(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3557584号
(P3557584)
(45)発行日　平成16年8月25日(2004.8.25)　(24)登録日　平成16年5月28日(2004.5.28)

(51)Int.Cl.[7]　F I
G01D 5/36　G01D 5/36　G
G01D 5/245　G01D 5/245　102D

請求項の数 3　(全 9 頁)

(21)出願番号　特願2000-273154(P2000-273154)
(22)出願日　平成12年9月8日(2000.9.8)
(65)公開番号　特開2002-81963(P2002-81963A)
(43)公開日　平成14年3月22日(2002.3.22)
審査請求日　平成14年4月10日(2002.4.10)

(73)特許権者　000201814
双葉電子工業株式会社
千葉県茂原市大芝６２９
(74)代理人　100086841
弁理士　脇　篤夫
(74)代理人　100114122
弁理士　鈴木　伸夫
(72)発明者　上平　貴久
千葉県茂原市大芝６２９　双葉電子工業株式会社内
(72)発明者　久我　敏彦
千葉県茂原市大芝６２９　双葉電子工業株式会社内

審査官　井上　昌宏

最終頁に続く

(54)【発明の名称】リニヤスケールにおける計測信号生成回路

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

移動方向に対して等間隔な目盛を設けたスケールと、

前記スケールの相対的な移動量を正弦波状のＡ相信号、該Ａ相信号を反転した－Ａ相信号、前記Ａ相信号に対して９０度移相されているＢ相信号、該Ｂ相信号を反転した－Ｂ相信号からなる４組の計測信号として検出する検出手段と、

前記４組の計測信号をそれぞれ所定のレベルに増幅する増幅回路とを備え、

前記各増幅回路から出力された逆相成分同志を加算して出力する高域減衰特性を有するＡ相、及びＢ相の差動増幅器と、

前記Ａ相、及びＢ相の差動増幅器の後段に前記スケールの最高速度で出力される正弦波状の信号の周波数に基づいて遮断周波数が設定された低域通過型のアクティブフイルタ回路を設けることによって、前記スケール移動時の固有振動周波数を含む高周波信号成分を低減することを特徴とするリニヤスケールにおける計測信号生成回路。

【請求項２】

上記低域通過型のアクティブフイルタ回路はその遮断周波数がスケールの移動速度によって変化するように構成したことを特徴とする請求項１に記載のリニヤスケールにおける計測信号生成回路。

【請求項３】

上記低域通過型のアクティブフイルタ回路は時定数回路にスイッチドキャパシタを使用し、該スイッチドキャパシタがスケールの移動速度に対応したクロック信号によって駆動さ

れるように構成したことを特徴とする請求項2に記載のリニヤスケールにおける計測信号生成回路。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、二物体間の相対移動量を測定するリニヤスケールにおける計測信号生成回路に関わり、特に光電変換手段から出力されるリサージュ信号のＳ／Ｎ比を向上させる際に有用な信号処理回路に関する。

【０００２】

【従来の技術】

工作機械等において、被加工物に対する工具の相対移動量を正確に測定することは、精密加工を行う上で極めて重要であり、このための測定装置が種々製品化されている。

そのひとつとして、光学格子を２枚重ね合わせることにより得られるモアレ縞を利用した光学式スケールが従来から知られている。この光学式スケールは、図５に示すように透明のガラススケール１００の一面に透光部と非透光部が所定のピッチで配列するよう格子（刻線）を設けたメインスケール１０１と、透明のガラススケール１０２の一面に透光部と非透光部が所定のピッチで配列するよう格子（刻線）を設けたインデックススケール１０３とを有し、同図（ａ）に示すように、このメインスケール１０１にインデックススケール１０３を微小間隔を持って対向させるとともに、同図（ｂ）に示すように、メインスケール１０１の格子に対し微小角度傾けられるようにインデックススケール１０３の格子を配置している。

【０００３】

なお、メインスケール１０１及びインデックススケール１０３に設けた格子は、ガラススケール１００、１０２にクロムを真空蒸着し、エッチングすることにより形成された同一ピッチの格子により形成されている。

このように配置すると、図６に示すモアレ縞が発生する。このモアレ縞の間隔はＷとなり、間隔Ｗ毎に暗い部分あるいは明るい部分が発生する。この暗い部分あるいは明るい部分は、メインスケール１０１に対し、インデックススケール１０３が相対的に左右に移動する方向に応じて上から下、あるいは下から上に移動していく。この場合、メインスケール１０１及びインデックススケール１０３の格子のピッチをＰ、相互の傾斜角度をθ［ｒａｄ］とすると、モアレ縞の間隔Ｗは、

Ｗ＝Ｐ／θ

と示され、モアレ縞の間隔Ｗは、光学的に格子間隔Ｐを１／θ倍に拡大した間隔とされていることになる。このため、格子が１ピッチＰ移動すると、モアレ縞はＷだけ変位することになり、Ｗの上下方向の変化を読み取ることにより、ピッチＰ内の移動量を精密に測定することができるようになる。

【０００４】

例えば、図７に示すようにモアレ縞の変化を光学的に検出する光電変換素子１１０をインデックススケールに設け、メインスケールの反対側に光源を設けるようにして、メインスケール１０１に対しインデックススケール１０３を相対的に移動させながら、この光電変換素子１１０に流れる電流の変化を読み取る。

すなわち、モアレ縞のパターンがＡの状態となっていると、光電変換素子１１０に照射される光量は最も多くなり、光電変換素子１１０に流れる電流は最大値Ｉ１　となる。次に、相対的に移動してＢの状態になると光電変換素子１１０に照射される光量はやや減少し、その電流はＩ２　となり、更に、移動してＣの状態になると光電変化素子１１０には最も少ない光量が照射され、その電流も最も小さいＩ３　となる。そして、更に移動してＤの状態になると光電変換素子１１０に照射される光量はやや増加し、その電流はＩ２　となり、Ｅの状態になるまで移動すると、再び最も光量の多い位置となり、その電流は最大値Ｉ１　となる。

このように、光電変換素子１１０に流れる電流は正弦波状に変化するとともに、その変化

が１周期経過した時に、格子間隔Ｐだけメインスケール１０１とインデックススケール１０３とが相対的に移動したことになる。

【０００５】

図７においては、光電変換素子１１０を一つだけ設けるようにしたが、図８に示すように、一周期（間隔Ｗ）と９０°ずらせて２つの光電変換素子１１１、１１２を設けるようにすると、Ａ相の光電変換素子１１１に流れる電流に対してＢ相の光電変換素子１１２に流れる電流は、図９に示すように９０°偏移した電流となる。すなわち、Ａ相の光電変換素子１１１に流れる電流をサイン波とすると、Ｂ相の光電変換素子１１２に流れる電流はコサイン波となる。

この場合、メインスケール１０１とインデックススケール１０３との相対的な移動方向により、Ａ相の光電変換素子１１１に流れる電流に対するＢ相の光電変換素子１１２に流れる電流の位相は９０°進相あるいは９０°遅相となるため、９０°ずらせて配置した２つの光電変換素子を設けると、両者の間の位相を検出することにより相対的な移動方向を検出することができる。

なお、実際は光電変換素子を所定の位置に追加配置して、Ａ相信号及びＢ相信号を１８０°反転した－Ａ相信号及び－Ｂ相信号も同時に出力するように構成し、検出信号に含まれる直流成分を除去すると共に、信号の信頼性及び高速追従性の確保のためである。

【０００６】

図４（ａ）はＡ相信号、Ｂ相信号を形成する装置において、インデックススケールの所定の位置に４個のフォトディテクタを設けることによって得られた上記Ａ相信号と反転された－Ａ相信号、およびＢ相信号と反転したＢ相信号を示している。

また、図４（ｂ）は、上記２つのＡ相信号波形から、合成されたＡ相信号を形成する回路を示したもので、ＡＰ、－ＡＰはスケールの刻線間を透過した光によって形成されたモアレ縞を検出して電気信号に変換するフォトディテクタである。

各フォトディテクタから出力された逆位相の正弦波状の電流は一方の信号が反転増幅器Ａ１を介して位相が反転され、演算増幅器ＯＰを使用した加算回路ＡＤＤで合成される。

Ｂ相信号を合成する場合も同様な回路で構成される。

この回路構成は１つの演算増幅器ＯＰで直流信号を除去した計測信号が合成できるため、コストダウンを図ることができるが、合成前のオフセットを調整が困難であり、Ａ相（Ｂ相）信号と、－Ａ相（－Ｂ相）信号のバランスが悪いという問題が生じる

【０００７】

そこで、同図（ｃ）に示されているようにフォトディテクタＡＰ、およびフォトディテクター－ＡＰから出力された信号をそれぞれ単独に所定の電圧レベルとなるように電流電圧変換器Ａ１．Ａ２を介して増幅し、その出力同志を差動増幅器ＯＰ１によって数値的に加算しＡ相信号を得るようにする。

この場合は、Ａ相信号と－Ａ相信号のバランスがとれているのでスケールが高速で移動したときでも合成された計測用のＡ相信号の信号波形に歪みが発生しないという特徴が生じる。

【０００８】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、このように構成された光学式スケールは、ＮＣ工作機械に取りつけられて被加工物と工具との相対的移動量を測定しているが、一般にスケールを取り付け、信号を検出するフォトディテクタは工作機械側にあるのに対して、検出された正弦波状のリサージュ信号の信号処理を行い、実際の計測信号を表示するような信号処理部は信号伝送ケーブルに接続されて異なる位置に配置される。

【０００９】

また、リニヤスケールは一般に工作機械等が配置されているところで使用されるため、工場内のノイズを拾いやすく、検出された信号波形にノイズ成分が混入すると言う問題が生じる。

スケールの移動に対してこのようなノイズ成分が混入している信号を処理して、高精度の

位相分割された測定値を演算すると、表示部分の数値が間違った数値を示し、スケールが相対的な測長値を出力する場合は、その誤差値が容易に修復されないという問題があった。

【００１０】

特に４組のＡ相信号、－Ａ相信号、Ｂ相信号、－Ｂ相信号を検出するフォトディテクタは、所定の間隔を置いて支持部材に取り付けられているが、スケールが高速で移動するときや、工作機械に負荷がかかったときなどは、この支持部材が固有振動周波数に共振し、高い振動周波数が各相の信号位相に関係なく生じこれがノイズとして信号処理回路に混入すると異相のノイズになり、同相ノイズに対して効果のある差動増幅型の信号生成回路でも取りきれないという問題があった。

【００１１】

【課題を解決するための手段】

本発明のリニヤスケールの計測信号生成回路はかかる問題点を解消することを目的としてなされたもので、　移動方向に対して等間隔な目盛を設けたスケールと、前記スケールの相対的な移動量を正弦波状のＡ相信号、該Ａ相信号を反転した－Ａ相信号、前記Ａ相信号に対して９０度移相されているＢ相信号、該Ｂ相信号を反転した－Ｂ相信号からなる４組の計測信号として検出する検出手段と、

前記４組の計測信号をそれぞれ所定のレベルに増幅する増幅回路と、前記各増幅回路から出力された逆相成分同志を加算して出力する差動増幅器を備え、

前記差動増幅器の後段に高周波ノイズ成分を除去する低域通過フイルタ回路を設けるようにしたものである。

【００１２】

上記低域通過フイルタ回路は通常の受動型のフイルタ、またはアクティブフイルタによって構成され、その遮断周波数はスケールの移動速度によって変化するように構成することが好ましい。

遮断周波数を変化させるための低域通過フイルタ回路は、時定数回路にスイッチドキャパシタを使用し、該スイッチドキャパシタがスケールの移動速度に対応したクロック信号によって駆動されるように構成するようにすることもできる。

【００１３】

【発明の実施の形態】

本発明のリニヤスケールにおける計測信号生成回路の実施の態様を以下の図面に従い説明する。

【００１４】

図１は、本発明の測定用信号生成装置の主要部を示したもので、フォトディテクタＰｄ１～Ｐｄ４から出力されたＡ相信号、－Ａ相信号、Ｂ相信号、－Ｂ相信号を合成して計測用のＡ相信号、及びＢ相信号を形成する回路構成を示している。　この図において、Ｇａ１はＡ相信号の増幅器、同じくＧａ２は－Ａ相信号の増幅器、Ｇｂ１はＢ相信号の増幅器、Ｇｂ２は－Ｂ相信号の増幅器である。

これらの増幅器は抵抗Ｒ１、コンデンサＣ１を帰還回路として付けており、良く知られているように、高利得の増幅器を構成する際に安定化を図っている。

なお、逆相信号で出力される－Ａ相信号、及び－Ｂ相信号の増幅器に対しては抵抗Ｒの１部を可変抵抗ΔＲとして、後段の加算回路Ｇａ３またはＧｂ３で合成される際の信号の振幅がほぼ一致するように調整される。

【００１５】

また、これらの増幅器にはそれぞれオフセット電圧が正相入力端子から供給され直流成分が同一のレベルとなるようにしている。

このようにして各増幅器の逆相成分同志が抵抗Ｒ２を介して加算器Ｇａ３，およびＧｂ３に供給され、その出力に直流成分が除去された正弦波状の測定用Ａ相信号、およびＢ相信号が形成される。

各加算器Ｇａ３、Ｇｂ３にも位相状態を安定化するためにインピーダンスＺ１とされた帰

還回路が設けられており、高域周波数の位相廻りに基づく不安定要素を低減するようにしている。

【００１６】

本発明の検出回路にはこの加算器の後段にさらに低域周波数を通過させるフイルタ（以下、ローパスフイルタＬＰＦともいう）Ｇａ４、およびＧｂ４が追加される。

このローパスフイルタＧａ４，Ｇｂ４はリニヤスケールの最高速度で出力される正弦波状の信号の周波数に基づいてその遮断周波数が設定され、その周波数以上の信号が混入されたときはノイズ信号として除去するように構成している。

【００１７】

検出された信号の最高周波数はスケールに刻設されている刻線のピッチＰと、スケールの最高の動き速度によって決定され、例えば、刻線ピッチが２０μｍスケールが動きが毎秒１ｍの場合はほぼ５０ＫＨｚに達する。

【００１８】

したがって、上記ローパスフイルタＧａ４、Ｇｂ４の遮断周波数は、この周波数以上の信号を減衰する特性を有する回路によって構成されることになる。

ローパスフイルタの回路構成として図２の（ａ）に示すように電圧ホロワァ回路とされているＯＰアンプＯＰの入力端子に抵抗Ｒ、及びコンデンサＣからなる積分回路を設ける１次ローパスフイルタが最も簡明である。

【００１９】

この場合の減衰特性は６ｄＢ／ｏｃｔの特性となり、－３ｄＢ減衰する遮断周波数は１／２πＣＲに設定される。

したがって、増幅器Ｇａ１、加算器Ｇａ３の高域減衰特性と合わせると３次のＬＰＦ特性となる。

【００２０】

図２（ｂ）に示すように差動アンプＯＰの出力をコンデンサを介して入力側に帰還させるアクティブフイルタは２次のパターワース型のローパスフイルタとして知られており、その減衰特性は１２ｄＢ／ｏｃｔとなる。

遮断周波数は１／２×（２πＲＣ）$^{1/2}$ で設定される。このタイプのフィルタは振幅特性が平坦であり通過帯域内でリップルが生じないが、位相廻りが比較的大きいという欠点がある。

【００２１】

なお、信号の位相遅れが比較的一定で波形の再現性がよいタイプのフイルタとしてはベッセルタイプのローパスフイルタがあり、このベッセルタイプのローパスフイルタを使用することができる。

【００２２】

図３（ａ）は３個のオペアンプＡ１、Ａ２，Ａ３を使用したステートバリアブル型のフイルタである。

このフイルタは各オペアンプの出力から種種の特性信号が出力されるがＯＰアンプＡ３の出力Ｙ（ＬＰＦ）を使用すると低域通過型のフイルタ特性となる。

すなわち、遮断周波数ωｃは ωｃ＝（R2/R3R6Rr7C1C2）$^{1/2}$

総合利得Ｇは　　Ｇ＝R3/R1となる。

このように遮断周波数は各インピーダンス素子の値によって設定されるが、抵抗R6，及びR7を同一の割合で可変すると、遮断周波数のみ独立して可変することができるという利点がある。

【００２３】

そこで、上記抵抗Ｒ６．およびＲ７としてスイッチドキャパシタを使用し、このスイッチドキャパシタが呈する抵抗をクロック周波数によって制御すると、リニヤスケールの動き速度に応じて遮断周波数が変化し、効率的にノイズ成分を除去することができるようになる。

【００２４】

スイッチドキャパシタは図３（ｂ）に示すようにコンデンサＣとスイッチＳにより形成され、スイッチＳの接点ｘ１，ｘ２間をクロック周波数ｆによって交互に切り換えると。等価抵抗となる抵抗値ＲｓはＲｓ＝ｆ・１／Ｃになる。
したがって、スケールの移動時の速度、または、測長される正弦波状の信号の周期に対応して、上記スイッチを駆動するクロック信号を形成し、上記スイッチドキャパシタを駆動するようにすると、スケールの高速移動時には遮断周波数が高くなり、低速移動時には遮断周波数が低くなるようなＬＰＦ特性を作ることができ、低速の移動時にも有効なノイズ除去効果が得られる。

【００２５】

【発明の効果】

本発明は、以上に説明したように、フォトディテクタ、または計測信号生成回路に混入したノイズを除去するために、スケールの最高速度に基づいて遮断周波数が設定されたアクティブローパスフイルタが、高域で減衰特性を有する差動型の増幅器で合成されたＡ相信号生成回路の後段、及びＢ相信号生成回路の後段に付加されているので、スケールの移動時における同相のノイズは元より、特に異相のノイズ成分も効果的に除去することができ、リニヤスケールの測長誤差を低減することができるという効果がある。

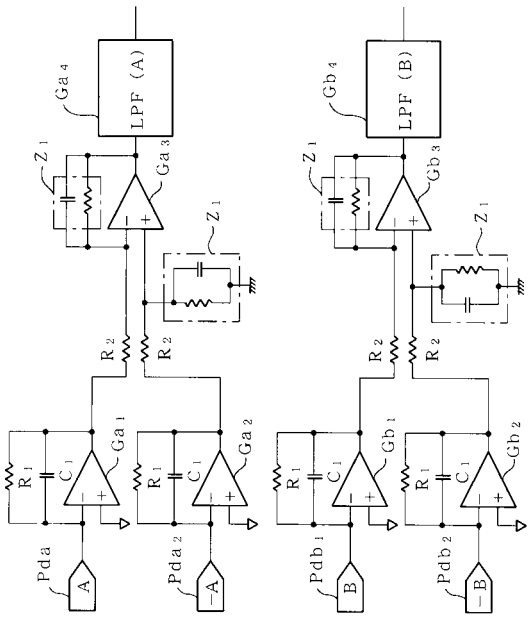
【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の計測信号生成回路のブロック図を示す。
【図２】各種のローパスフイルタの回路図である。
【図３】ステートバリアブルタイプにＬＰＦの回路図を示す。
【図４】測定用信号生成回路の原理図である。
【図５】光学式スケールの原理図である。
【図６】モアレ縞を示す図である。
【図７】モアレ縞の移動を示す図である。
【図８】光電変換素子を設置する位置を示す図である。
【図９】Ａ相信号とＢ相信号の波形図である。

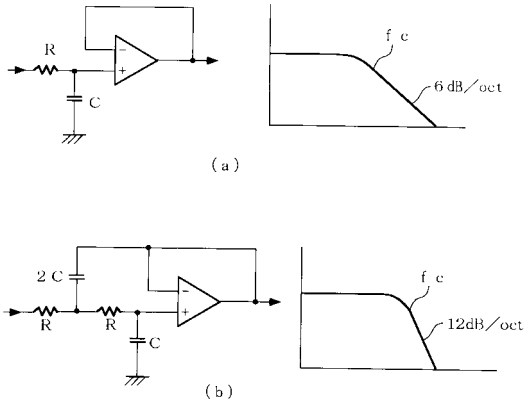
【符号の説明】

Ｐｄ（１～４）　フォトディテクタ
Ｇａ１、Ｇａ２　Ａ相信号の増幅器
Ｇｂ１、Ｇｂ２　Ｂ相信号の増幅器
Ｇａ３，Ｇｂ３　加算器
Ｇａ４、Ｇｂ４　ローパスフイルタ

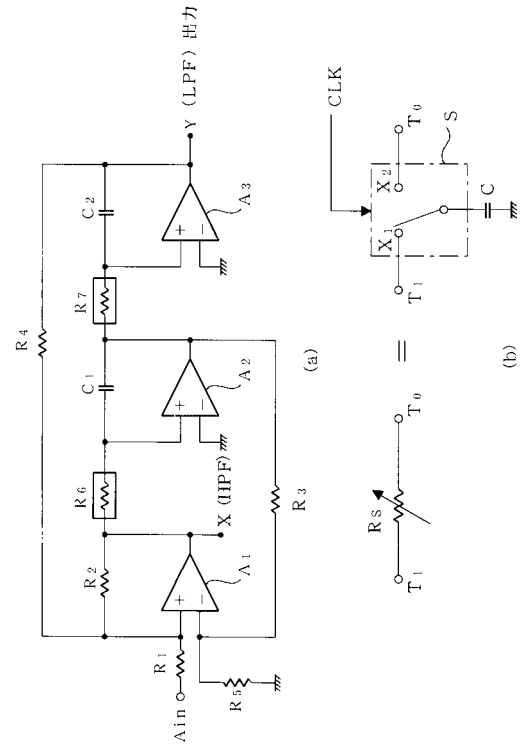
【図１】


LPF (A)
LPF (B)
Ga4
Gb4
Z1
Ga3
Gb3
R2
Ga1
Ga2
Gb1
Gb2
R1
C1
Pda1
Pda2
Pdb1
Pdb2
A
-A
B
-B

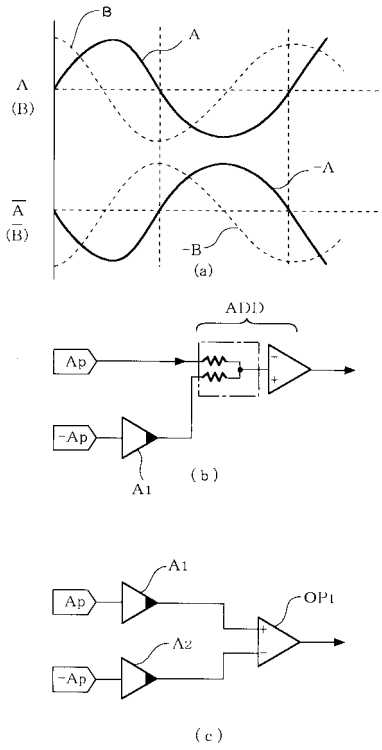
【図２】


R
C
fc
6dB/oct
(a)
2C
12dB/oct
(b)

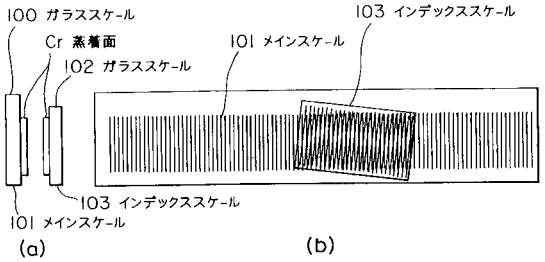
【図３】


Y (LPF) 出力
X (HPF)
CLK
Ain
A1
A2
A3
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
C1
C2
C
Rs
X1
X2
T0
T1
S
(a)
(b)

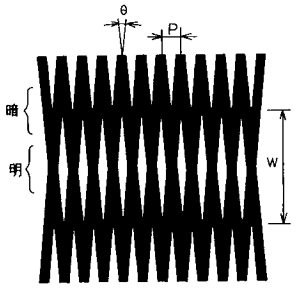
【図４】


A
B
-A
-B
(B)
(a)
ADD
Ap
-Ap
A1
A2
OP1
(b)
(c)

【図５】

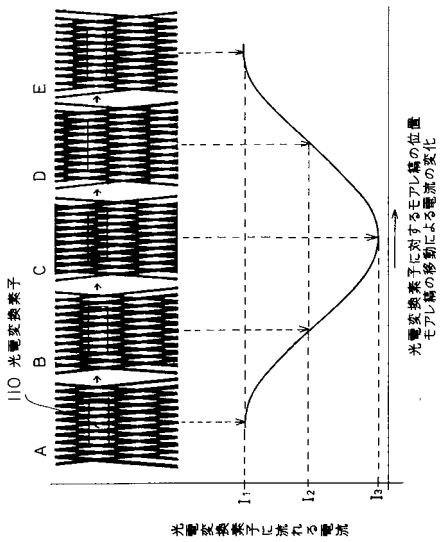


【図６】

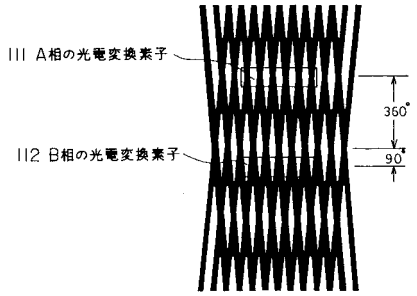


モアレ縞

【図７】

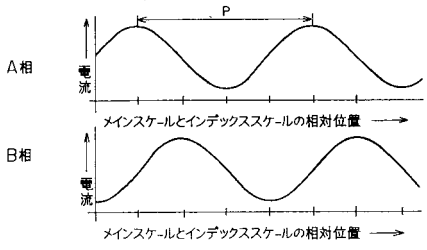


【図８】



モアレ縞と変換素子の位置

【図９】



A相とB相の位相関係

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平０３－２７６０１７（ＪＰ，Ａ）
特開平０７－３３３００５（ＪＰ，Ａ）
特開平０３－０４２５１７（ＪＰ，Ａ）
特開平１１－３１１５４４（ＪＰ，Ａ）
実開昭６０－０６３１１１（ＪＰ，Ｕ）
特開昭５８－８５１１６（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
G01D5/00～5/62
G01B7/00～7/34
G01P1/00～3/80