\theta - 45^\circ)}{\sqrt{2}\sin(\theta + 45^\circ) \pm \frac{2 \times \text{offset}}{A}} \quad \text{Eq. (15)}$$

【0065】

式の右側の分子および分母を2で割ることにより、式16の相互関係が生じる。

【0066】

【数18】

$$\text{output} = \frac{\sin(\theta - 45^\circ)}{\sin(\theta + 45^\circ) \pm \frac{\sqrt{2} \times \text{offset}}{A}} \quad \text{Eq. (16)}$$

30

【0067】

分子におけるシヌソイド項、 $\sin(\theta - 45^\circ)$ は、分母におけるシヌソイド項、 $\sin(\theta + 45^\circ)$ とは、 $90^\circ$ の位相だけ異なることに留意されたい。このため、以下の式17に示されるように、分子および分母をそれぞれ $\sin(\theta)$ および $\cos(\theta)$ で置き換えることが可能である。

【0068】

【数19】

40

$$\text{output} = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta) \pm \frac{\sqrt{2} \times \text{offset}}{A}} \quad \text{Eq. (17)}$$

【0069】

これにより、反転ポイント(すなわち、「-」項を加えること)は、 $0 > \cos(\theta)$ に変わる。また、ここで、出力(output)の位相は、 $45^\circ$ だけ逆正接と位相がずれているのではなく、逆正接と同一に配列されている。

【0070】

次に、シヌソイドは、単位利得を有し、すなわち、 $\sin(\theta)$ はゼロオフセットを有

50

し、一方、cos( )は、有限オフセットを有する(すなわち、cos( )は、

【0071】

【数20】

$$\frac{\sqrt{2} \times \text{offset}}{A}$$

【0072】

と等しいオフセットを有する)。変数Aおよびオフセットは、正弦波の実際の利得およびオフセットをもはや示していないので、この定数を、bと呼ぶことが可能である数字と特定すべきである。式18に示された相互関係の結果を、再度記し直すと、

10

【0073】

【数21】

$$\text{output} = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta) \pm b}$$

Eq. (18)

【0074】

である。

出力(output)の線形性は、定数項の値によって決まる。先の例では、A = 2およびオフセット = 2.5Vと示した。直接的「推測」では、理想定数項bは、1.7678に近似的に等しい。出力の線形性は、bの値を変化させることによってわずかに改善可能である。式18の相互関係が、先の元の明細書に適合するように、要望通り、スケール可能であるということは認識されるであろう。sin( )およびcos( )がある利得Aを有する場合、定数bはまた、式19に示されるように、関数Aにならなくてはならない。

20

【0075】

【数22】

$$\text{output} = \frac{A \sin(\theta)}{A \cos(\theta) \pm Ab}$$

Eq. (19)

【0076】

自動利得制御部を使用することによって、または式20のよく知られている三角法の相互関係を使用することによって、Aの値を知ることが可能である。

30

【0077】

【数23】

$$A = \sqrt{(A \sin(\theta))^2 + (A \cos(\theta))^2}$$

Eq. (20)

【0078】

図9は、sin( )およびcos( )ピンと、領域表示器と、位置出力信号と共に、VccならびにGndの実例となるピン配列を有する例示的なセンサパッケージ500を示している。様々なピン配列の構成が可能であることは認識されるであろう。一実施形態では、センサパッケージは、単一の基板502上にセンサを含む。

40

【0079】

例示的なセンサの実装部では、ADC(アナログ・デジタル・コンバータ)など、様々な回路のLSB(最下位ビット)とインターフェースすることが可能になる供給電圧とレシオメトリックである角度センサの出力を供給することが望ましい場合がある。上述したものなど、分割ステージの出力が供給電圧とレシオメトリックであるためには、以下の相互関係が適用可能であり、すなわち、k = 0.4 \* 供給量、A = 0.4 \* 供給量、およびオフセット = 0.5 \* 供給量である。これらの相互関係が有効である限り、センサ出力は、レシオメトリックにスケールすることになる。あるいは、供給量 = 5Vであると仮定すると、Aおよびオフセットだけをレシオメトリックであることを可能にした場合、分

50

割ステージの出力は、（出力を削減しないと仮定すると）供給量がいかに低く減少するかということに関係なく、全く同一であることになる。レシオメトリは、供給量 / 5 によって、分割ステージの出力をスケールリングすることによって達成可能である。レシオメトリが他の機構を使用して達成可能であることは理解される。

【 0 0 8 0 】

本発明の例示的な実施形態により単一の基板上にアナログセンサを実装することにより、デジタル信号処理コアを有する従来のセンサと比較すると、ほとんど構成要素を含まない、より小型のパッケージが可能になる。1つの特定の実施形態では、センサが、単一のダイ上に A M R および回路を含む。他の実施形態では、角度センサが、G M R、A M R、G a A s、および様々なシリコン H a l l センサなどの複数のダイを有することが可能である。図 9 A に示されている1つの特定の実施形態では、角度センサが、回路のための C M O S 工程における第 1 のダイ D 1、およびセンサのための異なる H a l l プレートドープを施す第 2 のダイ D 2 を有する複数のダイを含む。他の実施形態には、信号処理による1つのダイ、ならびに2つの G a A s ダイおよび / または2つの M R ダイが含まれる。G M R ダイは、感度の異なる平面内で働き、それにより、センサは、適切に、例えば、回転軸の中心により近くに位置付けられることが必要になることを留意すべきである。加えて、製造費用は、削減されることになり、定常状態条件は、従来の素子に比べて、より早く到達されることになる。

【 0 0 8 1 】

本発明の別の態様では、角度センサが、より高い出力レゾリューションを可能にするために、正弦波周波数を増大させる。2つの 90° の機械的なオフセット磁石センサの上で双極性のディスク磁石を直径方向に回転させることにより、磁石センサの出力として正弦 / 余弦信号ペアが生成されることになることは知られている。磁石の 360° 1 回転は、正弦および余弦信号の1つの周期と対応することになる。360° 1 回転にわたって、正弦波の周波数を増大させることによって、より高い出力レゾリューションが角度検知において達成される。

【 0 0 8 2 】

上述したように、角度検知用途のための正弦 / 余弦信号のペアは、直径方向に回転する双極性のディスク磁石の中心周りで 90° の機械的オフセットに、2つの磁気センサを配置することによって生成可能である。直径方向の双極性ディスク磁石の中心周りで 90° の機械的オフセットに、2つの H a l l プレートを配置することにより、正弦 / 余弦信号ペアが生成される。

【 0 0 8 3 】

これらの2つの正弦波が、式 1 において上述されたアルゴリズムなど、角度検知アルゴリズムに、入力として使用される場合、出力は、図 10 に示されるように現れる。出力の最大角度誤差は、以下のように式 2 1 において計算され、

【 0 0 8 4 】

【 数 2 4 】

$$V_{\text{ERROR\_MAX}} = \text{MAX} \left( \theta_{\text{EXPECTED}}(\theta) - \frac{V_{\text{OUT}}(\theta) - V_{\text{OFFSET}}}{V_{\text{FULL\_SCALE}}} \times \theta_{\text{RANGE}} \right) \quad \text{Eq. (21)}$$

【 0 0 8 5 】

ただし、 $\theta_{\text{EXPECTED}}(\ )$  は、所与の角度における期待角度出力であり、 $V_{\text{OUT}}(\ )$  は、所与の角度における磁気センサの期待出力電圧であり、 $V_{\text{OFFSET}}$  は、出力電圧のオフセットであり、 $V_{\text{FULL\_SCALE}}$  は、出力電圧の最大電圧範囲であり、 $\theta_{\text{RANGE}}$  は、出力電圧ランプの角度範囲である。正弦信号 600 および余弦信号 602 は、出力電圧  $V_{\text{OUT}}(\ )$  604 と共に示されている。

【 0 0 8 6 】

誤差は出力  $\theta_{\text{RANGE}}$  の角度範囲の関数であることが式 2 1 から測定される。他の変

数が固定されたままでありながら、 $RANGE$  が減少する場合、最大角度誤差 ( $V_{ERROR\_MAX}$ ) は抑えられることが可能である。

【0087】

磁石の  $360^\circ$  1 回転にわたって、シナソイドの周波数を増大させることによって、 $RANGE$  を減少させることが可能である。例えば、環状磁石が直径方向の双極性ディスク磁石の代わりに使用される場合、より多くのシナソイドが単一の回転において生成可能である。例えば、3つの極ペアの磁石が使用される場合、シナソイドの周波数は、図11に示されるように、3の係数だけ増加し、そのため、 $RANGE$  は、図12に示されるように、3の係数だけ減少する。 $RANGE$  が所与の係数だけ減少する場合、 $V_{ERROR\_MAX}$  は、同じ係数だけ減少することになる。図11Aは、複数極の「ドーナツ」磁石を示す代替の実施形態を示している。磁化は、半径方向に、中心から外に向かう。

【0088】

図11の構成では、第1のセンサ650および第2のセンサ652が、奇数の極、すなわち、3つの極を有する環状磁石654上で90度だけオフセットされる。図12は、図11の構成についての信号をグラフに示している。正弦信号656、余弦信号658および出力  $V_{OUT}$  信号660が、 $RANGE$  662および  $V_{OFFSET}$  664と共に示されている。

【0089】

誤差の減少が、以下の式22および式23の計算に示されている。

【0090】

【数25】

$$V_{ERROR\_MAX} = \text{MAX} \left( \frac{\theta_{EXPECTED}(\theta)}{3} - \frac{V_{OUT}(\theta) - V_{OFFSET}}{V_{FULL\_SCALE}} \times \frac{\theta_{RANGE}}{3} \right) \quad \text{Eq. (22)}$$

$$V_{ERROR\_MAX} = \frac{1}{3} \text{MAX} \left( \theta_{EXPECTED}(\theta) - \frac{V_{OUT}(\theta) - V_{OFFSET}}{V_{FULL\_SCALE}} \times \theta_{RANGE} \right) \quad \text{Eq. (23)}$$

【0091】

環状磁石によりシナソイドの周波数を増加させることが、任意の数の極ペアの組合せに適用可能であることは理解される。所与の環状磁石が、同じ  $\sin(\ )$  および  $\cos(\ )$  の信号を生成するいくつかの異なった可能なセンサの配置を有することは可能であることに留意されたい。例示的な実施形態は、環状磁石を有するように示され、説明されているが、他の適切な素子を使用して波形を生成することも可能であることは理解される。

【0092】

図13および14は、2つの極ペアを有する環状磁石について例示的な磁気センサの配置を示している。図13は、第1および第2の極ペアを有する環状磁石700を示している。第1のセンサ702が、北/南の交点に配置され、第2のセンサ704が、約45度で分割するために隣接した南極内に配置されている。図14は、北/南極の交点に第1のセンサ752と、約135度で分割するために隣接していない南極内に第2のセンサとを有する環状磁石750を示している。分かるように、結果的に生じる正弦および余弦信号は、両方の構成について同じである。

【0093】

上述したように、領域表示ビットを使用して、シナソイド入力の単一の周期にわたって、2つの隣接した出力ランプを区別することが可能である。

【0094】

複数極の実施形態では、領域表示ビットを使用して、環状磁石の  $360^\circ$  の回転全体にわたって、複数の出力ランプを区別することが可能である。領域表示ビットをカウンタへの入力として使用することにより、磁石の動作の角度領域を決定することが可能である。

10

20

30

40

50

カウンタは、領域すべてを循環した後で、ゼロに戻ってリセットすることが可能である。この手法は、素子が、知られている角度領域（例えば、「磁石」についての4つの領域の磁化の場合では、0 ~ 90°）から開始する限り機能することになり、磁石は、一方の方向に回転する。磁石が両方の方向に回転する場合は、方向検出アルゴリズムと併用してアップ/ダウンのカウンタを使用して、動作の領域を決定することが可能である。しかし、素子は、知られている角度領域から開始しなくてはならない。

【0095】

式25によって与えられる角度領域に及ぶそれぞれのランプにより、以下の式24を使用して、環状磁石によって生成される出力ランプの数（すなわち、区別可能な領域の数）を計算することが可能である。

10

領域の数 = 2 × (ペアの極の数) 式24

$$R A N G E = 360^\circ \text{ 磁石回転} / \text{領域の数}$$

例えば、式24を使用して、2つの極ペアを有する環状磁石が、磁石の1つの完全な回転全体にわたって、4つの出力ランプに対応することを計算できる。ビットのそれぞれの変化は、90°の領域の変化と対応することになる（式25から）。動作の領域は、以下の表1に示されているように、区別可能になる。

【0096】

【表1】

表1 動作の領域

20

カウンタ状態	動作の領域
0	0 - 90°
1	90° - 180°
2	180° - 270°
3	270° - 360°

【0097】

図15に示されているように、領域表示ビットにより、シノソイド信号の1つの周期にわたって生成される第1のランプ802および第2のランプ804が区別される。領域表示ビットがカウンタに入力として送られる場合、カウンタを使用して、磁石の360°の回転全体にわたって、動作の4つの90°の領域を区別することが可能である。

30

【0098】

例示的な実施形態は、Hall効果センサの使用を論じているが、他のタイプの磁界センサもまた、Hall要素の代わりに、またはその要素との組み合わせで使用可能であることは、当業者には明らかであろう。例えば、素子は、異方性磁気抵抗（AMR）センサおよび/または巨大磁気抵抗（GMR）センサを使用することが可能になる。GMRセンサの場合では、GMR要素は、複数の材料の積重ね、例えば、線形スピバルブからなるセンサ、トンネル磁気抵抗（TMR）センサ、または超巨大磁気抵抗（CMR）センサの領域をカバーするように意図されている。他の実施形態では、センサは、軟質磁性要素の回転、および/または標的を検知するために、バックバイアス磁石を含む。

40

【0099】

本発明の別の態様では、Hall要素全体にわたって、単一の極の磁石を回転させることによって生成されるシノソイド信号の周波数を増大させるために必要である信号処理回路が、磁気センサからの出力電圧を処理し、式1で上述したものなど、角度検知アルゴリズムに適用される場合は、より優れたレゾリューションを得るのに使用可能なより大きな周波数の信号を生成する。

【0100】

上述したように、正弦および余弦入力からの線形出力は、2つの個別のHall要素全

50

体にわたって、単一の双極磁石を回転させることによって生成可能である。線形化された信号により、出力における y 電圧の変化は、x 度の回転に直接、対応する。つまり、本発明の例示的な実施形態により、入力正弦波の周波数を増大させることにより、360°の周期にわたって、線形出力ランプの数を増大させることによって、出力レゾリューションが増大する。

【0101】

以下の三角法の倍角恒等式を使用して、入力正弦波の周波数を増大させることが数学的に可能である。

【0102】

$$\sin(2\theta) = 2\sin(\theta)\cos(\theta) \quad \text{式26}$$

$$\cos(2\theta) = \cos^2(\theta) - \sin^2(\theta) \quad \text{式27}$$

式26および27によって生成される倍加された周波数信号が、式1の角度検知機構に、入力として送信される場合、出力は、360°の回転全体にわたって、4つの線形ランプを有することになる。この線形ランプの倍加により、角度検知の全体的レゾリューションの倍加がもたらされる。

【0103】

出力は、0°~90°、90°~180°、180°~270°および270°~360°の間の4つのランプを区別するために復号される。復号は、例えば、以下の表1に示されるように、4つのビットを使用して行われることが可能になる。表1は、各出力ランプの動作の領域を区別するための復号ビットを示す。

【0104】

【表2】

表1

角度領域	復号ビット1の値	復号ビット2の値
0-90°	LOW	LOW
90°-180°	LOW	HIGH
180°-270°	HIGH	LOW
270°-360°	HIGH	HIGH

【0105】

例示的な実施形態では、復号ビット1が以下に示されるように、生成可能である。

【0106】

【数26】

$$\sin(\theta + 22.5^\circ) = \frac{\sqrt{2}}{4} \left( (1 + \sqrt{2}) \sin(\theta) + \cos(\theta) \right)$$

【0107】

$\sin(\theta + 22.5^\circ) > \text{オフセット}$ ならば

Bit1 = LOW

そうでなければ

Bit1 = HIGH

ただし、オフセットは、数学的ゼロ（例えば、アース）に対する正弦波信号の垂直オフセットである。復号ビット1を決定する際の複雑性は、様々な角度検知相互関係の出力における -45°の位相シフトの結果であることに留意されたい。-45°の位相シフトを変えることは可能であり、したがって、式1に示されているものとは異なるアルゴリズム形態を使用することによって、比較工程が単純化される。

10

20

30

40

50

## 【0108】

先の表1における復号ビット2についての信号を生成するために、以下の相互関係が利用可能である。

$-\sin(2\theta) > \cos(2\theta)$ ならば

Bit 2 = LOW

そうでなければ

Bit 2 = HIGHである。

## 【0109】

図16は、復号ビット1、1001についての出力1000に関するタイミング図を示し、図17は、復号ビット2、1002についてのタイミング図を示している。

10

## 【0110】

図18は、上述した角度検知機構の例示的な概略実装部1010を示している。回路1010は、正弦入力1012および余弦入力1014を含む。領域回路1016が復号ビット1を生成する。代数回路1018が式26および27を実施して、 $\sin(2\theta)$ および $\cos(2\theta)$ を図5に示される回路などの角度検知回路1020に供給する。代数回路1018は、2と、 $\sin^2(\theta)$ が減じられる $\cos^2(\theta)$ とによって乗じられるコンポーネント信号 $\sin(\theta)$ および $\cos(\theta)$ を生成する。

## 【0111】

図19は、図18の回路についてシミュレーションされた出力1044を示している。シミュレーションされた入力正弦信号1040および入力余弦信号1042は、周波数が1kHzである。レゾリューションを上げるために周波数を増大させることは、入力信号の任意の分数により達成可能であることに留意されたい。例えば、

20

## 【0112】

## 【数27】

$$\sin\left(\frac{3}{2}\theta\right) = \sin\left(\theta + \frac{\theta}{2}\right) = \sin(\theta) \left( \pm \sqrt{\frac{1+\cos(\theta)}{2}} \right) + \cos(\theta) \left( \pm \sqrt{\frac{1-\cos(\theta)}{2}} \right) \quad \text{Eq.}$$

(28)

$$\cos\left(\frac{3}{2}\theta\right) = \cos\left(\theta + \frac{\theta}{2}\right) = \cos(\theta) \left( \pm \sqrt{\frac{1+\cos(\theta)}{2}} \right) + \sin(\theta) \left( \pm \sqrt{\frac{1-\cos(\theta)}{2}} \right) \quad \text{Eq.}$$

(29)

## 【0113】

である。

## 【0114】

出力における線形ランプの数は、入力の周波数に比例し、すなわち、例えば、式28および29を使用すると、3つの線形出力ランプがあることになる。復号回路は、線形ランプのそれぞれについて動作の領域を区別することが可能である。

40

## 【0115】

本発明の別の態様では、角度検知出力が第2の信号と補完可能である非線形の波形を有し、それにより、2つの信号の平均が、高い程度の線形性を有することになる。

## 【0116】

式1が以下にコピーされ、

## 【0117】

【数 2 8】

$$\text{output} = \frac{A \sin(\theta) + \text{offset}}{\frac{1}{k}(A \sin(\theta) + A \cos(\theta) + 2\text{offset})} \quad \text{Eq. (1)}$$

【0 1 1 8】

ただし、出力 (output) はセンサ出力であり、A は生成される正弦および余弦信号の振幅であり、オフセットはアースに対するシヌソイド信号の垂直オフセットであり、k は任意の実数である。波形が領域内で反転されて、360度全体にわたって同一程度の線形性を達成する場合 (式 4 を参照のこと)、 $-\sin(\ ) > \cos(\ )$  ならば、マイナス記号が加えられる。式 1 に関して代数操作を行うことにより、それは、以下の式 30 に示されるその線形特性を妨げることなく、より単純な数学的形態で表されることが可能であるということが明らかになる。

10

【0 1 1 9】

【数 2 9】

$$\text{output} = \frac{A \sin(\theta)}{A \cos(\theta) \pm \text{offset}} \quad \text{Eq. (30)}$$

【0 1 2 0】

ただし、出力 (output) はセンサ出力であり、A は生成される正弦および余弦信号の振幅であり、オフセット (offset) は、アースに対する余弦の垂直オフセットである。マイナス記号は、 $\cos(\ ) < 0$  ならば、加えられる。式 1 および 30 の出力は、正確に線形でないが、入力シヌソイドの 1 つの周期が磁石の 360 度 1 回転と対応すると仮定すると、理論上の最高条件の最大誤差が  $\pm 0.33$  度であることを思い出されたい。

20

【0 1 2 1】

非線形の波形を生成する式 30 におけるオフセットの値について、値を選択することも可能である。その場合、第 1 の波形に補完的な非線形性を有する第 2 の波形を生成することが可能である。一実施形態では、これは、以下の式 31 に示されるように、式 30 のわずかに修正されたバージョンを使用することによって行われる。第 1 および第 2 の波形の平均は、式 30 だけの最高条件の誤差より高い程度の線形性を有することが可能である。

30

【0 1 2 2】

上述の式 30 および以下の式 31 を考慮されたい。

【0 1 2 3】

【数 3 0】

$$\text{output} = \frac{A \sin(\theta)}{Ak \cos(\theta) \pm \text{offset}} \quad \text{Eq. (31)}$$

【0 1 2 4】

ただし、k はスケール係数である。A およびオフセット (offset) は、両方の式について同一の値を有することに留意されたい。k = 0.309 およびオフセット (offset) = 1.02A の値を選択することにより、図 20 に示される波形が生成される。式 30 の出力 1100 および式 31 の出力 1102 は、2 つの波形の平均がより高い程度の線形性を有するように、それらのそれぞれの非線形性は相互補完的であることを示している。結果的に生じる出力は、先に選択されたオフセットおよび k の値についての最高条件の最大誤差が 0.029 度である。

40

【0 1 2 5】

波形 1100、1102 を平均化することにより、最高条件の最大誤差が 0.029° である出力が生じる。これは、発明的である補完的な波形を平均化しないのと比べて、1 けた小さい。

【0 1 2 6】

50

最終出力 (output) は、以下の式 3 2 によって説明され、

【 0 1 2 7 】

【 数 3 1 】

$$\text{output} = \frac{1}{2} \left( \frac{A \sin(\theta)}{A \cos(\theta) \pm \text{offset}} + \frac{A \sin(\theta)}{A_k \cos(\theta) \pm \text{offset}} \right) \quad \text{Eq. 32}$$

【 0 1 2 8 】

ただし、A は正弦および余弦の振幅であり、オフセット(offset) は余弦のオフセットであり、k はスケーリング係数である。反転 (すなわち、マイナス記号) は、 $\cos(\ ) < 0$  のとき、加えられる。添付の図 2 1 は、回路における式 3 2 の例示的な実装部を示している。

10

【 0 1 2 9 】

ここに説明されている同じ平均化の技術は、式 3 3 に示されるように、種々のオフセットを有する式 3 0 によって生成される 2 つの波形に関して行われることが可能になることに留意されたい。

【 0 1 3 0 】

【 数 3 2 】

$$\text{output} = \frac{1}{2} \left( \frac{A \sin(\theta)}{A \cos(\theta) \pm \text{offset1}} + \frac{A \sin(\theta)}{A_k \cos(\theta) \pm \text{offset2}} \right) \quad \text{Eq. (33)}$$

20

【 0 1 3 1 】

例えば、offset 1 = 1 . 3 6 および offset 2 = 4 . 7 6 ならば、式 3 3 の出力 (output) は誤差が約  $\pm 0 . 1 5 ^\circ$  であることになる。

【 0 1 3 2 】

本発明の別の態様では、回路が、2 つの磁気センサと、2 つのセンサ出力から導かれる第 3 の正弦信号を生成するために必要な信号処理回路とを集積化する。3 つの信号を使用して、正弦信号のうち 2 つの間の位相差が、トリミングされる。2 つの正弦信号間の位相差をトリミングすることにより、角度検知、歯車検知および他の用途に有利になることが可能である。この機能は、

最終的なセンサ取付け中に、配置公差が形成されること (すなわち、角度センサに対するディスク磁石の位置ずれ)、

30

単一の基板上に存在しない 2 つの Hall または MR センサの相対的配置に影響を及ぼす配置公差が形成されること、

の結果として、センサの位置ずれをトリミングする場合に、特に有利である。これは、シリコン信号処理ダイが 2 つ以上の GaAs の Hall プレートまたは MR (磁気抵抗センサ) と相互作用する場合に有利になる。

【 0 1 3 3 】

角度検知用途に必要な正弦 / 余弦信号のペアを生成するための従来の手法は、回転磁石の中心の周りに  $90^\circ$  の機械的オフセットにおいて、2 つの Hall プレートを配置することである。この手法の弱点は、Hall プレートの  $90^\circ$  の機械的オフセットにおけるいずれの位置ずれにより、正弦信号と余弦信号との間の位相誤差が生じることである。機械的な位置ずれの一次的原因は、素子パッケージの上に磁石を正確に位置合わせする能力がエンドユーザにないことによってもたらされる。例えば、5 ミルの磁石配置の位置ずれにより、約  $\pm 8 . 3 3 ^\circ$  までの位相誤差が生じる可能性がある。このような位相誤差は、逆正接アルゴリズムについて、約  $\pm 8^\circ$  の角度誤差に変換する。位相誤差は、角度検知アルゴリズムにおける誤差の主要な原因のうち 1 つである。

40

【 0 1 3 4 】

本発明の例示的な実施形態により、Hall / MR 生成の正弦 / 余弦信号ペア間の位相差は、以下に詳細に説明されるように、トリミングされる。このトリミングは、 $\cos(\ )$  が  $90^\circ$  のオフセットセンサを使用して構成される場合、実施することが困難になる

50

可能性があることに留意されたい。

【0135】

式34、35および36における相互関係を利用して、本発明の例示的な実施形態によりトリミングを行うことが可能である。

$$C \sin(\alpha + \beta) = A \sin(\alpha) + B \sin(\beta) \quad \text{式34}$$

【0136】

【数33】

$$C = \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos(\alpha + \beta)} \quad \text{Eq. (35)}$$

$$\gamma = \arccos\left(\frac{A \cos(\alpha) + B \cos(\beta)}{C}\right) \operatorname{sgn}\left(\frac{A \sin(\alpha) + B \sin(\beta)}{C}\right) \quad \text{Eq. (36)}$$

10

【0137】

ただし、A、BおよびCは、それらのそれぞれのシノソイドの利得であり、 $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$ は、それらの位相である。 $\cos(\gamma)$ を構成するための例示的な技術が、以下に説明される。

【0138】

図22に示されるように、最初に、第1のHall信号 $S_1$ および第2のHall信号 $S_2$ が、Hall要素1200、1202それぞれによって生成される。仮に $S_1 = A \sin(\alpha)$ とし、ただし、Aはある任意利得である。 $A \sin(\alpha)$ は参照信号であり、そのため、それと関連する位相誤差を有していないと仮定されることに留意されたい。仮に $S_2 = A \sin(\alpha + \beta)$ とし、ただし、 $90^\circ < \beta < 180^\circ$ である。例えば、 $A = 1$ および $\beta = 125^\circ$ ならば、 $S_1 = \sin(\alpha)$ および $S_2 = \sin(\alpha + 125^\circ)$ である。 $S_1$ に対する機械的位相オフセットにおいて第2のHallを配置することによって、 $S_2$ を生成されたい。

20

【0139】

2つの生成される信号は、以下の式37、38および39を使用して、余弦と関連し合うことが可能である。

$$C \cos(\gamma) = A \sin(\alpha) + G A \sin(\alpha + \beta) \quad \text{式37}$$

【0140】

【数34】

$$G = \frac{1}{\cos(\beta)} \quad \text{Eq. (38)}$$

30

$$C = A \sqrt{\frac{1}{\cos^2(\beta)} - 1} \quad \text{Eq. (39)}$$

【0141】

ただし、Gは利得率であり、Cは結果的に生じる余弦信号の振幅である。

【0142】

第2の信号 $S_2$ は、Gによって得られることが可能である。 $\beta = 125^\circ$ である場合、 $G = 1.74$ であることが計算可能である(式38)。結果的に、図23に示されるように、 $S_2 = 1.74 \sin(\alpha + 125^\circ)$ になる。

40

【0143】

次に、仮に $S_3 = S_1 + S_2$ とする。式37が示すように、 $S_3 = C \cos(\gamma)$ であり、ただし、Cは式39を使用して計算可能である。例では、図24に示されるように、 $C = 1.43$ であるので、 $S_3 = 1.43 \cos(\gamma)$ であり、ただし、 $A \sin(\alpha)$ および $G A \sin(\alpha + \beta)$ は、 $C \cos(\gamma)$ を得るために加えられる。

【0144】

次いで、第3の信号 $S_3$ は減衰し、それにより、その振幅は、第1の信号 $S_1$ の振幅と

50

一致する。これにより、図 25 に示されるように、 $S_1 = \sin(\quad)$  および  $S_3 = \cos(\quad)$  が生成される。

【0145】

上述したように、位相シフトされた余弦信号を構成した後、余弦の位相は、トリミング可能である。余弦は、2つの機械的にオフセットされた Hall 要素全体にわたって磁石を回転させることから生成される信号を加えることによって構成された。 $S_1$  ( $A \sin(\quad)$  に等しい) は、参照信号であるので、それと関連する位相誤差を有していないと仮定されたい。 $S_3$  の位相は、 $S_2$  の位相 および  $S_2$  の利得率  $G$  の両方によって決定される。 $S_3 = C \sin(\quad + \quad)$  であり、ただし、 $\quad$  は、以下の式 40 に示される。

【0146】

【数 35】

$$\gamma = \arccos\left(\frac{1 + G \cos(\beta)}{\sqrt{G^2 + 2G \cos(\beta) + 1}}\right) \quad \text{Eq. (40)}$$

【0147】

$C \sin(\quad + 90^\circ) = C \cos(\quad)$  であるので、 $\quad$  は  $90^\circ$  に等しいと理想的である。

【0148】

$S_2$  は、磁石の位置ずれにより、位相誤差を有する可能性があり、その位相誤差は、 $S_3$  の位相に直接、影響を及ぼすことになることは知られている。しかし、以下の実施例に示されるように、 $S_2$  の利得を調整することによって、 $S_3$  の位相の誤差をトリミングすることが可能である。

【実施例】

【0149】

以下の信号を生成することが期待されると仮定されたい。

【0150】

$$S_1 = \sin(\quad)$$

$$S_2 = G \sin(\quad + 125^\circ) = 1.74 \sin(\quad + 125^\circ)$$

$$S_3 = C \sin(\quad + 90^\circ) = 1.43 \sin(\quad + 90^\circ) = 1.43 \cos(\quad)$$

しかし、磁石の位置ずれにより、以下が生じる。

【0151】

$$S_1 = \sin(\quad)$$

$$S_2 = 1.74 \sin(\quad + 115^\circ)$$

$$S_3 = 2.14 \sin(\quad + 80.54^\circ)$$

$S_3$  の位相は、 $S_2$  の利得を変えることによって「固定」可能である。 $G = 1.74$  である代わりに、仮に  $G = 2.37$  とする。これにより、 $S_2 = 2.37 \sin(\quad + 115^\circ)$  および  $S_3 = 2.14 \sin(\quad + 90^\circ)$  になる。

【0152】

図 26 は、 $S_1$  に対する  $S_2$  の機械的なオフセットである  $\quad$  のいくつかの選択について、利得率  $G$  がいかに出力位相  $\quad$  に影響を及ぼすかを示している。出力曲線がおよそ  $90^\circ$  で急勾配であればあるほど、利得率  $G$  を変えることによって、 $\quad$  を微調整することは容易になる。つまり、およそ  $90^\circ$  でより急勾配な曲線の場合、利得誤差は、最終出力角度にほとんど影響を及ぼさない。これは、以下の表 I で計算され、その表は、 $90^\circ$  位相シフトされた信号を構成する能力に関して入力位相  $\quad$  の効果を要約している。以下の表 1 は、入力位相  $\quad$  が減少すると、角度解像度が増加する。利得率  $G$  は角度解像度が  $\pm 1\%$  の範囲内で達成できると仮定して計算されている。

【0153】

10

20

30

40

【表 3】

表 1

センサ実際の 位相 $\beta$	利得率 G の 理想値	出力利得 C の 計算値	理想 $90^\circ$ からの 位相誤差
$95^\circ$	11.474	11.430 A	$\pm 0.06^\circ$
$105^\circ$	3.864	3.732 A	$\pm 0.16^\circ$
$115^\circ$	2.366	2.145 A	$\pm 0.28^\circ$
$125^\circ$	1.743	1.428 A	$\pm 0.44^\circ$
$135^\circ$	1.414	A	$\pm 0.59^\circ$
$145^\circ$	1.221	0.700 A	$\pm 0.83^\circ$
$155^\circ$	1.103	0.466 A	$\pm 1.29^\circ$

10

## 【 0 1 5 4 】

20

実際の適用では、 $\beta$  についての最良の選択は、恐らく  $115^\circ$  である。 $\beta < \pm 10^\circ$  と仮定すると、余弦位相の最悪の場合の正確性は、 $\pm 0.44^\circ$  になる。次のステップは、C の利得を調節することであり、それにより、それは A と一致するようになる。構成余弦のこの数学的工程は、図 27 における例示的な回路に実装される。余弦信号は、2つの入力 Hall 信号、 $A \sin(\beta)$  および  $A G \sin(\beta + \theta)$  から生成される。 $\beta$  における位相の位置ずれについて調整するために、利得ステージは、調節されなくてはならない。本実施例では、 $A = 0.5 V$ 、 $G = 2.366$  および  $\theta = 115^\circ$  と仮定されている。

## 【 0 1 5 5 】

余弦位相をトリミングするために使用される同じ技術が、正弦位相をトリミングすることに適用可能である。より具体的には、式 39 を配列し直すことにより、式 41 における結果がもたらされる。

30

$$S_1 = S_3 - S_2 \quad \text{または}$$

$$A \sin(\beta) = C \cos(\beta) - G A \sin(\beta + \theta) \quad \text{式 41}$$

$A \sin(\beta)$  を位相シフトするために、 $S_2$  の出力に、別の利得ステージが加えられ、その場合、式 41 が適用可能である。以下を考慮されたい。

$$S_4 = X S_2$$

$$Y A \sin(\beta + \theta) = C \cos(\beta) - X G A \sin(\beta + \theta) \quad \text{式 42}$$

ただし、X および Y は利得率であり、 $\theta$  はシフトされた角度である。これらの変数は、余弦について、先に確かめられた同じ原理を使用して計算可能である。図 28 は、 $A \sin(\beta)$  の位相調節が、いかにして図 27 の余弦構成回路に加えられ得るかを示している。

40

## 【 0 1 5 6 】

本発明の別の態様では、シヌソイドであることが可能である単一の波形を使用して、対応する余弦信号を生成する。当技術分野で知られているように、角度検知回路を開発する際の 1 つの障害は、先の状況を記憶することに依存することなく、シヌソイド入力を線形化することである。上述したように、線形出力が、2つのシヌソイド入力から生成可能であり、例えば、正弦および余弦信号は、2つの空間的に位相シフトされた Hall 要素全体にわたって、単一極の磁石を回転させることから生成される。本発明の例示的な実施形態では、三角法の恒等式は、その対応する余弦信号を構成するために、単一のシヌソイド入りに適用される。一実施形態では、入力シヌソイドに対応する三角波が、生成される。この三角波の生成には、先の状況をまったく記憶する必要がない。

50

【0157】

三角法の恒等式、 $\sin^2(\theta) + \cos^2(\theta) = 1$ の利点を利用すると、式42に示されるように記されることが可能であり、

$$A^2 \sin^2(\theta) + A^2 \cos^2(\theta) = A^2 \quad \text{式42}$$

ただし、Aは利得率であり、 $\theta$ は角度位置であり、 $\cos(\theta)$ の絶対値が求められる。式42を配列し直すことにより、式43の結果がもたらされ、

【0158】

【数36】

$$|A \cos(\theta)| = +\sqrt{A^2 - A^2 \sin^2(\theta)}$$

Eq. (43)

10

【0159】

修正された $\cos(\theta)$ が生成される。この恒等式における2乗項は、すべての値を正にするので、正確な $\cos(\theta)$ 信号が直接、計算されることは不可能である。正確な $\cos(\theta)$ を計算するためには、適切なポイントにおいて修正された信号を反転することになる表示ビットが必要である。

【0160】

先に示されたように、線形出力が、修正されたサイン信号を使用して計算可能である。サイン入力、その対応する余弦信号を構成することによって、線形化可能である。最初に、サイン入力 $A \sin(\theta)$ が、図29に示されるように、生成される。サインは、形態 $A^2 \sin^2(\theta)$ を有するために、図30に示されるように操作される。次いで、 $|A \cos(\theta)|$ が、図31に示されるように計算可能である。次のステップにより、式44および45における法則に従うように、定数Gによって、 $A \sin(\theta)$ および $|A \cos(\theta)|$ が得られる。

20

【0161】

図33に示されるように、反転「ケイン型」波形は、 $G A \sin(\theta)$ を $G |A \cos(\theta)|$ に加えることによって生成される。ケイン型波形は、追加の動作により、2の係数によって、 $G A \sin(\theta)$ および $G |A \cos(\theta)|$ より大きくなる。図34に示されているように、したがって、「ケイン型」波形は、出力利得およびオフセットにおいてトリミング可能である出力を修正された $G |A \cos(\theta)|$ によって分割可能である。出力波形は、元のサインのピークおよび谷と対応する。

30

【0162】

例示的な実施形態における最適な結果では、式44および45における相互関係が正確でなくてはならず、

$$G A = 0.596 \text{ (オフセット)} \quad \text{式44}$$

$$\text{オフセット} = 0 \quad \text{式45}$$

ただし、Gは上述した利得率であり、オフセットは数学的ゼロ（例えば、アース）に対してサイン信号の垂直オフセットである。誤差原因がない理想的な場合では、最小非線形性は、 $0.328^\circ$ である。サインを線形化するためのこの手順は、図35に示されている例示的な回路などの回路に実装可能である。回路の出力は、入力サイン1300および三角形の出力1302について、図36のシミュレーションされた結果に示されている。この実施例の場合、入力サインは、周波数が1kHzである。

40

【0163】

このアルゴリズムを360度の角度検知用途に利用するために、出力のマイナスに傾斜した部分を識別する方法が必要である。しかし、これは、180度のセンサには必要にならない。この識別は、マイナスに傾斜した部分を反転し、 $0 \sim 180^\circ$ の領域を $180^\circ \sim 360^\circ$ の領域と区別することになる表示ビットの形態であることが可能である。この表示ビットは、磁界の極性、すなわち、北または南を識別するために使用される追加の磁界センサの形態をとることが可能である。この表示ビットがなければ、アルゴリズムは、 $0 \sim 180^\circ$ の領域しか可能にならない。出力は、出力の位相が $-45^\circ$ の位相シフトで

50

はなく、 $-90^\circ$ の位相シフトを有する式1の機構とは異なることに留意されたい。式1の実施形態についての位相シフトは、 $0^\circ$ を出力が最小値にあるポイントであると考えられる。

【0164】

本発明の別の態様では、入力正弦波の利得およびオフセットは、最終出力誤差を抑えるために制御される。自動利得制御部（AGC）および自動オフセット調整部（AOA）が上述した角度検知の実施形態に適用可能である。例えば、一実施形態はオフセット調整DAC（デジタル・アナログ）と、電流DACから入力電流を受け入れる利得セルトランスコンダクタとを使用して、増幅器の利得を制御する。本明細書に引用して援用する米国特許第7,026,808号、米国特許第6,919,720号および米国特許第6,815,944号は、例示的なAGC回路を示し、本明細書に引用して援用する2006年4月17日に出版された米国特許出願第11/405,265号には、例示的なAOA実施形態が開示されている。

10

【0165】

別の実施形態では、利得制御部を有する回路は、入力が $A_1 \sin(\quad)$ および $A_2 \cos(\quad)$ であるという事実に依存し、ただし、 $A_1$ および $A_2$ は、信号の利得値である。信号が一致した利得を有すると仮定される場合（すなわち、 $A_1 = A_2 = A$ ）、実際の利得Aを求めるために三角法の恒等式

【0166】

【数37】

$$A = \sqrt{(A \sin(\theta))^2 + (A \cos(\theta))^2}$$

20

【0167】

を回路内に実施可能である。ある係数Aによって、正弦波をスケールングすることにより（ただし、Aは、先の式を使用して計算される）、空隙変位による変動にかかわらず、最終的な一定利得がもたらされることになる。利得制御のこの方法は、ゼロオフセットと、一致した利得とを有する信号には効果的であり、それは、他のAGC法と併用して使用可能である。

【0168】

利得およびオフセットが、例えば、回線検査の終了時に、および/または顧客の最終検査時にトリミング可能であることは理解される。また、素子の起動時にも調整可能であり、または、運転モード中に動的に変更することも可能である。

30

【0169】

利得およびオフセットの動的な調整が、動作中に求められる場合、素子は調整モードを有効または無効にする較正ピンを有することが可能である。このピンはまた、AGCおよびAOA補正が出力に与えられる更新速度を制御することも可能になる。更新周波数は、タイミング機構によって制御可能になり、またはアルゴリズムの最終出力ランプの低下端遷移と対応することが可能になる。

【0170】

図37および38は、タイミング機構を介して、運転モード中にAGCおよびAOAの速度を制御するための例示的な技術を示している。較正ピンCAL上の外部コンデンサCが、中央ノードを充電する。コンデンサC上の電圧が $V_{REF}$ に達すると、比較器COが作動し、コンデンサは放電する。比較器COの出力は、瞬間的に高く振動することになる。AOAおよびAGCの補正は、比較器が高く振動するときはいつでも更新可能である。異なるサイズのコンデンサを選択することにより、比較器の振動の速度を制御することが可能である。CALピンをLOWに結合することにより、動的な更新モードが遮断されることになる。

40

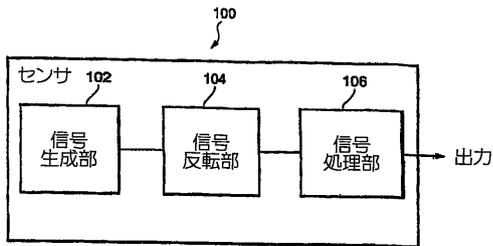
【0171】

当業者は、上述された実施形態に基づいた本発明の別の特徴および利点を認識するであろう。したがって、本発明は、添付の特許請求の範囲によって示される場合を除いて、具

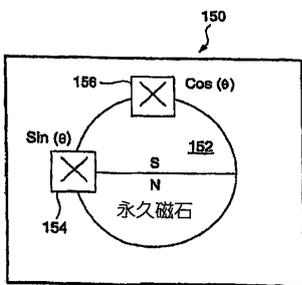
50

体的に示され、説明されてきたことによって限定されるべきではない。本明細書に述べられたすべての公報および参考文献は、全体的に本明細書に引用して明示的に援用する。

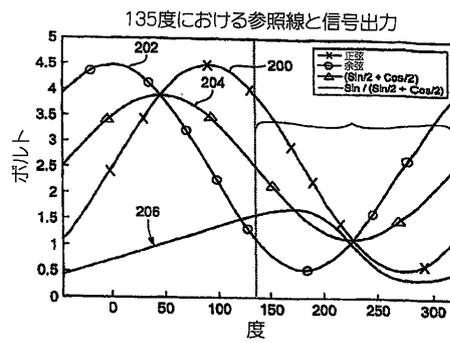
【図1】



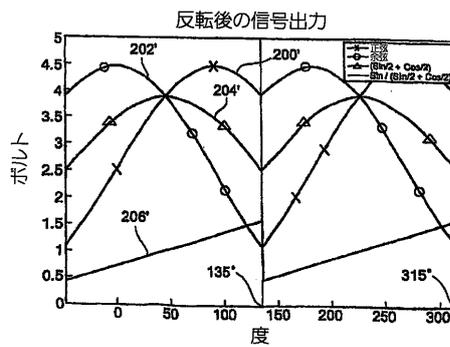
【図1A】



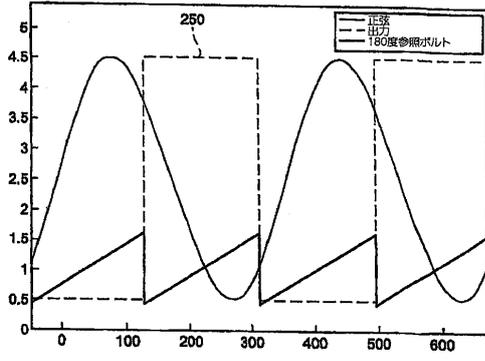
【図2】



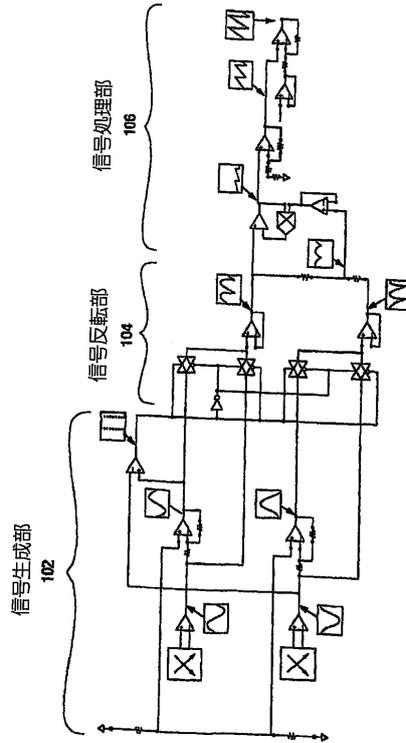
【図3】



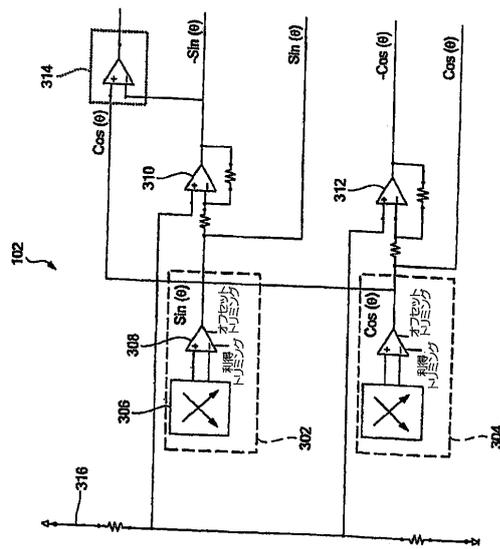
【図4】



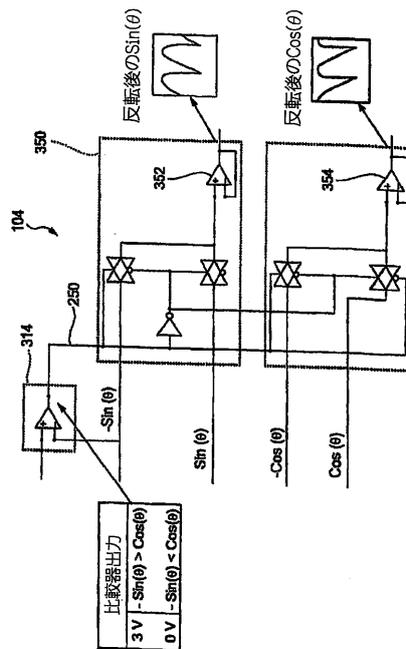
【図5】



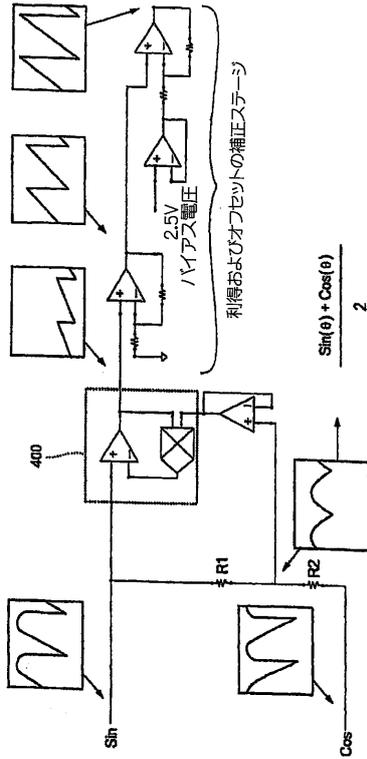
【図6】



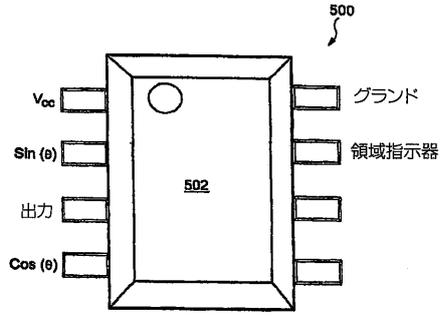
【図7】



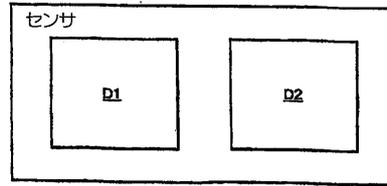
【図 8】



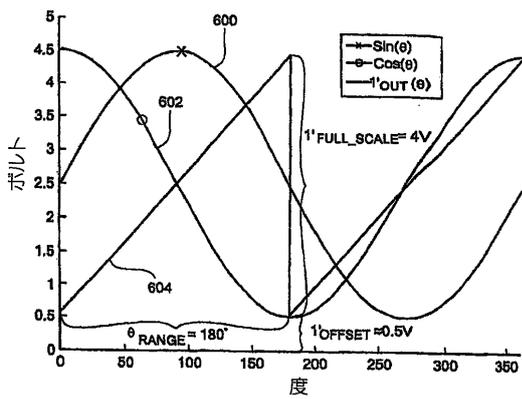
【図 9】



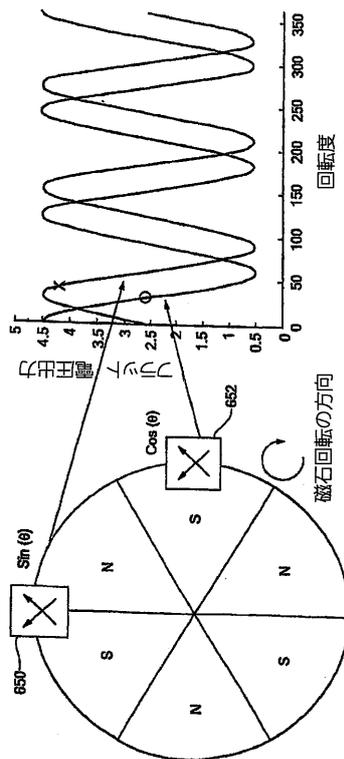
【図 9 A】



【図 10】



【図 11】



【図11A】

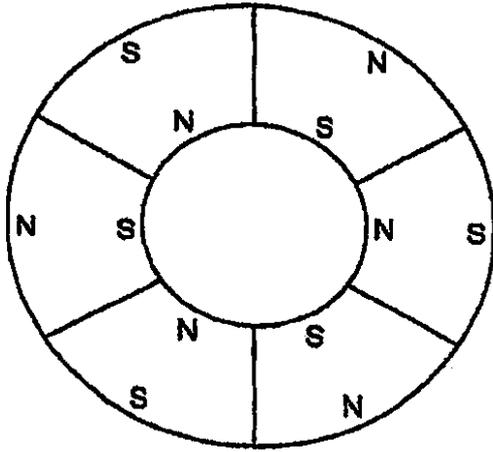
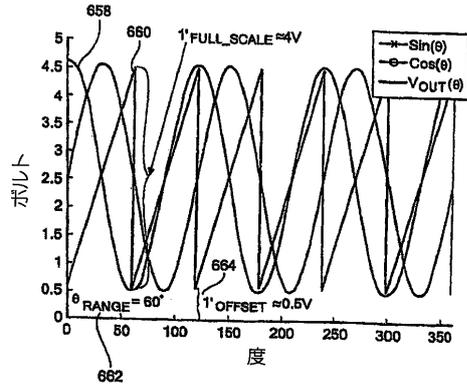
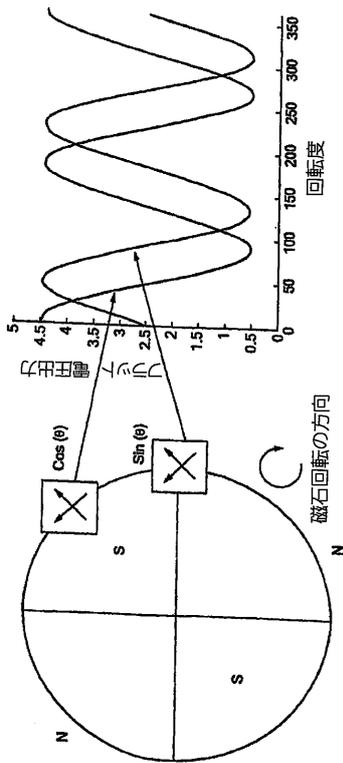


FIG. 11A

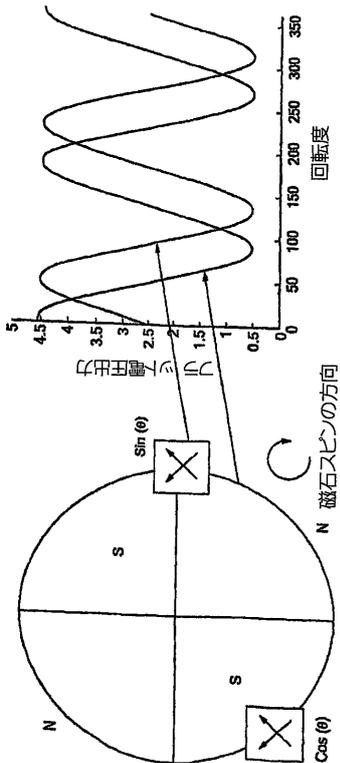
【図12】



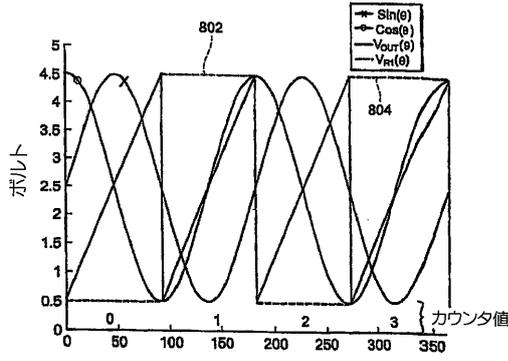
【図13】



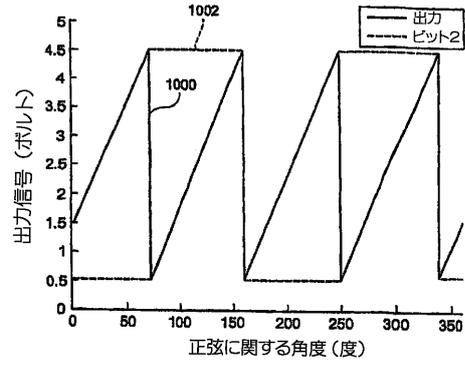
【図14】



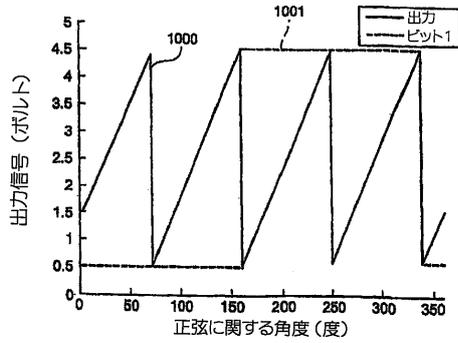
【図15】



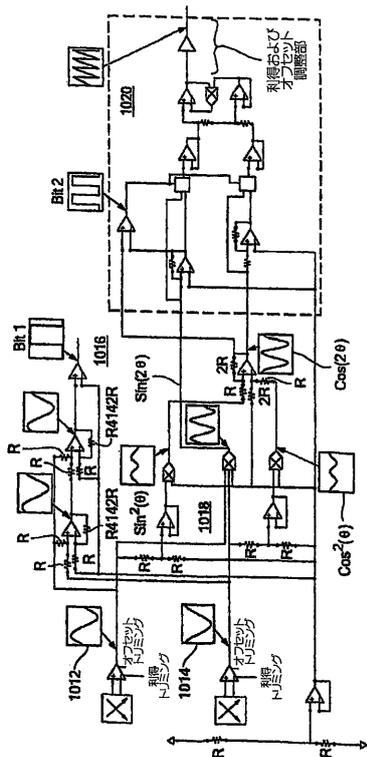
【図17】



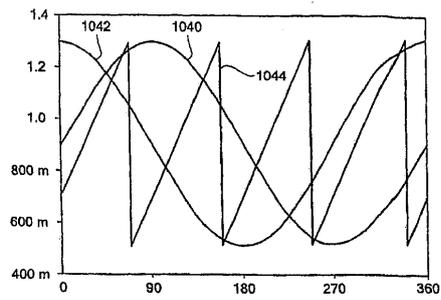
【図16】



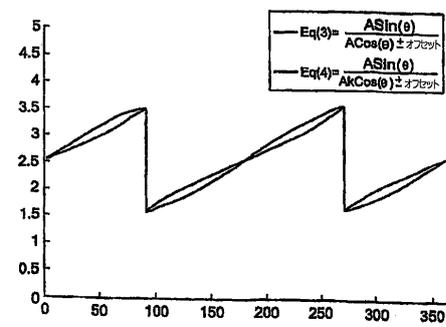
【図18】



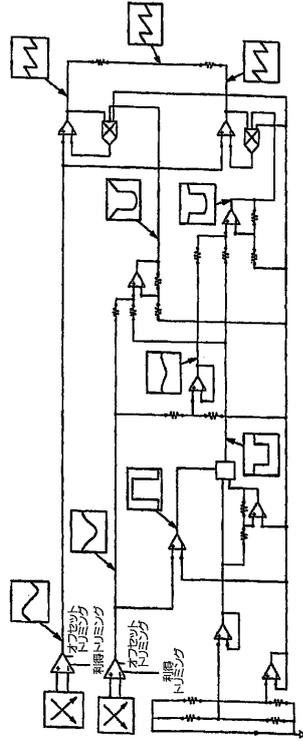
【図19】



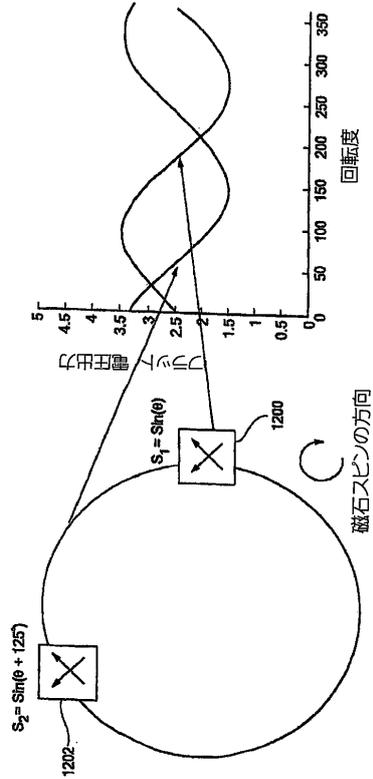
【図20】



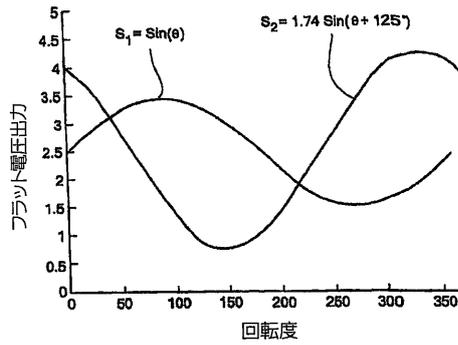
【図 2 1】



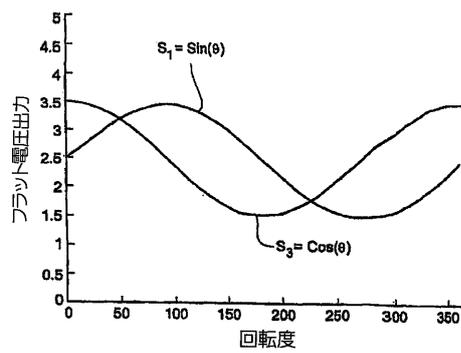
【図 2 2】



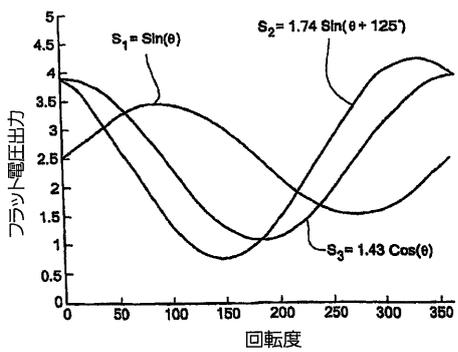
【図 2 3】



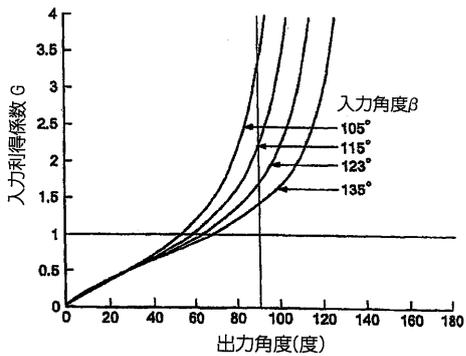
【図 2 5】



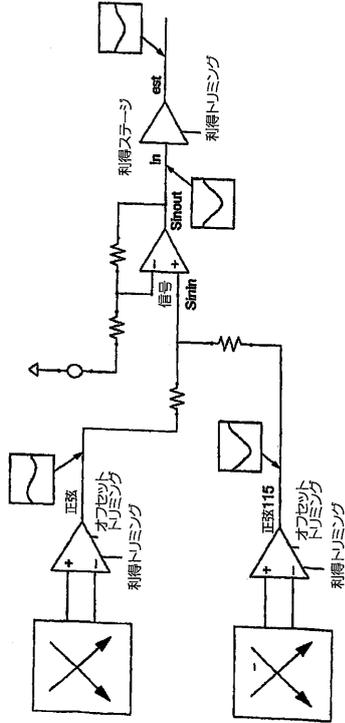
【図 2 4】



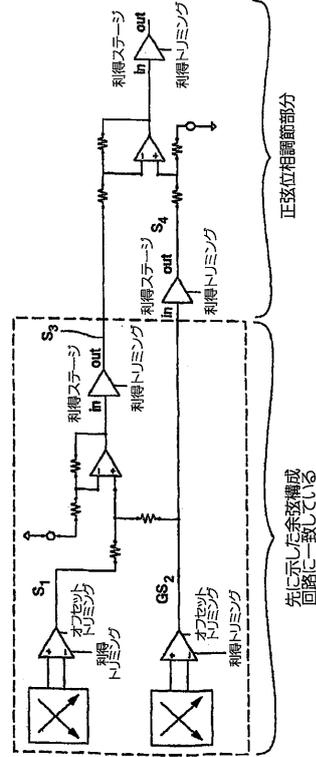
【図 2 6】



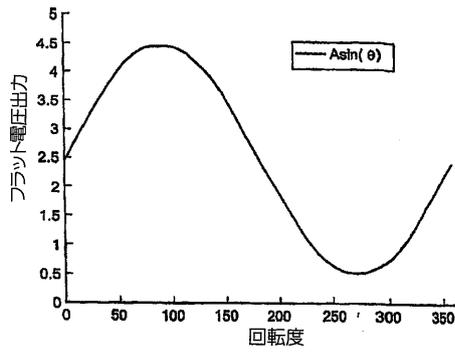
【図 27】



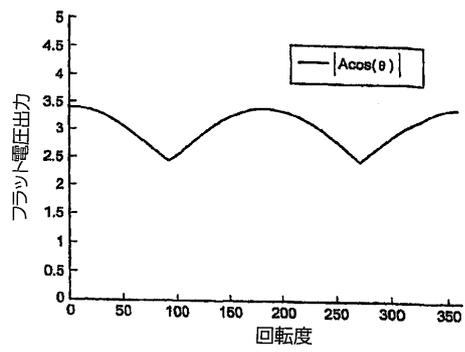
【図 28】



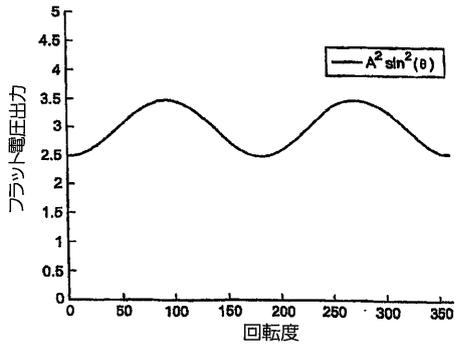
【図 29】



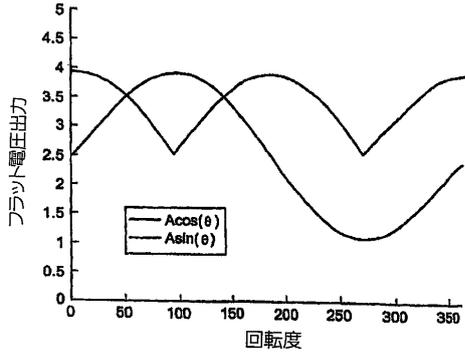
【図 31】



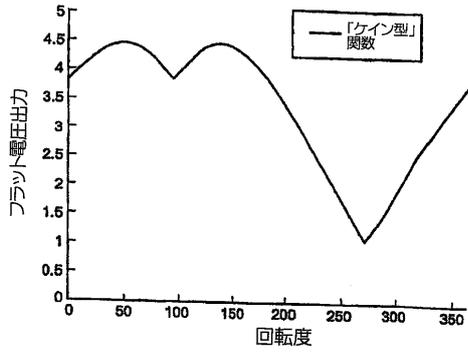
【図 30】



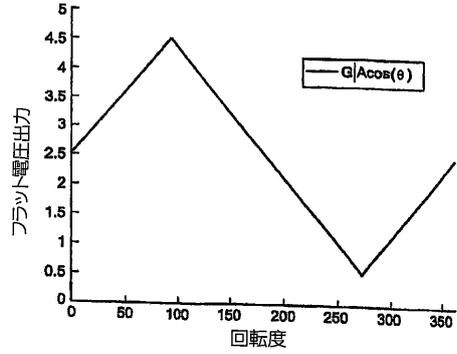
【図 32】



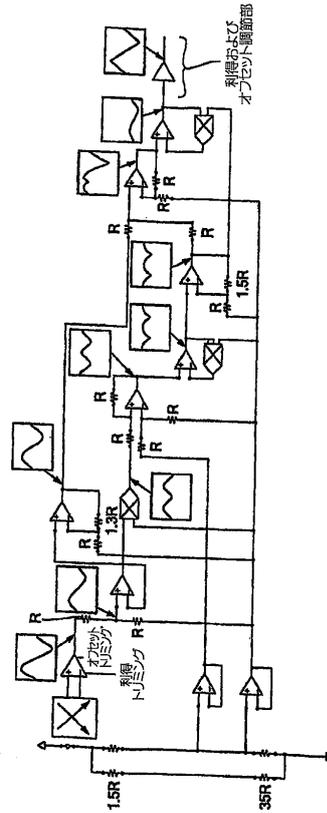
【図 3 3】



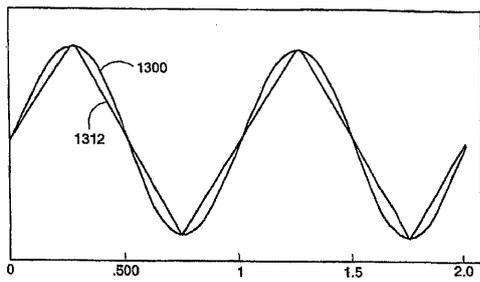
【図 3 4】



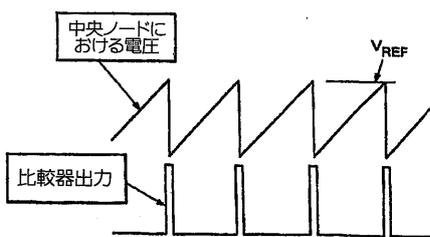
【図 3 5】



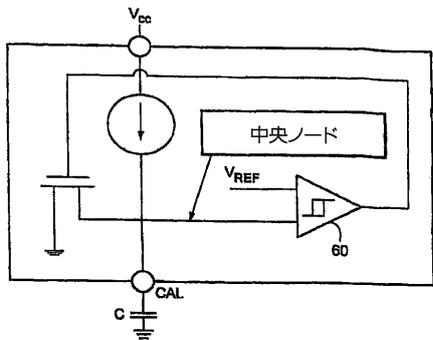
【図 3 6】



【図 3 8】



【図 3 7】



## フロントページの続き

(74)代理人 100107696

弁理士 西山 文俊

(72)発明者 トーマス, モニカ・ジェイ

アメリカ合衆国ニューハンプシャー州03103, マンチェスター, フレモント・ストリート 6  
5

(72)発明者 ドゥーグ, マイケル・シー

アメリカ合衆国ニューハンプシャー州03104, マンチェスター, ノース・アダムス・ストリート 115

(72)発明者 バスタニ, フーマン

アメリカ合衆国ニューハンプシャー州03102, マンチェスター, カントリー・クラブ・ドライブ 14, ナンバー30

審査官 岡田 卓弥

(56)参考文献 特表2007-516415(JP, A)

特開2006-208049(JP, A)

特開2000-304570(JP, A)

独国特許出願公開第19548385(DE, A1)

特開平2-176415(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01D 5/00 - 5/252

G01D 5/39 - 5/62

G01B 7/00 - 7/34