

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号  
特許第5259680号  
(P5259680)

(45) 発行日 平成25年8月7日(2013.8.7)

(24) 登録日 平成25年5月2日(2013.5.2)

(51) Int.Cl.

F I

GO 1 D 5/347 (2006.01)

GO 1 D 5/36 (2006.01)

GO 1 D 5/347 I I O T

GO 1 D 5/36 Q

請求項の数 24 外国語出願 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2010-252724 (P2010-252724)	(73) 特許権者	506200186
(22) 出願日	平成22年11月11日 (2010.11.11)		アバゴ・テクノロジーズ・イーシービーユー・アイピー (シンガポール) プライベート・リミテッド
(65) 公開番号	特開2011-141268 (P2011-141268A)		シンガポール国シンガポール768923, イーシュン・アベニュー・7・ナンバー1
(43) 公開日	平成23年7月21日 (2011.7.21)	(74) 代理人	100087642
審査請求日	平成24年5月29日 (2012.5.29)		弁理士 古谷 聡
(31) 優先権主張番号	12/618, 710	(74) 代理人	100076680
(32) 優先日	平成21年11月14日 (2009.11.14)		弁理士 溝部 孝彦
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100121061
			弁理士 西山 清春
		(74) 代理人	100099623
			弁理士 奥山 尚一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高解像度の光学エンコーダ・システム、装置及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

光学エンコーダであって、

(a) 光ビームを放射するよう構成された発光体と、

(b) 移動軸に沿って移動するよう構成されたコード・ストリップか又はコード・ホイールであって、前記軸に沿って交互に配置された複数の光学的に不透明な部分と光学的に透明な部分とを該コード・ストリップか又はコード・ホイールが含み、前記光学的に不透明な部分及び光学的に透明な部分の各々が、 $g/2$ の幅を有しており、前記光学的に透明な部分が、 $g/2$ の距離だけ互いに隔置されていることからなる、コード・ストリップか又はコード・ホイールと、

(c) 光検出素子の集合を含む光検出器であって、該光検出素子の各々が、前記移動軸に対してほぼ平行に配列された一対の相補形光検出器を含み、各対の該相補形光検出器の各々が、 $d/2$ か又は $d/4$ の幅を有しており、前記光検出素子の各々が $d$ か又は $3d/4$ の幅を有しており、前記光検出素子が、前記移動軸に対してほぼ平行に配列されていることからなる、光検出器とを備え、

前記光ビームが、前記コード・ストリップか又はコード・ホイール上を照らし、前記光ビームの部分が、前記光学的に透明な部分を通して投影されて、前記コード・ストリップか又はコード・ホイールが前記移動軸に沿って移動する時に前記光検出素子の集合を全体にわたって掃引し、 $g$ は $d$ に等しくなく、 $g$ が $d$ よりも大きい場合には、比率 $g/d$ は3

$M / (3M - 1)$  に等しく、 $g$  が  $d$  よりも小さい場合には、比率  $g / d$  は  $3M / (3M + 1)$  に等しく、及び  $M$  は整数であることからなる、光学エンコーダ。

【請求項 2】

前記各対の相補形光検出器内の光検出器によってもたらされる出力信号が、第 1 及び第 2 の増幅器に提供される、請求項 1 に記載の光学エンコーダ。

【請求項 3】

前記各対の相補形光検出器ごとの前記第 1 及び第 2 の増幅器からの出力が、対応する差動増幅器に提供される、請求項 2 に記載の光学エンコーダ。

【請求項 4】

前記各対の光検出器の各々が、 $d / 2$  の幅を有しており、前記光検出素子の各々が、 $d$  の幅を有しており、及び前記差動増幅器の各々が、三角形の形状を有した出力信号を提供することからなる、請求項 3 に記載の光学エンコーダ。

10

【請求項 5】

前記各対の光検出器の各々が、 $d / 4$  の幅を有しており、前記光検出素子の各々が、 $3d / 4$  の幅を有しており、及び前記差動増幅器の各々が、台形の形状を有した出力信号を提供することからなる、請求項 3 に記載の光学エンコーダ。

【請求項 6】

前記差動増幅器からの出力が、加算増幅器内において合計されて、コサイン出力信号  $x(t)$  か又はサイン出力信号  $y(t)$  が生成されることからなる、請求項 4 又は 5 に記載の光学エンコーダ。

20

【請求項 7】

前記出力信号  $x(t)$  か又は  $y(t)$  が補間器回路に提供される、請求項 6 に記載の光学エンコーダ。

【請求項 8】

前記補間器回路が、少なくとも 1 つのデジタル補間された出力信号を、そこから生じさせるよう構成されている、請求項 7 に記載の光学エンコーダ。

【請求項 9】

前記少なくとも 1 つデジタル補間された出力信号が、前記出力信号  $x(t)$  か又は  $y(t)$  の周波数の整数倍である対応する周波数を有する、請求項 8 に記載の光学エンコーダ。

30

【請求項 10】

前記光学的に透明な部分が開口である、請求項 1 に記載の光学エンコーダ。

【請求項 11】

前記光学的に不透明な部分が反射体である、請求項 1 に記載の光学エンコーダ。

【請求項 12】

前記発光体と、前記コード・ストリップか又はコード・ホイールとの間に配置されたコリメータ・レンズを更に備える、請求項 1 に記載の光学エンコーダ。

【請求項 13】

前記  $M$  が、1 ~ 25 の範囲内にある、請求項 1 に記載の光学エンコーダ。

【請求項 14】

隣接している光検出器素子間の位相シフト  $T$  が、 $2 / 3M$  に等しい、請求項 1 に記載の光学エンコーダ。

40

【請求項 15】

光学エンコーダにより正弦波信号を生成する方法であって、

(a) 発光体から光ビームを放射させ、

(b) 前記光ビームが通過するコード・ストリップか又はコード・ホイールを移動軸に沿って移動させ、ここで、該コード・ストリップか又はコード・ホイールは、該移動軸に沿って配置された複数の光学的に透明な部分を含んでおり、該光学的に透明な部分の各々が、 $g / 2$  の幅を有しており、該光学的に透明な部分は、 $g / 2$  の距離だけ互いに隔置されており、

50

(c) 前記コード・ストリップか又はコード・ホイールが前記移動軸に沿って移動する時に、前記光学的に透明な部分を通して投影される前記光ビームの部分が、光検出素子の集合を全体にわたって掃引し、及び、

(d) 前記光検出素子の集合を用いて前記光ビームの部分を検出することを含み、

前記光検出素子の各々は、前記移動軸に対してほぼ平行に配列された一対の相補形光検出器を含み、各対の該相補形光検出器の各々が、 $d/2$  か又は  $d/4$  の幅を有しており、前記光検出素子の各々が、 $d$  か又は  $3d/4$  の幅を有しており、前記光検出素子が、前記移動軸に対してほぼ平行に配列されており、

$g$  は  $d$  に等しくなく、 $g$  が  $d$  よりも大きい場合には、比率  $g/d$  は  $3M/(3M-1)$  に等しく、 $g$  が  $d$  よりも小さい場合には、比率  $g/d$  は  $3M/(3M+1)$  に等しく、及び  $M$  は整数であることからなる、方法。

【請求項 16】

前記各対の相補形光検出器内の光検出器からの出力信号を、第 1 及び第 2 の増幅器に提供することを更に含む、請求項 15 に記載の方法。

【請求項 17】

前記第 1 及び第 2 の増幅器の各々からの出力を、対応する差動増幅器に提供することを更に含む、請求項 16 に記載の方法。

【請求項 18】

前記各対の光検出器の各々が  $d/2$  の幅を有し、且つ、前記光検出素子の各々が  $d$  の幅を有する時には、三角形の形状を有した出力信号を前記差動増幅器の各々が提供することを更に含むことからなる、請求項 17 に記載の方法。

【請求項 19】

前記各対の光検出器の各々が  $d/4$  の幅を有し、且つ、前記光検出素子の各々が  $3d/4$  の幅を有する時には、台形の形状を有した出力信号を前記差動増幅器の各々が提供することを更に含むことからなる、請求項 17 に記載の方法。

【請求項 20】

コサイン出力信号  $x(t)$  か又はサイン出力信号  $y(t)$  を生成するために、加算増幅器内において、前記差動増幅器からの出力を加算することを更に含む、請求項 18 又は 19 に記載の方法。

【請求項 21】

前記出力信号  $x(t)$  か又は  $y(t)$  が補間器回路に提供されることからなる、請求項 20 に記載の方法。

【請求項 22】

前記補間器回路が、少なくとも 1 つのデジタル補間された出力信号を、そこから生じさせるよう構成されていることからなる、請求項 21 に記載の方法。

【請求項 23】

前記少なくとも 1 つのデジタル補間された出力信号が、前記出力信号  $x(t)$  か又は  $y(t)$  の周波数の整数倍である対応する周波数を有することからなる、請求項 22 に記載の方法。

【請求項 24】

前記  $M$  が、1 ~ 25 の範囲内にあることからなる、請求項 15 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本願で説明される本発明の種々の実施形態は、モーション・エンコーダ及びそれに関連する補間回路、部品及び方法の分野に関する。

【背景技術】

【0002】

補間回路は一般に、増分及び絶対デジタル式モーション・コード化システムの中で使用

10

20

30

40

50

される。このシステムでは、補間回路は、回路に入力されたベースの正弦波アナログ信号よりも高い周波数のデジタル・パルスを発生するように構成されている。回路の補間係数が増加するにつれて、そのような回路によって提供される出力がコード化システムの精度を最終的に決定するため、補間回路の精度が重要になる。残念なことに、たいていの補間回路のアーキテクチャが一般に多数のコンパレータを備えているために、補間回路が提供する出力はノイズが多い傾向があり、かつコンパレータの中の過剰なスイッチングから生じる不要なノイズ・スパイクを含んでいる。その結果、モーション・エンコーダ用に補間回路内で使用されるコンパレータは、一般に、かなりの量のヒステリシスを使用して、ノイズ・スパイクに影響されないようにしている。しかしながら、ヒステリシスそれ自体が、特に高い補間係数において、補間回路に対する誤差源になる可能性がある。

10

#### 【 0 0 0 3 】

図 1 を参照すると、従来技術の光学エンコーダ・システム 1 0 が示されており、このシステムは、発光体 2 0 ( 通常は L E D )、内部に開口 3 1 a ~ 3 1 f が配置されたコード・ホイール又はコード・ストリップ 3 0、及びフォトダイオード 4 1 a ( A ) 及び 4 1 b ( A ' ) から構成する光検出器 4 0 を備えている。光学エンコーダ 1 0 では、発光体 2 0 が放射した平行光ビーム 2 2 が、光をコード・ホイール 3 0 に投影する。平行光ビーム 2 2 は、コード・ホイール又はコード・ストリップ 3 0 が第 1 の方向 1 1 1 又は第 2 の方向 1 1 2 に回転するとき、開口 3 1 a ~ 3 1 f の間に配置されたマスク部分すなわち光学的に不透明な部分によって遮られる。(コード・ホイール又はコード・ストリップ 3 0 は、平行光ビーム 2 2 が発光体 2 0 から光検出器 4 0 に向かって投影されるとき、平行光ビーム 2 2 によってほぼ画定された面内で回転することに注意されたい。) 平行光ビーム 2 2 の部分 5 0 a 及び 5 0 b は、コード・ホイール又はコード・ストリップ 3 0 が面内で方向 1 1 1 又は 1 1 2 に回転するとき、開口 3 1 c 及び 3 1 d を通って投影され、光検出器 4 0 とフォトダイオード 4 1 b ( A ' ) 及び 4 1 a ( A ) を全体にわたって掃引する。コード・ホイール 3 0 が方向 1 1 0 又は 1 1 2 に移動すると、ビーム部分 5 0 a 及び 5 0 b によって光検出器 4 0 の第 1 の垂直部分 7 0 上に投影された光パターンは変化し、そしてフォトダイオード 4 1 a 及び 4 1 b によって与えられる出力信号もそれに対応して変化する。これらの出力信号は一般に、(例えば、図 2 に示されているように) 一対の擬似三角形信号を発生するために使用される。これらの出力信号は次に、コード・ディスク 3 0 の位置、速度及び方向のどれか 1 つ以上を決定するために使用される。

20

30

#### 【 0 0 0 4 】

ここで、図 2 を参照すると、「三角形」信号 A 及び A ' が示されている。これらの信号は、光学エンコーダの分野で熟練した者には周知の回路と方法を用いて、互いに比較され、そしてパルス 1 0 9 を発生するために使用される。一般的に、別の光検出器 B 及び B ' の集合も提供される。この場合、光検出器 B 及び B ' は、光検出器 A 及び A ' に対して 9 0 度位相をずらして配置され、そして別のパルス ( 図 2 には図示せず ) を発生するために使用される。光検出器 A 及び A ' 並びに B 及び B ' に対して、互いに 9 0 度位相がずれたパルスが発生される。図 2 に示されているように、擬似三角形信号 A 及び A ' は、次の補間処理のためには、その最大及び最小部分の間が線形すなわち直線であることが好ましいが、その頂部及び底部の近くでは湾曲した部分として示されている。これらの湾曲部分は好ましくないキャパシタンス効果によるものであり、補間時の次の動作をかなり複雑にする。

40

#### 【 0 0 0 5 】

図 1 に示された種類のエンコーダでは、装置 1 0 の空間分解能は、一般に、最終ユーザの特定の要求事項に基づいて決定され設定される。より具体的に言うと、隣接する光検出器 A 及び A ' ( それぞれ、 4 1 a 及び 4 1 b ) の間の距離すなわち間隔は、一般に所定の顧客又は最終ユーザの特定の要求事項に基づいて決定される。特に、装置 1 0 に対して独特な又は新しい空間分解能が要求される場合のウェハ製造に関して、そのような要求事項を実行するには時間と努力が必要とされる。

#### 【 0 0 0 6 】

50

装置 10 によって与えられる空間分解能を変更又は調整するために従来技術で使用される 1 つの技術は、発光体 20 と光検出器 40 との間に配置される 1 つ以上のレティクルを使用することである。図 3 は 1 つのそのような機構を示している。この機構では、レティクル・ストリップ 60 が中に配置されたレティクル 61 及び 62 を有している。レティクル 61 及び 62 は、入射する光ビームに干渉し、そしてそれらを変更するように構成されるため、光検出器 40 上に投影された光パターンが変化される。レティクル 61 及び 62 は、エンコーダ 10 に望ましい空間分解能の程度、大きさ及び種類を提供するように特に構成される。

#### 【0007】

図 4 は、大きさが異なる 2 つの別のレティクルの集合によって与えられた出力信号の 1 つの実施例を示している。図 4 の左側の大きな半正弦波出力信号は大きなレティクル 61 ~ 65 (すなわち、大きな実線のレティクル) を用いて発生され、一方、図 4 の右側の小さい半正弦波信号は小さいレティクル (すなわち、大きなレティクル 61 ~ 65 の内部に配置された小さい点線のレティクル) を用いて発生される。小さいレティクルが、大きなレティクルを用いて発生されたものよりも高い空間分解能を有する出力信号を提供することが分かるであろう。レティクルの大きさは、エンコーダ 10 に対する空間分解能の要求事項に基づいて変化されることができる。エンコーダ 10 は、一般的な大きさのフォトダイオードを有するように構成されることが好ましい。エンコーダ 10 の空間分解能は、次に、レティクル寸法が使用されるフォトダイオードよりも小さい限り、レティクル寸法を変化することによって決定される。光学エンコーダでレティクルを使用する 1 つの欠点は、付加的な高精度の光学部品が必要とされ、エンコーダの費用がそれに応じて結果として増加することである。

#### 【0008】

図 4 の参照を続けると、大きな及び小さな「正弦波」信号がいくらか変形しており、真の正弦波ではないため、集積回路 (「IC」) 又はデジタル信号処理 (「DSP」) 用 IC などの処理回路の中で補間のベースとして使用するのは難しいことが分かるであろう。

#### 【0009】

幾つかのアナログ増分式光学エンコーダの中で使用される従来の方法が、光変調フィルタとして動作して近似的な正弦波出力信号を発生するために、フォトダイオード上に配置された付加的なレティクル又はマスクに依存することがここで分かるであろう。レティクル又はマスクの形状及び構造は、一般に特別に最適化されてほぼ正弦波の波形を発生する。レティクルの設計は、特に低いライン・カウント (low line count) でかなり複雑になる可能性がある。レティクル又はマスクの正確な位置合わせ及び位置決めも必要であり、これは一般にそれ自体、製造や組立における大きな欠点として現れる。

#### 【0010】

光学エンコーダ・システムから高い分解能の補間出力信号を提供するための従来技術で別の広く使用されている技術は、入力信号の振幅を系統的に減らすことである。この低減された振幅信号は次に、XOR 動作を通して基準信号と比較されて、補間ビットを発生する。例えば、Snyder に対する「Interpolation Methods and Circuits for Increasing the Resolution of Optical Encoders」という名称の米国特許第 6,355,927 号公報を参照されたい。そのような取り組み方の 1 つの不利点は、コンパレータの数を補間される各付加的なビットに対して倍増する必要があることである。例えば、 $2^x$  の補間 ( $2^1$ ) では、最低 8 個のコンパレータが必要とされ、それを超えて要求されるコンパレータの数は、必要とされる各  $2^x$  補間を 2 倍にする。このため、 $32^x$  ( $2^5$ ) 補間が要求される場合、128 個のコンパレータが必要とされる。そのように多数のコンパレータを使用することは、設計や IC の費用を増加することになる。

#### 【0011】

必要とされるものは、エンコーダの空間分解能を、付加的な光学部品やレティクル・ストリップを使用せずに調整又は操作することができ、かつ特化された空間分解能を費用を必要以上に増加することなく迅速かつ正確に実現することができるモーション・コード化

10

20

30

40

50

システム用の補間回路である。また、必要とされるものは、対ノイズ性が改良され、高い補間係数を提供することができ、高精度の補間出力信号を生じることができ、かつ回路の複雑性、設計及び／又は費用を過度に増加させることがないモーション・コード化システムに対する補間回路である。

【発明の概要】

【0012】

幾つかの実施形態では、下記のような光学エンコーダが提供される、すなわち、自身から光ビームを放射するように構成された発光体と、移動軸に沿って移動するように構成され、この軸に沿って交互に配置された複数の光学的に不透明な部分と光学的に透明な部分とを含み、各光学的に不透明な部分と光学的に透明な部分との幅が  $g/2$  であり、光学的に透明な部分が距離  $g/2$  だけ互いに間隔を空けて配置されたコード・ストリップ又はコード・ホイールと、光検出素子の集合を備え、各光検出素子が移動軸にほぼ平行に配列された一对の相補形光検出器を有し、各対の各光検出器の幅が  $d/2$  又は  $d/4$  であり、各光検出素子の幅が  $d$  又は  $3d/4$  であり、光検出素子が移動軸に対してほぼ平行に配列された光検出器と、を具備し、光ビームがコード・ストリップ又はコード・ホイールを照らし、光ビームの部分が光学的に透明な部分を通して投影されて、コード・ストリップ又はコード・ホイールが移動軸に沿って移動するとき光検出素子の集合を全体にわたって掃引し、 $g$  は  $d$  に等しくなく、 $g$  が  $d$  よりも大きい場合は比率  $g/d$  は  $3M/(3M-1)$  に等しく、 $g$  が  $d$  よりも小さい場合は比率  $g/d$  は  $3M/(3M+1)$  に等しく、かつ  $M$  が整数である、光学エンコーダが提供される。

【0013】

別の実施形態では、下記のように光学エンコーダを用いて正弦波信号を発生する方法が提供される、すなわち、発光体から光ビームを放射するステップと、光ビームが通過するコード・ストリップ又はコード・ホイールを移動軸に沿って移動させるステップと、コード・ストリップ又はコード・ホイールが移動軸に沿って移動するとき、光学的に透明な部分を通して投影される光ビームの部分が光検出素子の集合を全体にわたって掃引するステップと、光検出素子の集合を用いて光ビームの部分を検出するステップと、を含み、コード・ストリップ又はコード・ホイールは軸に沿って配置された複数の光学的に透明な部分を含み、各光学的に透明な部分の幅は  $g/2$  であり、光学的に透明な部分は互いに距離  $g/2$  だけ間隔を空けて配置され、各光検出素子は移動軸にほぼ平行に配列された一对の相補形光検出器を有し、各対の各光検出器の幅が  $d/2$  又は  $d/4$  であり、各光検出素子の幅が  $d$  又は  $3d/4$  であり、光検出素子が移動軸に対してほぼ平行に配列され、 $g$  は  $d$  に等しくなく、 $g$  が  $d$  よりも大きい場合は比率  $g/d$  は  $3M/(3M-1)$  に等しく、 $g$  が  $d$  よりも小さい場合は比率  $g/d$  は  $3M/(3M+1)$  に等しく、かつ  $M$  が整数である、正弦波信号を発生する方法が提供される。

【0014】

さらに別の実施形態が本願で開示されるが、明細書及びその図面を読みかつ理解すれば、当業者には明らかになるであろう。

【0015】

本発明の種々の実施形態の様々な態様は、下記の明細書、図面及びクレームから明らかになるであろう。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】従来技術の光学エンコーダ10を示す図である。

【図2】代表的な出力信号A、A'及びそのような出力信号に基づいて発生されたパルスを示す図である。

【図3】従来技術の別の光学エンコーダ10を示す図である。

【図4】光学エンコーダの空間分解能を、レティクルを用いて調整する方法を例示する図である。

【図5】新規なフロント・エンド用アナログ回路を備えた光学エンコーダ10の一部の1

10

20

30

40

50

つの実施形態を示す図である。

【図 6】三角形の出力信号を発生するように構成された光検出器 40 とコード・ホイール又はコード・ストリップ 30 の 1 つの実施形態を示す図である。

【図 7】補間回路 120 の 1 つの実施形態を示す図である。

【図 8】補間回路 120 への入力として与えられた正弦波信号  $x(t)$  及び  $y(t)$ 、並びにその信号からの出力として与えられた出力  $A(t)$  及び  $B(t)$  の 1 つの実施形態を示す図である。

【図 9】値  $M$  の範囲が 3 ~ 11 の三角形の入力波形から生じた種々の出力信号を示す図である。

【図 10】三角形の入力信号  $f(t)$ 、インパルス信号  $g(t)$ 、 $f(t)$  を  $g(t)$  で巻き込むことによって生じた個々の三角形信号  $x(t)$ 、及び個々の三角形信号を合計することによって生じた正弦波出力信号  $x(t)$  のタイム・ドメイン表示を示す図である。

【図 11】図 10 のタイム・ドメイン信号  $f(t)$ 、 $g(t)$  及び  $x(t)$  に対応する周波数ドメイン信号  $F(w)$ 、 $G(w)$  及び  $X(w)$  を示す図である。

【図 12】台形の出力信号を発生するように構成された光検出器 40 及びコード・ホイール又はコード・ストリップ 30 の 1 つの実施形態を示す図である。

【図 13】値  $M$  の範囲が 3 ~ 11 の台形の入力波形から生じた種々の出力信号を示す図である。

【図 14】台形の入力信号  $f(t)$ 、インパルス信号  $g(t)$ 、 $f(t)$  を  $g(t)$  で巻き込むことによって生じた個々の台形信号  $x(t)$ 、及び個々の台形信号を合計することによって生じた正弦波出力信号  $x(t)$  のタイム・ドメイン表示を示す図である。

【図 15】図 14 のタイム・ドメイン信号  $f(t)$ 、 $g(t)$  及び  $x(t)$  に対応する周波数ドメイン信号  $F(w)$ 、 $G(w)$  及び  $X(w)$  を示す図である。

【0017】

これらの図面は、必ずしも縮尺通りには描かれていない。同じ番号は、特に断りのない限り、図面全体を通して同じ部品又はステップを指している。

【発明を実施するための形態】

【0018】

本願は、「Interpolation Accuracy Improvement in Motion Encoder Systems, Devices and Methods」という名称の 2009 年 2 月 26 日に出願された Mei Yee Ng への米国特許出願第 12 / 393, 162 号と、「Interpolation Accuracy Improvement in Motion Encoder Systems, Devices and Methods」という名称の 2009 年 7 月 31 日に出願された Kheng Hin Toh への米国特許出願第 12 / 533, 841 号とを引用することにより本明細書の一部をなすものとする。

【0019】

ここで、図 5 を参照すると、光学エンコーダ 10 の一部の 1 つの実施形態が示されている。この光学エンコーダ 10 は、自身から光ビーム 22 を放射するように構成された発光体 20 を備えている。図 5 は、コリメータ・レンズ 24 に入射する光ビーム 22 を示している。このコリメータ・レンズ 24 は、光ビーム 22 を平行にして平行光ビーム 26 を発生する。そして、この平行光ビーム 26 は、移動方向 111 及び 112 と一致する軸に沿って移動するように構成されたコード・ストリップ又はコード・ホイール 30 に入射する。コリメータ・レンズ 24 は選択自由であり、そのため幾つかの実施形態では必要とされないことに注意されたい。図示のように、コード・ストリップ又はコード・ホイール 30 は、複数の光学的に透明な部分 31a ~ 31f を有しており、これらは、光学的に透明な部分 31a ~ 31f の間に配置された光学的に不透明な部分 32a ~ 32e と交互に並ぶ。光学的に透明な部分 31a ~ 31f と、光学的に透明な部分 31a ~ 31f の間に配置された光学的に不透明な部分 32a ~ 32e は、軸に沿って方向 111 及び / 又は 112 に移動する。ある実施形態では、光学的に透明な部分は、開口又はスリットである。ある実施形態では、光学的に不透明な部分及び光学的に透明な部分 31a ~ 31f 及び 32a ~ 32e はそれぞれ  $g/2$  に等しい幅を有し、また光学的に透明な部分 31a ~ 31f は

10

20

30

40

50

このため、互いに同じ距離  $g/2$  だけ間隔が空いている。さらに別の実施形態では、光学的に不透明な部分 32a ~ 32e は反射体である。種々の実施形態が透過型又は反射型光学エンコーダを含んでいることに注意されたい。

#### 【0020】

ここで図5及び図6を参照すると、光検出器40が光検出素子41、42、43及び44の集合を備え、各光検出素子が、隣り合いかつ移動軸にほぼ平行に配列された一対の相補形光検出器  $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$ 、 $\dots$ 、 $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$  を有していることが分かるであろう。図5に示されているように、三角形の出力信号が差動増幅器91、92、93及び94によって与えられる1つの実施形態では、各対の各光検出器  $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$ 、 $\dots$ 、 $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$  の幅は  $d/2$  であり、また各光検出素子41、42、43及び44の幅は  $d$  である。各光検出素子41、42、43及び44は横に並んで、かつコード・ストリップ又はコード・ホイール30の移動方向111及び112と一致する移動軸とほぼ平行に配列される。図5にさらに示されているように、光ビーム26の部分は光学的に透明な部分31a ~ 31f を通って投影され、コード・ストリップ又はコード・ホイール30が移動軸に沿って移動するとき、光検出素子41、42、43及び44の集合を全体にわたって掃引する。好ましい実施形態では、隣接する光検出素子間の位相シフト  $T$  は  $2/3M$  に等しい。

#### 【0021】

図5及び図6に例示された実施形態によれば、距離  $g$  は距離  $d$  に等しくなく、また  $g$  が  $d$  よりも大きい場合には、比率  $g/d$  は  $3M/(3M-1)$  に等しく、 $g$  が  $d$  よりも小さい場合には、比率  $g/d$  は  $3M/(3M+1)$  に等しく、かつ  $M$  は整数である。幾つかの実施形態では、 $M$  は1 ~ 25の範囲内にある。好ましい実施形態では、 $M$  は7よりも大きく、これに関しては、さらに下記に記載されている。光検出器回路40内の光検出器素子とコード・ホイール又はコード・ストリップ30の寸法は、図6に示されている。この図では、コード・ホイール又はコード・ストリップのグレーティング・ピッチは  $g$  に等しく、光検出器素子の幅は  $d$  に等しく、かつサイン及びコサイン・チャンネル間の分離は  $d/4$  に等しくて、 $d/2$  の位相シフトが生じる。

#### 【0022】

ここで、図5を参照すると、光検出器回路40内の相補形光検出器の各対の光検出器41 ( $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$ )、42 ( $P_{2+}$ 、 $P_{2-}$ )、43 ( $P_{(M-1)+}$ 、 $P_{(M-1)-}$ ) 及び44 ( $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$ ) によって与えられた出力信号が、増幅器回路80内の第1及び第2の増幅器81、82、83及び84の対応する対に与えられる。第1及び第2の増幅器によって相補形光検出器81、82、83及び84に対して発生される各出力は、対応する各差動増幅器91、92、93及び94に与えられる。差動増幅器91、92、93及び94は、光検出器の各相補形対の差動信号を結合する。

さらに、各差動増幅器91、92、93及び94は、三角形の出力信号を提供する。次に、出力コサイン信号  $x(t)$  が、下記のように個々の素子の全ての出力を平均することにより、加算増幅器100によって作られる。

$$x(t) = [f_1 + f_2 + f_3 + \dots + f_{M-1} + f_M] / M \quad (\text{式1})$$

#### 【0023】

出力信号  $x(t)$  は、その極めて高い忠実度、精度及び低い全高周波歪み (「THD」) によって特徴付けられるため、高解像度の補間出力信号を発生するために使用されうる。このため、回転又は線形増分式エンコーダ (rotary or linear incremental encoder) 10の未加工信号を使用して、1つの実施形態では三角波を形成する。この三角波形は今度は、空間平均技術 (spatial averaging technique) を用いて結合され、明確な波形形態、位相、振幅及び周波数を有する高精度でほぼ純粋な正弦波出力信号を発生する。

#### 【0024】

図5がエンコーダ10のコサイン部分のみを例示していることに注意されたい。多くの場合、エンコーダ10は、互いに90度位相がずれたコサイン及びサインの出力信号を生じるように構成されたサイン及びコサイン両方の光検出回路部分を備えている。図6を参

10

20

30

40

50



照されたい。この図では、コサイン及びサイン両方の光検出器回路部分 4 0 が示されている。

#### 【 0 0 2 5 】

図 5 及び図 6 の参照を続けると、前述されたように、増分ウィンドウ及びコード・ホイール又はコード・ストリップ 3 0 のバー・パターンに入射する光は、光検出器素子 4 1、4 2、4 3 及び 4 4 とそれに関連した回路によって変調されて、三角形状の出力信号を発生する。移動平均フィルタの効果を作るために、三角波の複数の位相シフト・コピー (phase shifted copy) が、グレーティング・ピッチの寸法と光検出器素子 4 1、4 2、4 3 及び 4 4 の幅を意図的にミスマッチすることによって作られる。時間に対して信号の移動平均を取る代わりに、信号は光検出器素子 4 1、4 2、4 3 及び 4 4 の全体にわたって空間的に平均される。この場合、各信号は隣接する光検出器素子が発生する信号に対して一定の位相シフト T を有する。

10

#### 【 0 0 2 6 】

図 5 及び図 6 に示されている開口すなわち光学的に透明な部分 3 1 a ~ 3 1 f、光学的に不透明な部分 3 2 a ~ 3 2 e、及び光検出器素子 4 1、4 2、4 3 及び 4 4 の数は単に説明するためのものであることに注意されたい。そのような光学エンコードの構成要素の任意の適当な数又は配列は、特定の用途及び当面の特定の設計や費用の制約に基づいて使用されうる。

#### 【 0 0 2 7 】

図 7 は、図 5 のフロント・エンド用アナログ回路 1 1 0 が発生した出力信号  $x(t)$  及び  $y(t)$  が補間回路 1 2 0 内でさらに処理されて、出力  $A(t)$  及び  $B(t)$  を提供する 1 つの実施形態によるブロック図を示している。それぞれの入力信号  $x(t)$  及び  $y(t)$  が、アナログ - デジタル変換器 (ADC) 1 2 2 又は 1 2 4 に与えられる。高精度の  $x(t)$  及び  $y(t)$  正弦波信号に対応するデジタル値が次に、デジタル論理 / 処理回路 1 2 6 に与えられる。この回路はそこに送られる入力正弦波信号を補間して、図 8 に実施例として示されているように、補間デジタル出力信号  $A(t)$  及び  $B(t)$  を発生する。出力信号  $A(t)$  及び  $B(t)$  は、非整数出力も発生されうるが、一般に入力信号  $x(t)$  及び  $y(t)$  の整数の倍数の周波数を有する。出力信号  $A(t)$  及び  $B(t)$  は、方形波やパルスなど任意の適当な波形形態を取るよう構成されうる。データ処理回路 1 2 6 は、当業者には周知のデータ処理技術のハードウェアやソフトウェアを用いて信号  $x(t)$  及び  $y(t)$  を補間するため、さらに本願で説明される必要はない。

20

30

#### 【 0 0 2 8 】

最適平均ウィンドウ (optimal averaging window) は、 $2/3$  に等しいことが分かっている。これは全高周波歪み (すなわち、THD) が最も低い正弦波出力信号  $x(t)$  又は  $y(t)$  を発生する。すなわち、平均化が信号周期の正確に  $1/3$  にわたって行われる。この場合、信号間の位相シフトは  $T = 2/3M$  である。次に、 $g$  と  $d$  との間の意図的なミスマッチの最適量が、下記の式によって求められる。

$$(\text{位相シフト} / \text{信号周期}) = (2/3M)/2 = (g-d)/(g) \quad (\text{式 2})$$

従って、比率  $g/d = 3M(3M-1)$  である。 $M$  が 7 よりも大きくて、これにより十分大きな数の光検出器が使用されて、正確な正弦波出力信号を発生するために必要な平滑化の程度が提供されることが好ましい。 $M$  が大きくなるにつれて、正弦波出力信号の全高周波歪み (「THD」) は小さくなる。下記の表 1 を参照すると、 $M$  が無限大に近づくにつれて THD が 0.86% に近づくことが分かるであろう。表示 1 に示された  $M$  の値が奇数だけであることに注意されたい。これは数学的分析を単純にするために対称にする目的でなされている。しかしながら、実際には、 $M$  は任意の整数値を取ることができる。

40

#### 【 0 0 2 9 】

【表 1】

光検出器素子の数、M	位相シフト T $= 2\pi/3M$	比率、g/d $= 3M/(3M-1)$	T.H.D. (%)
3	0.70	1.125	2.38
5	0.42	1.071	1.26
7	0.30	1.050	1.01
9	0.23	1.038	0.94
11	0.19	1.031	0.90
13	0.16	1.026	0.89
15	0.14	1.023	0.88
17	0.12	1.020	0.87
19	0.11	1.018	0.87
21	0.10	1.016	0.87
23	0.09	1.015	0.86
25	0.08	1.014	0.86
$\infty$	0.00	1.000	0.86

表 1：Mと関連するTHDの値

## 【0030】

図 9 は、M が大きくなると、発生する出力信号がそれだけ忠実に望ましい正弦波出力信号に似ることを例示している。図 9 と表 1 に示されるように、M が 7 に等しくなりまた 7 を超えると、T H D がかなり小さくなる。

## 【0031】

1 つの特に有効な実施形態によれば、距離 g は距離 d に等しくない、また g が d よりも大きい場合は比率  $g/d$  は  $3M/(3M-1)$  に等しく、g が d よりも小さい場合は比率  $g/d$  は  $3M/(3M+1)$  に等しく、かつ M は整数である。幾つかの実施形態では、M は 1 と 25 の範囲にわたる。好ましい実施形態では、前述されたように、M は 7 よりも大きい。

## 【0032】

数学的には、移動平均演算は、ディスクリット矩形ウィンドウ関数 (discrete rectangular window function) すなわち、

$$x(t) = f(t) * g(t) \quad (\text{式 3})$$

を用いる入力信号の畳込みである。ここで、 $f(t)$  は入力信号 (三角波)、 $g(t)$  は移動平均関数 (ディスクリット矩形ウィンドウ)、 $x(t)$  は正弦波出力信号、及び  $*$  は畳込み演算子である。タイム・ドメイン関数及びそれらのフーリエ変換は、下記の表 2 に要約されている。 $f(t)$ 、 $g(t)$  及び  $x(t)$  に対応するタイム・ドメイン及び周波数ドメイン信号は、それぞれ頂部から底部まで図 10 及び図 11 に示されている。これらの図では、M は 11 である。

## 【0033】

【表 2】

機能	内容	タイム・ドメイン	周波数ドメイン
		$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega$	$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$
移動平均関数	矩形ウィンドウ関数 長さ=M、 振幅=1/M、 幅=2π/3	$g(t) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \frac{1}{M} \cdot \delta(t-nT)$	$G(\omega) = \text{sinc}(\omega T/3) = \sin(\omega \pi/3)/(\omega \pi/3)$
入力信号	周期的三角形信号 周期=2π 振幅=1	$f(t) = [8/\pi^2] [\cos(t) + (1/9)\cos(3t) + (1/25)\cos(5t) + (1/49)\cos(7t) + \dots]$	$F(\omega) = [8/\pi^2] (2\pi)^{1/2} [\delta(\omega-1) + \delta(\omega+1) + (1/9)\delta(\omega-3) + (1/9)\delta(\omega+3) + (1/25)\delta(\omega-5) + (1/25)\delta(\omega+5) + (1/49)\delta(\omega-7) + (1/49)\delta(\omega+7) + \dots]/2$
出力信号	入力信号の移動平均	$x(t) = f(t) * g(t)$ $x(t) \doteq \cos(t)$	$X(\omega) = F(\omega) G(\omega)$

表 2：三角形の入力信号に対するタイム・ドメイン信号及びそれらの対応するフーリエ変換

## 【0034】

周期的三角形入力信号は、フーリエ・コサイン級数  $f(t) = [8/\pi^2] [\cos(t) + (1/9)\cos(3t) + (1/25)\cos(5t) + (1/49)\cos(7t) + \dots]$  による偶関数として表すことができる。最初の幾つかの項のみが、主要な高周波である。長さMの移動平均フィルタの望ましい出力は、式1によって説明されたように、また下記の式で示されるように、位相シフトされた入力波形の平均化された合計である。

## 【数 1】

$$x(t) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} f(t-nT)/M$$

(式 4)

個々の位相シフト信号は、ディスクリット・インパルス関数を用いる、そのような信号の畳込みとして説明されうる。ここで、 $f(t-nT) = f(t) * \delta(t-nT)$  である。これにより、

10

20

30

【数 2】

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} [f(t) * \delta(t-nT)] / M \\
 &= f(t) * \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \delta(t-nT) / M \\
 &= f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \cdot g(t-\tau) d\tau
 \end{aligned}$$

10

(式 5)

ここで、  
【数 3】

$$g(t) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \frac{1}{M} \cdot \delta(t-nT)$$

20

(式 6)

その結果、移動平均関数  $g(t)$  は、長さが  $M$  で振幅が  $1/M$  の矩形ウィンドウである。ここで  $M$  は、位相シフトされた三角波のそれぞれに対応する光検出器素子の数に等しい。

【0035】

正弦波出力信号の周波数応答は、フーリエ分析を用いて評価されることができる。タイム・ドメイン内の畳込みは、周波数ドメイン内の乗算に対応するため、 $X(w) = F(w) G(w)$  である。三角波  $x(t)$  のフーリエ変換は、下記によって与えられる。

30

【数 4】

$$\begin{aligned}
 X(w) &= [8/\pi^2] (2\pi)^* [ \delta(w-1) + \delta(w+1) + (1/9)\delta(w-3) + (1/9)\delta(w+3) + \\
 &\quad (1/25)\delta(w-5) + (1/25)\delta(w+5) + (1/49)\delta(w-7) + (1/49)\delta(w+7) + \dots ] / 2
 \end{aligned}$$

(式 7)

ディスクリート・ウィンドウ関数  $g(t)$  のフーリエ変換は、下記のように得られる。

【数 5】

$$\begin{aligned}
 f(t-nT) &\Leftrightarrow F(\omega) e^{-j\omega nT} \\
 \delta(t-nT) &\Leftrightarrow e^{-j\omega nT}
 \end{aligned}$$

40

【数 6】

$$G(\omega) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \frac{1}{M} \cdot e^{-j\omega nT}$$

(式 8)

50

等比級数にクローズド・フォーム (closed form) 表示を適用する。

【数 7】

$$\sum_{n=L}^U r^n = \frac{r^L - r^{U+1}}{1-r}$$

$$G(\omega) = \frac{1}{M} \cdot \frac{e^{j\omega \frac{M-1}{2} T} - e^{-j\omega \frac{M+1}{2} T}}{1 - e^{-j\omega T}} = \frac{1}{M} \cdot \frac{e^{-j\omega \frac{T}{2}} \left[ e^{j\omega \frac{MT}{2}} - e^{-j\omega \frac{MT}{2}} \right]}{e^{-j\omega \frac{T}{2}} \left[ e^{j\omega \frac{T}{2}} - e^{-j\omega \frac{T}{2}} \right]}$$

$$= \frac{\sin\left(M \frac{\omega T}{2}\right)}{M \cdot \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)} = \text{asinc}_M(\omega T)$$

(式 9)

10

ここで、 $\text{asinc}_M(\omega T)$  はエイリアス・シンク (aliased sinc) 関数である。

【0036】

T を  $2/3M$  で置き換えると、 $G(\omega)$  は  $\text{SIN}(\omega/3)/M \cdot \text{SIN}(\omega/3M)$  になる。ASINC<sub>M</sub>( $\omega T$ ) のゼロクロスは、 $\omega = 3, 6, 9, 12$  などである。

20

【0037】

長さが  $M = 11$  の移動平均フィルタの実施例が下記に示されている。周波数ドメイン内の各項  $\omega$  に対する係数が、下記のように計算される。

【数 8】

$$G(\omega = 1) = \sin(\pi/3)/11 \cdot \sin(\pi/3 \cdot 11) = 0.8282$$

$$G(\omega = 3) = 0$$

$$G(\omega = 5) = -0.1718$$

$$G(\omega = 7) = 0.1274$$

$$G(\omega = 9) = 0$$

...

30

$$X(\omega) = F(\omega) \cdot G(\omega)$$

$$= [8/\pi^2] \cdot (2\pi)^{1/2} \left[ (0.8282) \cdot \delta(\omega-1) + (0.8282) \cdot \delta(\omega+1) + 0 + 0 + (-0.1718)(1/25) \cdot \delta(\omega-5) + (-0.1718)(1/25) \cdot \delta(\omega+5) + (0.1274)(1/49) \cdot \delta(\omega-7) + (0.1274)(1/49) \cdot \delta(\omega+7) + 0 + 0 + \dots \right] / 2$$

$$= (2\pi)^{1/2} \left[ (0.6713) \cdot \delta(\omega-1) + (0.6713) \cdot \delta(\omega+1) + (-0.0056) \cdot \delta(\omega-5) + (-0.0056) \cdot \delta(\omega+5) + (0.0021) \cdot \delta(\omega-7) + (0.0021) \cdot \delta(\omega+7) + \dots \right] / 2$$

40

(式 10)

【0038】

目的どおり、主要な第 3 高調波周波数成分 ( $\omega = 3$ ) が全体的に抑圧され、基本的周波数 ( $\omega = 1$ ) とより高い高調波の小さな端数が残される。逆フーリエ変換を取ると、下記のようになる。

【数 9】

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

$$= (0.6713) \cdot \cos(t) + (-0.0056) \cdot \cos(5t) + (0.0021) \cdot \cos(7t) + \dots$$

【0039】

信号の品質は、全高周波歪みを計算することによって評価されうる。

10

【数 10】

$$\%THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}}{\sqrt{H_1^2 + H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}} \times 100$$

$$= 100 \times [(-0.0056)^2 + (0.0021)^2]^{1/2} / [(0.6713)^2 + (-0.0056)^2 + (0.0021)^2]^{1/2}$$

$$= 0.9\%$$

(式 11)

20

前述の分析から、発明者らは、出力信号が最小の全高周波歪みで  $x(t) = (0.67) \cos(t)$  に近付いているとの結論を下している。

【0040】

ここで、図 5 及び図 12 ~ 図 15 を参照すると、台形の出力信号がフロント・エンドのアナログ回路 110 で発生される別の実施形態が説明される。図 5 及び図 12 では、光検出器 40 が光検出素子 41、42、43 及び 44 の集合を備え、各光検出素子が、互いに間隔を空けて配置されかつ移動軸にほぼ平行に配列された一対の相補形光検出器  $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$ 、 $\dots$ 、 $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$  を有し、そしてコサイン出力信号  $x(t)$  を形成するためにアナログのフロント・エンド回路 110 の中で使用される。出力信号を提供するように構成されることが分かるであろう。図 5 がサイン出力信号  $y(t)$  を形成するためにアナログのフロント・エンド回路 110 の中で使用される出力信号を発生するように構成された光検出素子を示していないことに注意されたい。この図では、各光検出素子は、互いに間隔を空けて配置されかつ移動軸にほぼ平行に配列された一対の相補形光検出器  $Q_{1+}$ 、 $Q_{1-}$ 、 $\dots$ 、 $Q_{M+}$ 、 $Q_{M-}$  を有している。図 12 に示されているように、台形の出力信号が差動増幅器 91、92、93 及び 94 によって与えられる 1 つの実施形態では、各対の各光検出器  $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$ 、 $\dots$ 、 $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$  の幅は  $d/4$  であり、また各光検出素子 41、42、43 及び 44 の幅は  $3d/4$  である。光検出素子 41、42、43 及び 44 は互いに間隔を空けて配置され、また光検出器  $Q_{1+}$ 、 $Q_{1-}$ 、 $\dots$ 、 $Q_{M+}$ 、 $Q_{M-}$  の対応する対によって分離される（それらはまた互いに間隔を空けて配置される）。光検出素子の両方の集合は、移動軸にほぼ平行に配列され、またコード・ストリップ又はコード・ホイール 30 の移動方向 111 及び 112 に一致する移動軸にほぼ平行に配列される。図 12 にさらに示されているように、光ビーム 26 の部分は、光学的に透明な部分 31a ~ 31f を通って投影され、コード・ストリップ又はコード・ホイール 30 が移動軸に沿って移動するとき、光検出素子 41、42、43 及び 44 の集合を全体にわたって掃引する。好ましい実施形態では、隣接する光検出器素子の間の位相シフト  $T$  は  $2/3M$  である。

30

40

【0041】

図 5 及び図 12 に例示された実施形態によれば、距離  $g$  は距離  $d$  に等しくない、また  $g$

50

が  $d$  よりも大きい場合は比率  $g/d$  は  $3M/(3M-1)$  に等しく、 $g$  が  $d$  よりも小さい場合は比率  $g/d$  は  $3M/(3M+1)$  に等しく、かつ  $M$  は整数である。幾つかの実施形態では、 $M$  は 1 と 25 の範囲にある。好ましい実施形態では、 $M$  は 7 よりも大きく、これに関しては、さらに下記に記載されている。光検出器回路 40 内の光検出器素子とコード・ホイール又はコード・ストリップ 30 の寸法は、図 12 に示されている。この図では、コード・ホイール又はコード・ストリップのグレーティング・ピッチは  $g$  に等しく、組み合わせられた光検出器素子の幅は  $d$  に等しく、かつサイン及びコサイン・チャンネル間の分離は  $d/4$  に等しくて、 $\pi/2$  の位相シフトが生じる。

#### 【0042】

ここで図 5 を参照すると、光検出器回路 40 内の相補形光検出器の各対の光検出器 41 (  $P_{1+}$ 、 $P_{1-}$  )、42 (  $P_{2+}$ 、 $P_{2-}$  )、43 (  $P_{(M-1)+}$ 、 $P_{(M-1)-}$  ) 及び 44 (  $P_{M+}$ 、 $P_{M-}$  ) によって与えられた出力信号が、増幅器回路 80 内の第 1 及び第 2 の増幅器 81、82、83 及び 84 の対応する対に与えられる。第 1 及び第 2 の増幅器によって相補形光検出器 81、82、83 及び 84 に対して発生される各出力は、対応する各差動増幅器 91、92、93 及び 94 に与えられる。差動増幅器 91、92、93 及び 94 は、光検出器の各相補形対の差動信号を結合する。さらに、各差動増幅器 91、92、93 及び 94 は、台形状の出力信号を提供する。次に、出力コサイン信号  $x(t)$  が、下記のように個々の素子の全ての出力を平均することにより、加算増幅器 100 によって作られる。

$$x(t) = [f_1 + f_2 + f_3 + \dots + f_{M-1} + f_M] / M \quad (\text{式 1})$$

#### 【0043】

出力信号  $x(t)$  は、その極めて高い忠実度、精度及び低い全高周波歪み (「THD」) によって特徴付けられるため、高解像度の補間出力信号を発生するために使用されうる。このため、回転又は線形増分式エンコーダ 10 の未加工信号を使用して、1 つの実施形態では台形波を形成する。この台形波は今度は、空間平均技術を用いて結合され、明確な波形形態、位相、振幅及び周波数を有する高精度でほぼ純粋な正弦波出力信号を発生する。

#### 【0044】

図 5 がエンコーダ 10 のコサイン部分のみを例示していることに注意されたい。多くの場合、エンコーダ 10 は、互いに 90 度位相がずれたコサイン及びサインの出力信号を生じるように構成されたサイン及びコサイン両方の光検出回路部分を備えている。図 12 を参照されたい。この図では、コサイン及びサイン両方の光検出器回路部分 40 が示されている。

#### 【0045】

図 5 及び図 12 の参照を続けると、前述されたように、増分ウィンドウ及びコード・ホイール又はコード・ストリップ 30 のバー・パターンに入射する光は、光検出器素子 41、42、43 及び 44 とそれに関連した回路によって変調されて、台形状の出力信号を発生する。移動平均フィルタの効果を作るために、台形波の複数の位相シフト・コピーがグレーティング・ピッチの寸法と光検出器素子 41、42、43 及び 44 の幅を意図的にミスマッチすることによって作られる。時間に対して信号の移動平均を取る代わりに、信号は光検出器素子 41、42、43 及び 44 の全体にわたって空間的に平均される。この場合、各信号は隣接する光検出器素子が発生する信号に対して一定の位相シフト  $T$  を有する。

#### 【0046】

図 5 及び図 12 に示されている開口すなわち光学的に透明な部分 31a ~ 31f、光学的に不透明な部分 32a ~ 32e、及び光検出器素子 41、42、43 及び 44 の数は単に説明するためのものであることに注意されたい。そのような光学エンコーダの構成要素の任意の適当な数又は配列は、特定の用途及び当面の特定の設計や費用の制約に基づいて使用されうる。

#### 【0047】

アナログのフロント・エンド回路 110 が発生した出力信号  $x(t)$  及び  $y(t)$  は、図 7 及び図 8 に関連して前述された方法に類似した方法で処理されて、補間されたデジタル出力信号  $A(t)$  及び  $B(t)$  が提供される。三角波の場合のように、最適平均ウィンドウは、 $2/3$  に等しいことが分かっている。これは最も低い全高周波歪み（すなわち、THD）で正弦波出力信号  $x(t)$  又は  $y(t)$  を発生する。すなわち、平均化が信号周期の正確に  $1/3$  にわたって行われる。この場合、信号間の位相シフトは  $T = 2/3 M$  である。このため、比率  $g/d = 3M(3M-1)$  である。M が 7 よりも大きくて、これにより十分大きな数の光検出器が使用されて、正確な正弦波出力信号を発生するために必要な平滑化の程度が提供されることが好ましい。M が大きくなるにつれて、正弦波出力信号の全高周波歪み（「THD」）は小さくなる。

10

## 【0048】

図 13 を参照すると、M が増加するにつれて、THD が減少することが分かるであろう。図 13 は、M が大きくなると、発生する出力信号がそれだけ忠実に望ましい正弦波出力信号に似ることを例示している。図 13 に示されているように、M が 7 に等しくなりまた 7 を超えると、THD がかなり小さくなる。

## 【0049】

三角波の場合のように、数学的に移動平均演算は、ディスクリット矩形ウィンドウ関数、すなわち、

$$x(t) = f(t) * g(t) \quad (\text{式 3})$$

を用いる入力信号の畳込みである。ここで、 $f(t)$  は入力信号（台形波）、 $g(t)$  は移動平均関数（ディスクリット矩形ウィンドウ）、 $x(t)$  は正弦波出力信号、及び  $*$  は畳込み演算子である。タイム・ドメイン関数及び台形波に対応するそれらのフーリエ変換は、下記の表 3 に要約されている。 $f(t)$ 、 $g(t)$  及び  $x(t)$  に対応するタイム・ドメイン及び周波数ドメイン信号は、それぞれ頂部から底部まで図 14 及び図 15 に示されている。これらの図では、M は 11 である。三角形の入力信号の発生及び使用に関して前述された計算は、当面の内容を理解するのに十分であり、このため台形の入力信号に関してここで繰り返す必要はないことは、当業者は理解されるであろう。

20

## 【0050】

## 【表 3】

機能	内容	タイム・ドメイン	周波数ドメイン
移動平均関数	矩形ウィンドウ関数 長さ=M、 振幅=1/M、 幅=2π/3	$g(t) = \sum_{n=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \frac{1}{M} \cdot \delta(t-nT)$	$G(\omega) = \text{asinc}_M(\omega T) = \sin(\omega \pi/3)/M \cdot \sin(\omega \pi/3M)$
入力信号	周期的台形信号 周期=2π 振幅=1	$f(t) = [8(2)^{1/2}/\pi^2] \cos(t) - (1/9) \cos(3t) - (1/25) \cos(5t) + (1/49) \cos(7t) + \dots$	$F(\omega) = [8(2)^{1/2}/\pi^2] (2\pi)^{1/2} [\delta(\omega-1) + \delta(\omega+1) - (1/9) \delta(\omega-3) - (1/9) \delta(\omega+3) - (1/25) \delta(\omega-5) - (1/25) \delta(\omega+5) + (1/49) \delta(\omega-7) + (1/49) \delta(\omega+7) + \dots]/2$
出力信号	入力信号の移動平均	$x(t) = f(t) * g(t)$ $x(t) \doteq \cos(t)$	$X(\omega) = F(\omega) G(\omega)$

30

40

表 3：台形状の入力信号に対するタイム・ドメイン信号及びそれらの対応するフーリエ変換

50



## 【 0 0 5 1 】

本願で示された種々の実施形態の幾つかは、標準的なCMOS又はBiCMOS製造技術を用いて実行される能力、比較的容易にかつ単純な設計で実行される能力、増分及び絶対モーション・エンコードの両方で実行される能力、またタイミング精度を犠牲にせずに高い補間係数を提供する能力を含む幾つかの利点及び特徴を有する。

## 【 0 0 5 2 】

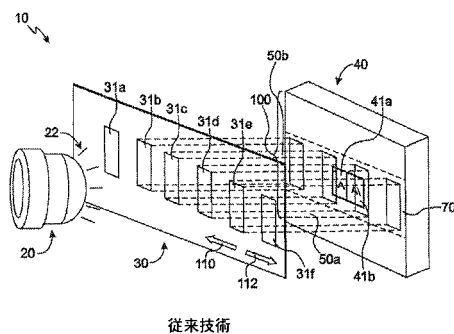
本願で説明された様々な構成要素、装置及びシステムを作る方法は、本発明の範囲の中に含まれる。

## 【 0 0 5 3 】

先に開示された実施形態に加えて、本発明に対して種々の実施形態が考えられる。前述された実施形態は、本発明の範囲を限定するものではなく、本発明の実施例と考えるべきである。本発明の前述の実施形態に加えて、詳細な説明及び添付した図面を詳細に調べると、本発明の別の実施形態が存在することが分かるであろう。従って、明示的に本願に記載されていない本発明の前述した実施形態の多くの組合せ、置き換え、変更例及び修正例は、本発明の範囲の中に含まれるものとする。

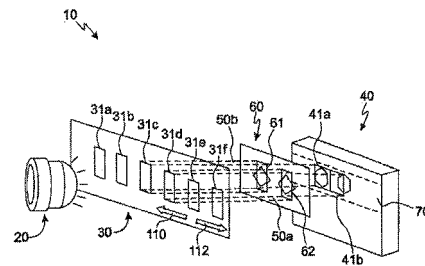
10

【 図 1 】



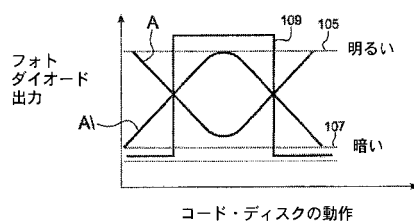
従来技術

【 図 3 】



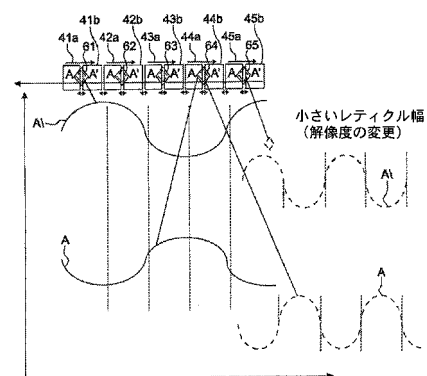
従来技術

【 図 2 】



従来技術

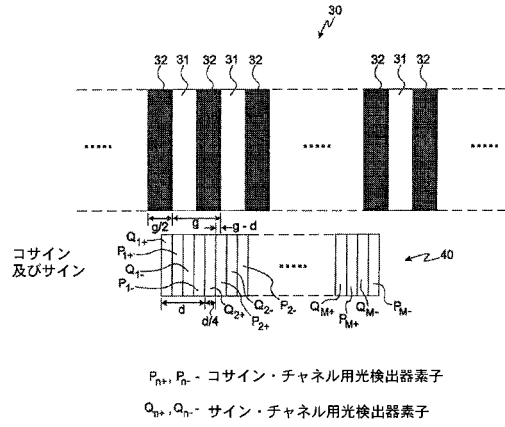
【 図 4 】



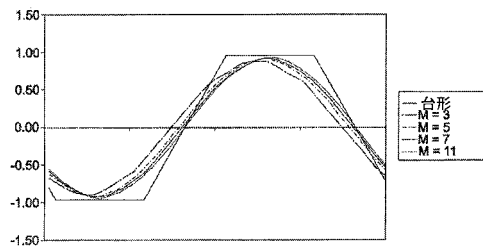
従来技術



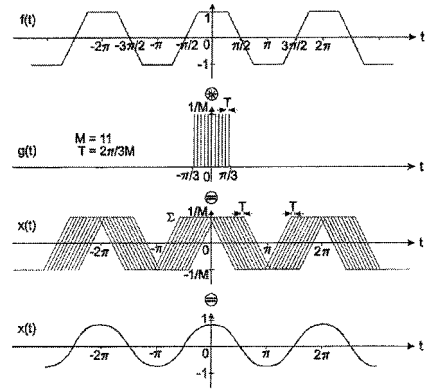
【図 12】



【図 13】



【図 14】



【図 15】

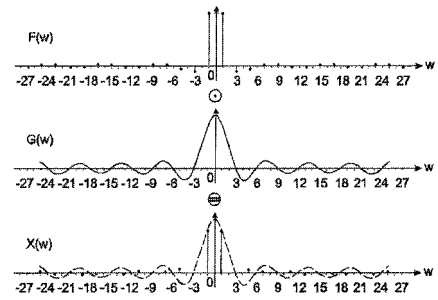


FIG. 15

---

フロントページの続き

- (74)代理人 100096769  
弁理士 有原 幸一
- (74)代理人 100107319  
弁理士 松島 鉄男
- (74)代理人 100114591  
弁理士 河村 英文
- (74)代理人 100118407  
弁理士 吉田 尚美
- (74)代理人 100125380  
弁理士 中村 綾子
- (74)代理人 100125036  
弁理士 深川 英里
- (74)代理人 100142996  
弁理士 森本 聡二
- (74)代理人 100154298  
弁理士 角田 恭子
- (74)代理人 100162330  
弁理士 広瀬 幹規
- (72)発明者 ウェイ・ヤン・リー  
マレーシア国ペナン 1 4 0 0 0 , ブキット・ムルタジャム , タマン・スクン・インダー , ロロン・  
スクン・インダー 5 , 1 9

審査官 平野 真樹

- (56)参考文献 特開平 1 0 - 1 3 2 6 1 4 ( J P , A )  
特開 2 0 0 7 - 2 1 8 6 0 3 ( J P , A )  
特開 2 0 0 8 - 0 7 6 1 9 9 ( J P , A )  
特開 2 0 0 4 - 3 0 9 3 6 6 ( J P , A )

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)  
G 0 1 D 5 / 0 0 - 5 / 6 2