

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3806826号  
(P3806826)

(45) 発行日 平成18年8月9日(2006.8.9)

(24) 登録日 平成18年5月26日(2006.5.26)

(51) Int.C1.

G06K 7/10 (2006.01)

F 1

G06K 7/10

D

請求項の数 2 (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願平9-46876  
 (22) 出願日 平成9年1月23日(1997.1.23)  
 (65) 公開番号 特開平10-207973  
 (43) 公開日 平成10年8月7日(1998.8.7)  
 審査請求日 平成16年1月22日(2004.1.22)

(73) 特許権者 391062872  
 株式会社オプトエレクトロニクス  
 埼玉県蕨市塚越5丁目5-3  
 (72) 発明者 早川 浩  
 埼玉県蕨市塚越5丁目5番3号 株式会社  
 オプトエレクトロニクス内

審査官 梅沢 俊

(56) 参考文献 特開平08-212284 (JP, A)  
 特開平07-037024 (JP, A)  
 特開昭55-140815 (JP, A)

(58) 調査した分野(Int.C1., DB名)  
 G06K 7/10

(54) 【発明の名称】振動ミラー形走査装置用駆動回路

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項1】

パルス幅変調発振器(1<sub>1</sub>)と、振動ミラーコイル励振回路(3<sub>1</sub>)と、振動ミラーコイル(4)と、電圧サンプラー(5<sub>1</sub>)と、パルス立上り時点決定回路(7)と、ピークホールダ(8)と、パルス立下り時点決定回路(9)とを含有し、

上記パルス幅変調発振器(1<sub>1</sub>)は、自励発振時には、パルス繰返し周波数が回動形振動ミラーの機械的共振周波数(F)よりも若干低く、デューティ率が4分の1よりも小なる発振パルス列(b<sub>1</sub>)を出力するように、他励発振時には、パルス繰返し周波数が同振動ミラーの機械的共振周波数(F)に追従し、デューティ率が自励発振時のそれよりも更に小なる発振パルス列(b<sub>1</sub>)を出力するが出来るように、構成され、

上記振動ミラーコイル励振回路(3<sub>1</sub>)は、上記振動ミラーの回動角(θ)が逆方向の最大点に到達した直後に、上記振動ミラーコイル(4)の第1の入力端子(A<sub>4</sub>)に対して、上記発振パルス列(b<sub>1</sub>)に基づいて正極性の励振パルスを印加するように構成され、

上記振動ミラーコイル(4)は、上記第1の入力端子(A<sub>4</sub>)に対して正極性の励振パルスが印加された時、上記振動ミラーに対して同パルスの持続時間に比例した正方向の角運動量を与えるように構成され、

上記電圧サンプラー(5<sub>1</sub>)は、上記励振パルスの非印加時に、上記振動ミラーの自由振動に起因する逆起電圧の負極性の半波の絶対値を、上記振動ミラーコイル(4)の第1の入力端子(A<sub>4</sub>)において検出するように構成され、

10

20

上記パルス立上り時点決定回路(7)は、上記電圧サンプラー(5<sub>1</sub>)の出力レベルがピークからゼロに到達した時点を検出して、休止中のパルス幅変調発振器(1<sub>1</sub>)の次なる発振パルスの立上り時点を決定し、同発振器(1<sub>1</sub>)の第1の変調信号入力端子(a<sub>1</sub>)に対して、同発振パルスを立ち上がらせるための負極性の変調電圧(q)を印加するよう構成され、

上記ピークホルダ(8)は、毎周期、上記電圧サンプラー(5<sub>1</sub>)の出力電圧におけるピーク値(p<sub>m</sub>)を検出し、且つ保持するよう構成され、

上記パルス立下り時点決定回路(9)は、上記パルス幅変調発振器(1<sub>1</sub>)からの発振パルス持続信号と上記ピークホルダ(8)からのピーク値(p<sub>m</sub>)とを受けて、上記振動ミラーの所望の振幅に対応する目標値(v<sub>r</sub>)と上記ピーク値(p<sub>m</sub>)との電圧差に比例する発振パルス持続時間、従って又発振パルス立下り時点を決定し、同発振器(1<sub>1</sub>)の第2の変調信号入力端子(a<sub>2</sub>)に対して、持続中の発振パルスを立ち下がらせるための正極性の変調電圧(r)を印加するよう構成されている、

振動ミラー形走査装置用駆動回路。

### 【請求項2】

パルス幅変調発振器(1<sub>2</sub>)と、パルス列変換回路(2)と、振動ミラーコイル励振回路(3<sub>2</sub>)と、振動ミラーコイル(4)と、電圧サンプラー(5<sub>2</sub>)と、パルス立上り時点決定回路(7)と、ピークホルダ(8)と、パルス立下り時点決定回路(9)とを含有し、上記パルス幅変調発振器(1<sub>2</sub>)は、自励発振時には、パルス繰返し周波数が回動形振動ミラーの機械的共振周波数(F)の2倍の周波数(2F)よりも若干低く、デューティ率が2分の1よりも小なる発振パルス列(b<sub>2</sub>)を出力するように、他励発振時には、パルス繰返し周波数が同振動ミラーの機械的共振周波数(F)の2倍の周波数(2F)に追従し、デューティ率が自励発振時のそれよりも更に小なる発振パルス列(b<sub>2</sub>)を出力することが出来るよう構成され、

上記パルス列変換回路(2)は、上記発振パルス列(b<sub>2</sub>)を受けて、第1の変換パルス列(d)、第2の変換パルス列(e)、第3の変換パルス列(f)、第4の変換パルス列(g)、第5の変換パルス列(h)、第6の変換パルス列(i)及び第7の変換パルス列(j)を出力するよう構成され、

上記第1～第6の変換パルス列の周期は、定常状態においては、上記発振パルス列(b<sub>2</sub>)の周期(T/2, T=1/F)の2倍(T)であり、

上記第1の変換パルス列(d)の各週期は、励振期間と非励振期間とから成り、上記励振期間の始点は前の半週期の始点にあり、そのデューティ率は4分の1よりも小であり、上記第4の変換パルス列(g)の各週期は、接地期間と非接地期間とから成り、上記接地期間の始点は前の半週期の始点にあり、そのデューティ率は2分の1であり、

上記第3の変換パルス列(f)の各週期は、励振期間と非励振期間とから成り、上記励振期間の始点は後の半週期の始点にあり、そのデューティ率は4分の1よりも小であり、

上記第2の変換パルス列(e)の各週期は、接地期間と非接地期間とから成り、上記接地期間の始点は後の半週期の始点にあり、そのデューティ率は2分の1であり、

上記第5の変換パルス列(h)の各週期は、サンプリング許容期間とサンプリング非許容期間とから成り、上記サンプリング許容期間は、上記第1の変換パルス列(d)の励振期間の終了と共に開始し、前の半週期の終了と共に終了し、

上記第6の変換パルス列(i)の各週期は、サンプリング許容期間とサンプリング非許容期間とから成り、上記サンプリング許容期間は、上記第3の変換パルス列(f)の励振期間の終了と共に開始し、後の半週期の終了と共に終了し、

上記第7の変換パルス列(j)の各週期は、上記パルス立下り時点決定回路(9)に対する動作許容期間と動作非許容期間とから成り、上記動作許容期間は、上記発振パルス列(b<sub>2</sub>)の持続期間と同一であり、

上記振動ミラーコイル励振回路(3<sub>2</sub>)は、上記振動ミラーの回動角( )が逆方向の最大点に到達した直後に、上記振動ミラーコイル(4)の第1の入力端子(A<sub>4</sub>)に対して上記第1の変換パルス列(d)に基づいて正極性の励振パルスを印加すると共に、同ミラ

10

20

30

40

50

ーコイル(4)の第2の入力端子(C<sub>4</sub>)に対して上記第4の変換パルス列(g)に基づいて接地電位を供給するように、又、上記振動ミラーの回動角(θ)が正方向の最大点に到達した直後に、上記振動ミラーコイル(4)の第2の入力端子(C<sub>4</sub>)に対して上記第3の変換パルス列(f)に基づいて正極性の励振パルスを印加し、同ミラーコイル(4)の第1の入力端子(A<sub>4</sub>)に対して上記第2の変換パルス列(e)に基づいて接地電位を供給するように、構成され、

上記振動ミラーコイル(4)は、上記第1の入力端子(A<sub>4</sub>)に対して正極性の励振パルスが印加された時、同パルスの持続時間に比例した正方向の角運動量を上記振動ミラーに対して与えるように、又、上記第2の入力端子(C<sub>4</sub>)に対して正極性の励振パルスが印加された時、同パルスの持続時間に比例した負方向の角運動量を上記振動ミラーに対して与えるように、構成され、

上記電圧サンプラー(5<sub>2</sub>)は、上記第5の変換パルス列(h)の各サンプリング許容期間中に、上記振動ミラーの自由振動に起因する逆起電圧の正極性の半波の絶対値を上記振動ミラーコイル(4)の第1の入力端子(A<sub>4</sub>)において検出し、上記第6の変換パルス列(h)の各サンプリング許容期間中に上記逆起電圧の負極性の半波の絶対値を、同第2の入力端子(C<sub>4</sub>)において検出し、且つそれらを時間軸上で合成するように、構成され、上記パルス立上り時点決定回路(7)は、上記電圧サンプラー(5<sub>2</sub>)の出力レベルがピークからゼロに到達した時点を検出し、休止中のパルス幅変調発振器(1<sub>2</sub>)の次なる発振パルスの立上り時点を決定し、同発振器(1<sub>2</sub>)の第1の変調信号入力端子(a<sub>1</sub>)に対して、同発振パルスを立ち上がらせるための負極性の変調電圧を印加するように、構成され、

上記ピークホルダ(8)は、上記電圧サンプラー(5<sub>2</sub>)の半周期毎に、その出力のピーク値(p<sub>m</sub>)を検出し、且つ保持するように構成され、

上記パルス立下り時点決定回路(9)は、上記パルス列変換回路(2)からの動作許容信号と上記ピークホルダ(8)からのピーク値(p<sub>m</sub>)とを受けて、上記振動ミラーの所望の振幅に対応する目標値(v<sub>m</sub>)と上記ピーク値(p<sub>m</sub>)との電圧差に比例する発振パルス持続時間、従って又発振パルス立下り時点を決定し、同発振器(1<sub>2</sub>)の第2の変調信号入力端子(a<sub>2</sub>)に対して、持続中の発振パルスを立ち下がらせるための、正極性の変調電圧(r)を印加するように、構成されている、

振動ミラー形走査装置用駆動回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この出願の発明は、光学的情報読取装置に使用される振動ミラー形走査装置を駆動するための、振動ミラー形走査装置用駆動回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

光学的情報読取装置に使用される回動形ミラーは、非振動ミラーと振動ミラーとに大別される。ここに、非振動ミラーとは、光学的情報の読み取り動作中、回動・停止・回動・停止を繰返すタイプのミラーのことであり、振動ミラーとは、同読み取り動作中、停止することなく連続的に振動し続けるミラーのことである。

光学的情報読取装置に使用される振動ミラーは、固有の機械的共振周波数を有する。かかる振動ミラーの駆動方法は、非同期式と同期式とに大別される。ここに、非同期式駆動方法とは、振動ミラー走査装置に印加(供給)すべき電圧(電流)の周波数を、振動ミラーの機械的共振周波数から大きく離調させて置く(離隔させて置く)方法のことであり、同期式駆動方法とは、振動ミラー走査装置に印加すべき電圧の周波数及び位相を振動ミラーの機械的周波数及び位相にそれぞれ合致させる方法のことである。

後者の駆動方法においては、印加電圧として、正弦波電圧乃至鋸歯状波電圧等を用いるアナログ式が提案されている。

又、当該振動ミラーの回動位置及び角速度を直接的に検出する為のセンサを導入し、同セ

10

20

30

40

50

ンサの検出出力を利用して、当該振動ミラーの走査装置に対して印加すべき駆動電圧の周波数を、振動ミラーの機械的共振周波数に自動的に追従せしめることが提案されている。

#### 【0003】

##### 【従来の技術の問題点】

然しながら、この出願の発明者の研究によれば、上記従来の駆動方法には、下記の様な欠点乃至問題点の存在することが明らかになった。

第一に、振動ミラーの回動位置及び角速度を直接検出する為のセンサを導入すると、製品コストが増大する。

第二に、上記センサの検出出力を利用して、駆動電圧の周波数を、振動ミラーの固有共振周波数に自動的に追従せしめようとすると、上記センサを組込んだ後に、改めて回路全体の調整が必要となる。10

第三に、上記アナログ式の駆動方法（駆動電圧として、例えば正弦波電圧乃至鋸歯状波電圧を用いる駆動方法）では、電流乃至電力の消費が少なくなく、為に使用電池の長寿命化が困難である。

第四に、駆動電圧として、正弦波電圧乃至鋸歯状波電圧を用いるときは、動作電圧の範囲を極限まで広くすることが困難である。

#### 【0004】

##### 【発明の目的】

それ故、この出願の発明の第一の目的は、振動ミラー（VM）を共振モードで動作せしめることが出来、しかも同振動ミラー（VM）の回動位置及び角速度を直接検出する為のセンサを必要としない、振動ミラー形走査装置用駆動回路を提供することにある。20

この出願の発明の第二の目的は、振動ミラー（VM）を共振モードで動作せしめると共に、同振動ミラー（VM）の回動位置及び角速度を直接検出するセンサを使用すること無しに、駆動電圧の周波数及び位相を、同振動ミラー（VM）の機械的共振周波数及び位相に自動的に追従せしめることが出来る、調整不要の、振動ミラー形走査装置用駆動回路を提供することにある。

この出願の発明の第三の目的は、パルス電圧で振動ミラーコイルを励振すると共に、当該パルス電圧を同振動ミラー（VM）の機械的振動に自動的に同期させることより、消費電流及び消費電力を最小化し、以って使用電池の長寿命化を実現することが出来る、振動ミラー形走査装置用駆動回路を提供することにある。30

この出願の発明の第四の目的は、パルス電圧で振動ミラーコイルを励振することによって、動作電圧の範囲を極限まで拡大することが出来る、振動ミラー形走査装置用駆動回路を提供することにある。

#### 【0005】

##### 【目的を達成するための手段】

前記の課題を解決し、前記の目的を達成する為に、

この出願の発明の第1の実施の形態の振動ミラー形走査装置用駆動回路は、

パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>と、振動ミラーコイル励振回路3と、振動ミラーコイル4と、電圧サンプラー5<sub>1</sub>と、パルス立上り時点決定回路7と、ピークホルダ8と、パルス立下り時点決定回路9とを含有し、40

パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>は、自励発振時には、回動形振動ミラー（VM）の機械的共振周波数Fよりも若干低いパルス繰返し周波数の発振パルス列b<sub>1</sub>を出力するように、他励発振時には、同振動ミラー（VM）の機械的共振周波数Fに追従するパルス繰返し周波数の発振パルス列b<sub>1</sub>を出力するが出来るように、構成され、

振動ミラーコイル励振回路3<sub>1</sub>は、振動ミラー（VM）の回動角θが逆方向の最大点に到達した直後に、振動ミラーコイル4の第1の入力端子A<sub>4</sub>に対して、発振パルス列b<sub>1</sub>に基づいて正極性の励振パルスを印加するように構成され、

振動ミラーコイル4は、第1の入力端子A<sub>4</sub>に対して正極性の励振パルスが印加された時、同パルスの持続時間に比例した正方向の角運動量を振動ミラー（VM）に対してを与えるように構成され、50

電圧サンプル 5<sub>1</sub> は、励振パルスの非印加時に、振動ミラー（VM）の自由振動に起因する逆起電圧の負極性の半波の絶対値を、振動ミラーコイル 4 の第 1 の入力端子 A<sub>4</sub> において検出するように構成され、

パルス立上り時点決定回路 7 は、電圧サンプラー 5<sub>1</sub> の出力レベルがピークからゼロに到達した時点を検出して、休止中のパルス幅変調発振器 1<sub>1</sub> の次なる発振パルスの立上り時点を決定し、同発振器 1<sub>1</sub> の第 1 の変調信号入力端子 (a<sub>1</sub>) に対して、同発振パルスを立ち上がらせるための負極性の変調電圧 (q) を印加するように、構成され、

ピークホールダ 8 は、毎周期、上記サンプラ 5<sub>1</sub> の出力電圧におけるピーク値 (  $p_m$  ) を検出し、且つ保持するように、構成され、

パルス立下り時点決定回路 9 は、パルス幅変調発振器 1<sub>1</sub> からの発振パルス持続信号 (j) とピークホルダ 8 からのピーク値  $p_m$  とを受けて、振動ミラー (VM) の所望の振幅に応する目標値  $v_r$  と上記ピーク値  $p_m$  との電圧差に比例する発振パルス持続時間、従って又発振パルス立下り時点を決定し、同発振器 1<sub>1</sub> の第 2 の変調信号入力端子 a<sub>2</sub> に対して、持続中の発振パルスを立ち下がらせるための、正極性の変調電圧  $r$  を印加するよう構成されている。

【 0 0 0 6 】

この出願の発明の第1の実施の形態の振動ミラー形走査装置用駆動回路によれば、パルス幅変調発振器11は、定常状態では、振動ミラー(VM)の機械的共振周波数Fに追従するパルス繰返し周波数の発振パルスを出力する。

振動ミラー（VM）は、回転角  $\theta$  が逆方向の最大点に到達した直後に、振動ミラーコイル 4 によって、正方向の角運動量が与えられ、その後は固有の機械的共振周波数  $F$  で、自由振動を続行する（図 2 参照）。

振動ミラー（VM）の自由振動による逆起電圧は、同ミラー（VM）の回転角が正方向の最大点 $a$ 、及び逆方向の最大点 $-a$ に到達した時点で、瞬間にゼロとなる。パルス立上り時点決定回路7は、振動ミラー（VM）の回転角が逆方向の最大点 $-a$ に到達した時点（従って電圧サンプラー5<sub>1</sub>の出力レベルがゼロに到達した時点）で、パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>の第1の変調信号入力端子 $a_1$ に対して負極性の変調電圧 $q$ を印加して、発振パルスを立ち上がらせる。

かくして、パルス幅変調発振器 1<sub>1</sub> のパルス繰返し周波数は、振動ミラー（VM）の機械的共振周波数  $F$  に自動的に追従することとなる。

【 0 0 0 7 】

振動ミラー（VM）の振幅（回動範囲） $a$  は、自由振動時には、角速度  $\omega$  の最大値  $\omega_{max}$  ( $\omega = 0$  において現れる。) に比例する。振動ミラー（VM）の角速度  $\omega$  が最大値  $\omega_{max}$  に達すると、逆起電圧もピークに達する。逆起電圧のピーク値は、電圧サンプラー 5<sub>1</sub> を経てピークホルダ 8 から出力される。パルス立下り時点決定回路 9 は、発振パルスの立上り時点に対して、所望の振幅と実際の振幅  $a$  との振幅差（所望の振幅に対応する目標値（電圧） $V_m$  とピークホルダ 8 から出力されたピーク電圧  $p_m$  との電圧差）に略比例するパルス持続時間を加算して、同発振パルスの立下り時点を決定し、同発振器 1<sub>1</sub> の第 2 の変調信号入力端子  $a_2$  に対して、正極性の変調電圧  $r$  を印加して、持続中の発振パルスを立ち下がらせる。

即ち、振動ミラー（VM）の実際の振幅  $a$  が所望の振幅よりも小さければ小さい程、励振パルスの持続時間を延長して、より大きな角運動量を、従って又より大きな運動エネルギーを、振動ミラー（VM）に与えるのである。

かくして、発振パルスの持続時間、従って又励振パルスの持続時間は、パルス立下り時点決定回路9によって自動的に調整され、その結果、振動ミラー（VM）の回動範囲（振幅）も、自動的に調整されることとなる。

[ 0 0 0 8 ]

この出願の発明の第2の実施の形態の振動ミラー形走査装置用駆動回路は、  
パルス幅変調発振器1<sub>2</sub>と、パルス列変換回路2と、振動ミラーコイル励振回路3<sub>2</sub>と、  
振動ミラーコイル4と、電圧サンプラー5<sub>2</sub>と、パルス立上り時点決定回路7と、ピーク亦

ルダ 8 と、パルス立下り時点決定回路 9 とを含有し、

上記パルス幅変調発振器 1<sub>2</sub> は、自励発振時には、パルス繰返し周波数が回動形振動ミラーの機械的共振周波数 F の 2 倍の周波数 2F よりも若干低く、デューティ率が 2 分の 1 よりも小なる発振パルス列 b<sub>2</sub> を出力するように、他励発振時には、パルス繰返し周波数が同振動ミラーの機械的共振周波数 F の 2 倍の周波数 2F に追従し、デューティ率が自励発振時のそれよりも更に小なる発振パルス列 b<sub>2</sub> を出力することが出来るように、構成され、

上記パルス列変換回路 2 は、上記発振パルス列 b<sub>2</sub> を受けて、第 1 の変換パルス列 d、第 2 の変換パルス列 e、第 3 の変換パルス列 f、第 4 の変換パルス列 g、第 5 の変換パルス列 h、第 6 の変換パルス列 i 及び第 7 の変換パルス列 j を出力するように構成され、 10

上記第 1 ~ 第 6 の変換パルス列の周期は、定常状態においては、上記発振パルス列 b<sub>2</sub> の周期 (T / 2, T = 1 / F) の 2 倍 (T) であり、

上記第 1 の変換パルス列 d の各週期は、励振期間と非励振期間とから成り、上記励振期間の始点は前の半週期の始点にあり、そのデューティ率は 4 分の 1 よりも小であり、

上記第 4 の変換パルス列 g の各週期は、接地期間と非接地期間とから成り、上記接地期間の始点は前の半週期の始点にあり、そのデューティ率は 2 分の 1 であり、

上記第 3 の変換パルス列 f の各週期は、励振期間と非励振期間とから成り、上記励振期間の始点は後の半週期の始点にあり、そのデューティ率は 4 分の 1 よりも小であり、

上記第 2 の変換パルス列 e の各週期は、接地期間と非接地期間とから成り、上記接地期間の始点は後の半週期の始点にあり、そのデューティ率は 2 分の 1 であり、 20

上記第 5 の変換パルス列 h の各週期は、サンプリング許容期間とサンプリング非許容期間とから成り、上記サンプリング許容期間は、上記第 1 の変換パルス列 d の励振期間の終了と共に開始し、前の半週期の終了と共に終了し、

上記第 6 の変換パルス列 i の各週期は、サンプリング許容期間とサンプリング非許容期間とから成り、上記サンプリング許容期間は、上記第 3 の変換パルス列 f の励振期間の終了と共に開始し、後の半週期の終了と共に終了し、

上記第 7 の変換パルス列 j の各週期は、上記パルス立下り時点決定回路 9 に対する動作許容期間と動作非許容期間とから成り、上記動作許容期間は、上記発振パルス列 b<sub>2</sub> の持続期間と同一であり、

上記振動ミラーコイル励振回路 3<sub>2</sub> は、上記振動ミラーの回動角  $\theta$  が逆方向の最大点に到達した直後に、上記振動ミラーコイル 4 の第 1 の入力端子 A<sub>4</sub> に対して上記第 1 の変換パルス列 d に基づいて正極性の励振パルスを印加すると共に、同ミラーコイル 4 の第 2 の入力端子 C<sub>4</sub> に対して上記第 4 の変換パルス列 g に基づいて接地電位を供給するように、又、上記振動ミラーの回動角  $\theta$  が正方向の最大点に到達した直後に、上記振動ミラーコイル 4 の第 2 の入力端子 C<sub>4</sub> に対して上記第 3 の変換パルス列 f に基づいて正極性の励振パルスを印加し、同ミラーコイル 4 の第 1 の入力端子 A<sub>4</sub> に対して上記第 2 の変換パルス列 e に基づいて接地電位を供給するように、構成され、 30

上記振動ミラーコイル 4 は、上記第 1 の入力端子 A<sub>4</sub> に対して正極性の励振パルスが印加された時、同パルスの持続時間に比例した正方向の角運動量を上記振動ミラーに対して与えるように、又、上記第 2 の入力端子 C<sub>4</sub> に対して正極性の励振パルスが印加された時、同パルスの持続時間に比例した負方向の角運動量を上記振動ミラーに対して与えるように、構成され、 40

上記電圧サンプラ 5<sub>2</sub> は、上記第 5 のパルス列 h の各サンプリング許容期間中に上記振動ミラーの自由振動に起因する逆起電圧の正極性の半波の絶対値を上記振動ミラーコイル 4 の第 1 の入力端子 A<sub>4</sub> において検出し、上記第 6 のパルス列 h の各サンプリング許容期間中に上記逆起電圧の負極性の半波の絶対値を、同第 2 の入力端子 C<sub>4</sub> において検出し、且つそれらを時間軸上で合成するように、構成され、

上記パルス立上り時点決定回路 7 は、上記電圧サンプラ 5<sub>2</sub> の出力レベルがピークからゼロに到達した時点を検出し、休止中のパルス幅変調発振器 1<sub>2</sub> の次なる発振パルスの立上り時点を決定し、同発振器 1<sub>2</sub> の第 1 の変調信号入力端子 a<sub>1</sub> に対して、同発振パルスを 50

立ち上がらせるための、負極性の変調電圧  $q$  を印加するように、構成され、上記ピークホルダ 8 は、上記電圧サンプラー 5<sub>2</sub> の半周期毎に、その出力のピーク値  $p_m$  を検出し且つ保持するように構成され、

上記パルス立下り時点決定回路 9 は、上記パルス列変換回路 2 からの動作許容信号 (j) と上記ピークホルダ 8 からのピーク値  $p_m$  とを受けて、上記振動ミラー (VM) の所望の振幅に対応する目標値  $v_m$  と上記ピーク値  $p_m$  との電圧差に比例する発振パルス持続時間、従って又、発振パルス立下り時点を決定し、同発振器 1<sub>2</sub> の第 2 の変調信号入力端子  $a_2$  に対して、持続中の上記発振パルスを立ち下がらせるための、正極性の変調電圧  $r$  を印加するように、構成されている。

#### 【0009】

10

この出願の発明の第 2 の実施の形態の振動ミラー形走査装置用駆動回路によれば、パルス幅変調発振器 1<sub>2</sub> は、定常状態では、振動ミラー (VM) の機械的共振周波数  $F$  の 2 倍の周波数  $2F$  に追従するパルス繰返し周波数の発振パルスを出力する。

振動ミラー (VM) は、回動角  $\theta$  が逆方向の最大点  $-a$  に到達した直後に、振動ミラーコイル 4 の第 1 の入力端子  $A_4$  に対して印加された正極性の励振パルスによって、正方向の角運動量が与えられ、又、回動角  $\theta$  が正方向の最大点  $a$  に到達した直後に、振動ミラーコイル 4 の第 2 の入力端子  $C_4$  に印加される正極性の励振パルスによって、逆方向の角運動量が与えられ、固有の機械的共振周波数  $F$  で、自由振動を続行する (図 5 参照)。

振動ミラー (VM) の自由振動による逆起電圧は、同ミラー (VM) の回動角  $\theta$  が正方向の最大点  $a$  に到達した時点で、又、逆方向の最大点  $-a$  に到達した時点で、瞬間にゼロとなる。

20

パルス立上り時点決定回路 7 は、電圧サンプラー 5<sub>2</sub> の出力レベル (絶対値) がゼロになつた時点 (振動ミラー (VM) の回動角  $\theta$  が逆方向の最大点  $-a$  又は正方向の最大点  $a$  に到達した時点) で、パルス幅変調発振器 1<sub>2</sub> の第 1 の変調信号入力端子  $a_1$  に対して負極性の変調電圧  $q$  を印加して、次なる発振パルスを立ち上がらせる。

かくして、パルス幅変調発振器 1<sub>2</sub> のパルス繰返し周波数は、振動ミラー (VM) の機械的共振周波数  $F$  の 2 倍の周波数  $2F$  に自動的に追従することとなる。

#### 【0010】

振動ミラー (VM) の振幅 (回動範囲)  $a$  は、自由振動時には、角速度  $\omega$  の最大値  $\omega_{max}$  ( $\omega = 0$  において現れる。) に比例する。振動ミラー (VM) の角速度  $\omega$  が最大値  $\omega_{max}$  に達すると、逆起電圧もピークに達する。逆起電圧のピーク値は、電圧サンプラー 5<sub>2</sub> を経てピークホルダ 8 から出力される。

30

パルス立下り時点決定回路 9 は、パルス幅変調発振器 1<sub>2</sub> の発振パルスの立上り時点に対して、所望の振幅と実際の振幅  $a$  との振幅差 (所望の振幅に対応する目標値  $v_m$  (電圧) と、ピークホルダ 8 から出力されるピーク電圧  $p_m$  との、電圧差) に略比例するパルス持続時間を加算して、持続中の発振パルスの立下り時点を決定し、同発振器 1<sub>2</sub> の第 2 の変調信号入力端子  $a_2$  に対して、正極性の変調電圧  $r$  を印加して、持続中の発振パルスを立ち下がらせる。

即ち、振動ミラー (VM) の実際の振幅  $a$  が所望の振幅よりも小さければ小さい程、励振パルスの持続時間を延長して、より大きな角運動量を、従って又、より大きな運動エネルギーを、振動ミラー (VM) に与えるのである。

40

かくして、発振パルスの持続時間、従って、又励振パルスの持続時間は、パルス立下り時点決定回路 9 によって自動的に調整され、その結果、振動ミラー (VM) の回動範囲 (振幅) も、自動的に調整されることとなる。

#### 【0011】

##### 【発明の実施の形態】

この出願の発明の第 1 の実施の形態による振動ミラー形走査装置用駆動回路の構成について説明する。

同第 1 の実施の形態は、回動共振形の振動ミラー (VM) を内包する振動ミラー形走査装置 (例えば特開平 7-261109 号公報参照) を前提する。

50

回動共振形の振動ミラー（VM）は、例えば、振動ミラーコイルを流れる駆動電流によって回転力を受ける。他方で、機械的バネ力若しくは磁気バネ力によって復元力を受ける。回動共振形の振動ミラー（VM）は、一度角運動量が与えられると、機械的共振周波数Fの自由振動が発生し、回動角が、周期T（=1/F）で、図2の第1段に図示した様に、正弦波状に変化する。そして、その際、振動ミラーコイルの端子間には、電磁誘導によって、図2の最下段に図示した通り、正弦波状に変化する逆起電圧が出現する。

図1は、この出願の発明の第1の実施の形態を説明するためのブロック図である。同図において、1<sub>1</sub>はパルス幅変調発振器、3<sub>1</sub>は振動ミラーコイル励振回路、4は振動ミラーコイル（VMコイル）、5<sub>1</sub>は電圧サンプラー、6はリニヤ增幅器、7はパルス立上り時点決定回路、8はピークホルダ、9はパルス立下り時点決定回路である。

10

#### 【0012】

先ず、上記諸要素1<sub>1</sub>～9の構成及び動作について説明する。

パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>は、第1の変調信号入力端子a<sub>1</sub>、及び第2の変調信号入力端子a<sub>2</sub>、並びに1個の出力端子bを有する。変調信号が印加されない場合には、自励式パルス発振器として動作する。

パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>の自励発振時のパルス繰返し周波数は、第1の実施の形態では、振動ミラー（VM）の機械的共振周波数Fよりも若干低くしておく。

第1の実施の形態が前提する振動ミラー（VM）の共振周波数は50Hzであるから、パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>の自励発振時のパルス繰返し周波数は、40Hz程度にしておく。この周波数については、格別の精度は必要でない。

20

パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>の発振パルス列b<sub>1</sub>の波形は、図2の第3段に図示した励振パルスの電圧波形と同様である。

第1の変調信号入力端子a<sub>1</sub>に負極性の変調電圧qが印加された時は、発振パルスが立ち上がるよう、第2の変調信号入力端子a<sub>2</sub>に正極性の変調電圧rが印加された時は、発振パルスが立ち下がるように、構成される。

この様なパルス幅変調発振器1<sub>1</sub>は、例えば、シュミットトリガインバータと、帰還回路と、時定数回路とを組合せることによって、実現される。（詳しくは後述する。）

#### 【0013】

振動ミラーコイル励振回路3<sub>1</sub>は、振動ミラーコイル4の第1の入力端子A<sub>4</sub>に対して、励振パルス電圧を印加する。振動ミラーコイル4を流れるパルス電流は、振動ミラー（VM）に対して、印加時間に比例した角運動量を与える。

30

励振パルス電圧の印加開始のタイミングは、図2の第1～第3段に図示した様に、振動ミラーの回動角が最大点に到達した直後を選択する。励振パルス電圧の印加極性、或は振動ミラーコイル4の接続極性は、励振パルス電圧に基づくトルクが復元力として作用する方向を選択する。

振動ミラーコイル励振回路3<sub>1</sub>は、増幅及びバッファ作用を有する。この回路3をスイッチング素子、例えばC-MOS・FETを用いて構成するときは、動作電圧範囲を最大限まで拡大することが出来る。

振動ミラーコイル4は、第1の入力端子A<sub>4</sub>に対して正極性の励振パルスが印加され、第2の入力端子C<sub>4</sub>に対して接地電位が供給されている時、振動ミラー（VM）に対して、同パルスの持続時間に比例した正方向の角運動量を与えるように、構成される。

40

#### 【0014】

電圧サンプラー5<sub>1</sub>は、励振パルスの非印加時において、振動ミラー（VM）の自由振動に起因する逆起電圧（電磁誘導電圧）を振動ミラーコイル4の第1の入力端子A<sub>4</sub>において、検出する。

かかる機能は、パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>の発振パルス列b<sub>1</sub>によって制御される禁止ゲートによって実現される。或いは、ダイオードによっても、実現される（この場合、ダイオードの極性と入力端子とは、励振パルス電圧を検出しないように選択される）。

#### 【0015】

リニヤ增幅器6の主な役割は、電圧サンプラー5<sub>1</sub>の出力（振動ミラーコイル4中に誘起さ

50

れた逆起電圧に比例する。)を、後段の諸回路で処理可能な振幅するために、増幅することにある。

第2の役割は、電圧サンプラー5<sub>1</sub>の出力における、有害なノイズ成分を除去することにある。即ち、ノイズフィルタとしても機能することにある。

第3の役割は、増幅率を可変とすることによって、振動ミラー(VM)の走査振幅を調整することにある。

#### 【0016】

パルス立上り時点決定回路7は、ゼロ電圧検出回路を包含する。この回路は、電圧サンプラー5<sub>1</sub>の出力電圧(即ち振動ミラー(VM)による逆起電圧の絶対値)kが、ピークからゼロになったことを検出する(図2参照)。かかる機能は、比較回路を使用することによって、実現される。

しかし、パルス立上り時点決定回路7は、ゼロ電圧を検出するや否や、パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>の第1の変調信号入力端子a<sub>1</sub>に対して、負極性の変調電圧qを印加して、同発振器1<sub>1</sub>の出力電圧をゼロレベル又は低レベル(以下単に「ゼロレベル」という。)から高レベルへと反転させる。即ち、同発振器1<sub>1</sub>の発振パルス列b<sub>1</sub>中の各個のパルスの立上り時点を決定する。

#### 【0017】

ピークホルダ8は、電圧サンプラー5<sub>1</sub>の各周期毎に、増幅器6の出力電圧mのピーク値を検出し且つ保持する。そして、次の励振パルスの立下り時点で、一旦ゼロレベルに復帰する。

パルス立下り時点決定回路9は、振動ミラー(VM)の所望の振幅に対応する目標値(電圧)v<sub>m</sub>とピークホルダ8から出力されたピーク電圧p<sub>m</sub>との間の電圧差を、時間差(持続時間)に変換する機能を有する。かかる機能は、時定数回路と比較回路とを用いて実現される。(詳細は後述する。)

故に、パルス立下り時点決定回路9は、パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>の発振パルスの立上り時点を始点とし、これに時間差(持続時間)を加えて、立下り時点を決定する。そして、同発振器1<sub>1</sub>の第2の変調信号入力端子a<sub>2</sub>に対して、同発振パルスを立ち下がらせるための、正極性の変調電圧rを印加する。(詳細は後述する。)

#### 【0018】

次に、第1の実施の形態の全体的動作について説明する。

パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>は、電源が投入されると、本来のパルス繰返し周波数で発振を開始し、最初の発振パルスを出力する。

振動ミラーコイル励振回路3<sub>1</sub>は、パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>から受け取った最初の発振パルスに基づいて、最初の励振パルス電圧を、振動ミラーコイル4の第1の入力端子A<sub>4</sub>に印加する。

電源投入前例えれば原点(=0)にあった振動ミラー(VM)は、振動ミラーコイル4に流れる最初の励振パルス電流によって、正方向の角運動量が与えられる(回動角の正・逆方向の決め方については図2参照)。振動ミラー(VM)の角速度は連続的に増大し、励振パルスの終了時点で極大となる。

振動ミラー(VM)は、最初の励振パルスの終了時点で、振動モードが強制振動から自由振動に移行し、復元ばねのバネ力によって減速されながら、正方向の回動を続ける。

#### 【0019】

最初の励振パルス電流によって振動ミラー(VM)に与えられた運動エネルギーが全部復元ばね中の機械的歪みエネルギー又は磁気的ポテンシャルエネルギーに変換され尽くした時点で、振動ミラー(VM)の角速度は瞬間的にゼロ(静止状態)となり、その回動角は極大値となる。

振動ミラー(VM)は、その回動角が極大値に達した時点で復元ばねの復元力によってその回動方向が反転せしめられ、加速されながら逆方向の回動を続ける。そして、原点(=0)を通過して、逆方向の極大値に達する。この間、振動ミラー(VM)の角速度は、原点(=0)を通過する時点で極大となり、その後は連続的に減速され、遂には

10

20

30

40

50

ゼロとなる。

従って、振動ミラー（VM）の自由振動によって振動ミラーコイル4中に誘起される逆起電圧は、励振パルスが終了した時点で正の極大、回動角 $\theta$ が正方向の極大値に達した時点でゼロ、回動角 $\theta$ が原点（ $\theta = 0$ ）を通過する時点で負極性の極大、回動角 $\theta$ が逆方向の極大点に達した時点で再びゼロとなる。

#### 【0020】

説明の便のため、電圧サンプル5<sub>1</sub>は、振動ミラー（VM）の自由振動によって振動ミラーコイル4中に誘起された逆起電圧の第3番目の負極性の半波（絶対値）をその第1の入力端子A<sub>4</sub>からサンプル（抽出）することが出来たものと仮定する。リニヤ増幅器6は、サンプルされた電圧を（線形）増幅する。

パルス立上り時点決定回路7は、リニヤ増幅器6の出力（絶対値）がピークからゼロに達したこと（即ち振動ミラー（VM）の回動角 $\theta$ が極大値に到達したこと）を検出し、直ちにパルス幅変調発振器1<sub>1</sub>の第1の変調信号入力端子a<sub>1</sub>に対して、最初の負極性の変調電圧qを印加する。

第3番目の発振パルスを出力した後、休止（ゼロ出力）状態にあったパルス幅変調発振器1<sub>1</sub>は、最初の負極性の変調電圧qを受け取るや否や、その出力状態を反転させ、高電圧を出力する。即ち、第4番目の発振パルスが立ち上がる。

第4番目の発振パルスは、そのまま振動ミラーコイル励振回路3<sub>1</sub>に、又、反転されてパルス立下り時点決定回路9等に送り込まれる。

一方、リニヤ増幅器6からその出力電圧（絶対値）mを受け取ったピークホルダ8は、同電圧mについて検出したピーク電圧p<sub>m</sub>をそのまま保持している。

そこで、パルス立下り時点決定回路9は、ピークホルダ8からピーク電圧p<sub>m</sub>を受け取り、パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>から第4番目の発振パルスに対応する動作許容信号（j）を受け取って、同発振器1<sub>1</sub>の第4番目の（持続中の）発振パルスの持続時間、従って又、発振パルス立下り時点を決定し、同発振器1<sub>1</sub>の第2の変調信号入力端子a<sub>2</sub>に対して、正極性の変調電圧rを印加する。

同時に、ピークホルダ8のピーク電圧保持状態を瞬時に解除する。

#### 【0021】

この間、第4回目の高出力状態にあったパルス幅変調発振器1<sub>1</sub>は、正極性の変調電圧rを受け取るや否や、それ自身の出力状態を反転させて、ゼロ電圧を出力する。即ち、第4番目の出力パルスが立ち下がり、休止状態となる。

第4番目の発振パルスを受け取った振動ミラーコイル励振回路3<sub>1</sub>は、振動ミラーコイル4に対して第4番目の励振パルス電圧を印加する。

第4番目の励振パルス電流によって同電流の持続時間に比例した角運動量を与えられた振動ミラー（VM）は、第4回目の振動サイクルに入る。振動ミラー（VM）の振幅（回動角極大値）は、1パルスの印加で所望の値に達することはないが、数パルスの後には、達することとなる。又、パルス幅変調発信器1<sub>1</sub>は、ピーク電圧の検出がなされる迄は、それ自身の周波数で発振するが、検出がなされた後は、機械的振動周波数Fに追従することとなる。

かくして、振動ミラー（VM）によって反射されたレーザビームは、所望の周期で、且つ所望の回動範囲（振幅）に亘って、正常に走査されることとなる。

#### 【0022】

この出願の発明の第2の実施の形態による振動ミラー形走査装置用駆動回路について説明する。

同第2の実施の形態も、回動共振形振動ミラー（VM）を内包する振動ミラー形走査装置（特公平7-261109号公報参照）を前提する。回動共振形振動ミラー（VM）の諸特性は、第1の実施の形態に関連して説明した所と同様である（図5参照）。

図3は、同第2の実施の形態の概要を示すブロック図である。

同図において、1<sub>2</sub>はパルス幅変調発振器、2はパルス列変換回路、3<sub>2</sub>は振動ミラーコイル励振回路、4は振動ミラーコイル、5<sub>2</sub>は電圧サンプル、6は増幅器、7はパルス立

上り時点決定回路、8はピークホールダ、9はパルス立下り時点決定回路である。

【0023】

先ず、上記諸要素1<sub>2</sub>～9の機能乃至動作について説明する。

図4は、第2の実施の形態の諸要素の入出力波形を示すタイミングチャートであって、同図(a)は、自励発振時(スタート時)の回路各部の入出力波形、同図(b)は、他励発振時(同期時)の回路各部の入出力波形を示すものである。

パルス幅変調発振器1<sub>2</sub>は、自励発振時には、回動形振動ミラー(VM)の機械的共振周波数Fの2倍の周波数2Fよりも若干低いパルス繰返し周波数のパルス列b<sub>2</sub>を出力するよう、他励発振時には、同振動ミラー(VM)の機械的共振周波数Fの2倍の周波数2Fに追従するパルス繰返し周波数の発振パルス列b<sub>2</sub>を出力することが出来るように、構成される(図4(a)の波形b、及び同図(b)の波形b参照)。

第2の実施の形態が前提する振動ミラー(VM)の共振周波数は50Hzであるから、パルス幅変調発振器1<sub>2</sub>の自励発振時のパルス繰返し周波数は、80Hz程度にしておく。この周波数については、格別の精度は必要でない。

パルス幅変調発振器1<sub>2</sub>のその余の事項は、パルス幅変調発振器1<sub>1</sub>と同様である。(内部構成については後述する。)

【0024】

パルス列変換回路2は、発振パルス列b<sub>2</sub>を受けて、第1の変換パルス列d、第2の変換パルス列e、第3の変換パルス列f、第4の変換パルス列g、第5の変換パルス列h、第6の変換パルス列i及び第7の変換パルス列jを出力するように構成される(図4(a)の波形d～i参照。波形jについては後述する)。

第1～第6の変換パルス列の周期は、定常状態においては、発振パルス列b<sub>2</sub>の周期(T/2, T=1/F)の2倍(T)である。

第1の変換パルス列dの各週期は、励振期間と非励振期間とから成り、励振期間の始点は、図4(b)の如く、前の半週期の始点にあり、そのデューティ率は4分の1よりも小である。

第4の変換パルス列gの各週期は、接地期間と非接地期間とから成り、接地期間の始点は、図4(b)の如く、前の半週期の始点にあり、そのデューティ率は2分の1である。

第3の変換パルス列fの各週期は、励振期間と非励振期間とから成り、励振期間の始点は、図4(b)の如く、後の半週期の始点にあり、そのデューティ率は4分の1よりも小である。第3の変換パルス列fは、例えば、第1の変換パルス列dの位相を1/2周期(T/2=1/2F)分遅らせたものに相当する(図4のf及びd参照)。

【0025】

第2の変換パルス列eの各週期は、接地期間と非接地期間とから成り、接地期間の始点は、後の半週期の始点にあり、そのデューティ率は2分の1である。

この変換パルス列eは、例えば、第4の変換パルス列gの位相を、1/2周期(T/2=1/2F)分遅らせたものに相当する(図4のg及びe参照)。

第5の変換パルス列hの各週期は、サンプリング許容期間とサンプリング非許容期間とから成り、同サンプリング許容期間は、第1の変換パルス列dの励振期間の終了と共に開始し、前の半週期の終了と共に終了する。

第6の変換パルス列iの各週期は、サンプリング許容期間とサンプリング非許容期間とから成り、同サンプリング許容期間は、第3の変換パルス列fの励振期間の終了と共に開始し、後の半週期の終了と共に終了する。

第6の変換パルス列iは、第5の変換パルス列hの位相を1/2周期(T/2=1/2F)分遅らせたものに相当する(図4(a)のi及びh参照)。

第7の変換パルス列jの各週期は、パルス立下り時点決定回路9に対する動作許容期間と動作非許容期間とから成り、動作許容期間は、発振パルス列b<sub>2</sub>の持続期間と同一である。

【0026】

振動ミラーコイル励振回路3<sub>2</sub>は、振動ミラー(VM)の回動角が逆方向の最大点-

10

20

30

40

50

<sup>a</sup>に到達した直後に、振動ミラーコイル4の第1の入力端子A<sub>4</sub>に対して、第1の変換パルス列dに基づいて正極性の励振パルス電圧を印加すると共に、同ミラーコイル4の第2の入力端子C<sub>4</sub>に対して、第4の変換パルス列gに基づいて接地電位を供給するように、構成される。又、振動ミラー(VM)の回動角θが正方向の最大点<sup>a</sup>に到達した直後に、振動ミラーコイル4の第2の入力端子C<sub>4</sub>に対して、第3の変換パルス列fに基づいて正極性の励振パルスを印加すると共に、同ミラーコイル4の第1の入力端子A<sub>4</sub>に対して、第2の変換パルス列(e)に基づいて接地電位を供給するように、構成される。

振動ミラーコイル4は、第1の入力端子A<sub>4</sub>に対して正極性の励振パルスが印加された時、同パルスの持続時間に比例した正方向の角運動量を振動ミラー(VM)に対して与えるように、又、第2の入力端子C<sub>4</sub>に対して正極性の励振パルスが印加された時、同パルスの持続時間に比例した逆方向の角運動量を同振動ミラー(VM)に対して与えるように、構成される。

#### 【0027】

電圧サンプラー5は、第5のパルス列hの各サンプリング許容期間中に、振動ミラー(VM)の自由振動に起因する逆起電圧の正極性の半波(絶対値)を振動ミラーコイル4の第1の入力端子A<sub>4</sub>において検出し、第6のパルス列hの各サンプリング許容期間中に、逆起電圧の負極性の半波(絶対値)を、同第2の入力端子C<sub>4</sub>において検出し、それらを時間軸上で合成するように構成される。

因みに、振動ミラー(VM)の自由振動に起因する振動ミラーコイル4上の逆起電圧を第1の入力端子A<sub>4</sub>において検出する場合は、励振パルスが印加されていないこと、そして第2の入力端子C<sub>4</sub>に接地電位が供給されていることの2条件が充足されなければならない。前者の条件を充足させるためには、励振パルス電圧のデューティ率は4分の1よりも小でなければならず、後者の条件を充足させるためには、第4の変換パルスgのデューティ率は丁度2分の1でなければならない。

第2の実施の形態において使用されるリニヤ増幅器6、パルス立上り時点決定回路7、ピークホールダ8、及びパルス立下り時点決定回路9は、第1の実施の形態において使用されるものと同様である。

#### 【0028】

次に、第2の実施の形態の全体的動作について説明する。

パルス幅変調発振器1<sub>2</sub>は、電源が投入されると、本来のパルス繰返し周波数で自励発振を開始し、最初の発振パルスを出力する。

パルス列変換回路2は、最初の発振パルスを、最初の第1の変換パルスd及び第4の変換パルスg等々に変換する。

振動ミラーコイル励振回路3<sub>2</sub>は、パルス列変換回路2から受け取った最初の第1の変換パルス(d)及び第4の変換パルス(g)に基づいて、最初の励振パルス電圧を、振動ミラーコイル4の第1の入力端子A<sub>4</sub>に印加する。

それまで原点(θ=0)にあった振動ミラー(VM)は、振動ミラーコイル4中に流れる最初の励振パルス電流によって正方向の角運動量が与えられる(回動角θの正・逆方向の決め方については図5参照)。振動ミラー(VM)の角速度ωは連続的に増大し、最初の励振パルスが終了した時点で極大となる。

振動ミラー(VM)は、最初の励振パルスが終了した時点で、振動モードが強制振動から自由振動に移行し、復元ばねのバネ力によって減速されながら正方向の回動を続ける。

#### 【0029】

最初の励振パルス電流によって振動ミラー(VM)に与えられた運動エネルギーが全部復元ばね中の機械的歪みエネルギー(若しくは磁気的ポテンシャルエネルギー)に変換され尽くした時点で、振動ミラー(VM)の角速度ωは瞬間にゼロ(静止状態)となり、その回動角θは極大値となる。

振動ミラー(VM)は、その回動角θが極大値に達した時点で、復元ばねの復元力によってその回動方向が反転せしめられ、加速されながら逆方向の回動を続ける。そして、原点(θ=0)を通過して、逆方向の極大値に達する。この間、振動ミラー(VM)の角速度ω

10

20

30

40

50

は、原点 ( $\theta = 0$ ) を通過する時点で極大となり、その後は連続的に減速され、遂にはゼロとなる。

従って、振動ミラー (VM) の自由振動によって振動ミラーコイル 4 中に誘起される逆起電圧は、最初の励振パルスが終了した時点で正の極大、回転角  $\theta$  が正方向の極大値に達した時点でゼロ、回転角  $\theta$  が原点 ( $\theta = 0$ ) を通過する時点で負極性の極大、回転角  $\theta$  が逆方向の極大点に達した時点で再びゼロとなる。

### 【0030】

説明の便のため、電圧サンプラー 5<sub>2</sub> は、振動ミラー (VM) の自由振動によって振動ミラーコイル 4 中に誘起された逆起電圧の第 2 番目の正極性の半波 (絶対値) を第 1 の入力端子 A<sub>4</sub> からサンプル (抽出) することが出来たものと仮定する。リニア增幅器 6 は、電圧サンプラー 5<sub>2</sub> からサンプル電圧 k を受け取って、(線形) 増幅する。10

パルス立上り時点決定回路 7 は、リニア增幅器 6 の出力 (絶対値) がピークからゼロに達したこと (即ち振動ミラー (VM) の回転角  $\theta$  が正方向の極大値に達したこと) を検出し、直ちにパルス幅変調発振器 1<sub>2</sub> の第 1 の変調信号入力端子 a<sub>1</sub> に対して、最初の負極性の変調電圧を印加する。

第 3 番目の発振パルスを出力した後休止 (ゼロ出力) 状態にあったパルス幅変調発振器 1<sub>2</sub> は、最初の負極性の変調電圧を受け取るや否や、自己の出力状態を反転させ、高電圧を出力する。即ち、第 4 番目の発振パルスが立ち上がる。20

第 4 番目の発振パルスを受け取ったパルス列変換回路 2 は、第 4 番目の第 1 ~ 第 4 の変換パルス d ~ g を振動ミラーコイル励振回路 3<sub>2</sub> に、同第 5 ~ 第 6 の変換パルス h ~ i を電圧サンプラー 5<sub>2</sub> に、同第 7 の変換パルス j を、パルス立上り時点決定回路 7 及びパルス立下り時点決定回路 9 に与える。20

### 【0031】

一方、リニア增幅器 6 から出力電圧 (絶対値) m を受け取ったピークホルダ 8 は、同電圧 m におけるピーク値 p<sub>m</sub> を検出し、そのまま保持している。

そこで、パルス立下り時点決定回路 9 は、ピークホルダ 8 からピーク電圧 p<sub>m</sub> を受け取り、パルス列変換回路 2 から第 4 番目の発振パルスに対応する動作許容信号 (j) を受け取って、同発振器 1<sub>2</sub> の第 4 番目の (持続中の) 発振パルスの持続時間、従って又、発振パルス立下り時点を決定し、同発振器 1<sub>2</sub> の第 2 の変調信号入力端子 a<sub>2</sub> に対して、正極性の変調電圧を印加する。30

同時に、ピークホルダ 8 のピーク電圧保持状態をリセットさせる。

この間、第 4 番目の高出力状態にあったパルス幅変調発振器 1<sub>2</sub> は、パルス立下り時点決定回路 8 から正極性の変調電圧を受け取るや否や、その出力状態を反転させ、ゼロ電圧を出力する。即ち、第 4 番目の出力パルスが立ち下がる。

パルス列変換回路 2 から第 4 番目の第 2 の変換パルス e 及び第 3 の変換パルス f を与えられた振動ミラーコイル励振回路 3<sub>2</sub> は、振動ミラーコイル 4 の第 1 の入力端子 A<sub>4</sub> に対して接地電位を供給すると共に、第 2 の入力端子 C<sub>4</sub> に対して正極性のパルス電圧を印加する。振動ミラーコイル 4 には、第 1 番目とは反対の極性の励振パルス電流が流れる。

### 【0032】

第 4 番目の励振パルス電流によって同電流の持続時間に比例した負方向の角運動量を与えた振動ミラー (VM) は、負方向の回転を続ける。そして、原点 ( $\theta = 0$ ) を通過して、負方向の極大点に達する。振動ミラー (VM) の角速度  $\omega$  は、回転の途中、原点を通過する時点で、極大となる。40

電圧サンプラー 5<sub>2</sub> は、振動ミラー (VM) の自由振動によって振動ミラーコイル 4 中に誘起された逆起電圧の第 2 番目の負極性の半波 (絶対値) を第 2 の入力端子 C<sub>4</sub> からサンプル (抽出) する。

逆起電圧の第 2 番目の負極性の半波 (絶対値) のサンプル後における、リニア增幅器 6、パルス立上り時点決定回路 7、ピークホルダ 8、並びにパルス立下り時点決定回路 9 は、第 2 番目の正極性の半波 (絶対値) のサンプル後におけるそれらの動作と同様である。

### 【0033】

パルス幅変調発振器 1<sub>2</sub> は、パルス立上り時点決定回路 7 から第 2 番目の負極性の変調電圧を、続いてパルス立下り時点決定回路 9 から第 2 番目の正極性の変調電圧を受け取って、第 3 番目の発振パルスを出力する。

かくして、振動ミラー形走査装置用駆動回路全体の動作サイクルは、第 1 回目が終了し、第 2 回目に移行する。

第 1 回目の動作サイクルでは、励振パルスの間隔は振動ミラー (VM) の機械的振動周期 T より大、回動角 の極大値 (即ち過渡状態の振幅) は定常状態の最大値より小ではあるが、それらは励振パルスが回を重ねるに連れてそれぞれ減少又は増大するから、例えは数パルス後には略定常状態に達する。

かくして、振動ミラー (VM) によって反射されたレーザビームは、所望の周期で、且つ所望の回動範囲 (振幅) に亘って、正常に走査されることとなる。 10

#### 【0034】

〔パルス幅変調発振器 1〕、

この出願の発明の各実施の形態に使用されるパルス幅変調発振器 1 の内部構成の一例について説明する。

図 6 の (a) は、パルス幅変調発振器 1 の内部構成の一例を示す図である。

同図において、ST はシュミットトリガインバータ、a 及び b はその入力点及び出力点、R<sub>1</sub> 及び R<sub>11</sub> は抵抗、D<sub>1</sub> はダイオード、C<sub>1</sub> はコンデンサである。

ダイオード D<sub>1</sub> 及び抵抗 R<sub>11</sub> 並びに抵抗 R<sub>1</sub> は、帰還回路を構成する。

コンデンサ C<sub>1</sub> の充電時の時定数は、抵抗 R<sub>1</sub> 及び R<sub>11</sub> 並びにコンデンサ C<sub>1</sub> の各大きさによって決定され、放電時の時定数は、抵抗 R<sub>1</sub> 及びコンデンサ C<sub>1</sub> の各大きさによって決定される。 20

この出願の発明の各実施の形態においては、放電時の時定数を、充電時の時定数よりも遙かに大きくするために、R<sub>1</sub> > R<sub>11</sub> とする。

そして、a<sub>1</sub> は第 1 の変調信号入力端子、a<sub>2</sub> は第 2 の変調信号入力端子である。(第 1 の入力端子 a<sub>1</sub> と入力点 a との間、及び第 2 の入力端子 a<sub>2</sub> と入力点 a との間にはそれぞれ、ダイオードが接続されている。しかし、前段の出力インピーダンスが高いときは、それらのダイオードを省略することが出来る。そのときは、端子 a<sub>1</sub>、a<sub>2</sub> 及び点 a の区別立ては不要となる。)

#### 【0035】

30

パルス幅変調発振器 1 の自励発振時の発振動作について説明する。

図 6 の (b) 及び (c) の実線部分は、パルス幅変調発振器 1 の自励発振時の動作説明図である。

同図において、高入力電圧 V<sub>H</sub> は第 1 のヒステリシス電圧、低入力電圧 V<sub>L</sub> は第 2 のヒステリシス電圧である。第 1 のヒステリシス電圧 V<sub>H</sub> は、例えば電源電圧 V<sub>CC</sub> の約 2/3 程度、第 2 のヒステリシス電圧 V<sub>L</sub> は、例えば電源電圧 V<sub>CC</sub> の約 1/3 程度である。

シュミットトリガインバータ ST の電源 (図示しない) 投入前 (t < 0) のコンデンサ C<sub>1</sub> の端子電圧、即ち入力点 a の電圧は、当然ゼロである。

その状態で、シュミットトリガインバータ ST に電源を投入すると、出力点 b の電圧が高レベル V<sub>E</sub> となる。高レベル V<sub>E</sub> は、電源電圧 V<sub>CC</sub> から若干降下した程度の値である。出力点 b の電圧が高レベル V<sub>E</sub> になると、同点 b から、帰還回路のダイオード D<sub>1</sub> 及び抵抗 R<sub>11</sub> 並びに抵抗 R<sub>1</sub> を通して、コンデンサ C<sub>1</sub> に電流が流入し、その端子電圧、即ち入力点 a の電圧が急速に上昇する。そして、図 6 (b) の実線の如く、高入力レベル V<sub>H</sub> 、即ち第 1 のヒステリシス電圧 V<sub>H</sub> に達する。 40

#### 【0036】

入力点 a の電圧が第 1 のヒステリシス電圧 V<sub>H</sub> を超えると、シュミットトリガインバータ ST の電圧が、同図 (c) の如く、反転して、ゼロレベル V<sub>0</sub> となる (この明細書では、特段の必要がない限り、ゼロレベルと低レベルを区別せず、一括して「ゼロレベル」という)。

出力点 a の電圧が反転してゼロレベルになると、コンデンサ C<sub>1</sub> 内の電荷が抵抗素子 R<sub>1</sub> 50

を通してゆっくりと放電される。そして、図 6 ( b ) の如く、第 2 のヒステリシス電圧  $V_L$  に達する。

入力点 a の電圧が第 2 のヒステリシス電圧  $V_L$  を下回ると、シュミットトリガインバータ ST の出力電圧が、同図 ( c ) の実線の如く、再び反転して、高レベル  $V_H$  となる。そして、コンデンサ  $C_1$  への充電が開始される。

以下同様にして、シュミットトリガインバータ ST の反転動作が繰り返され、出力点 b から発振パルス列 b が出力される。

発振パルス列 b のデューティ率は、抵抗  $R_1$  と抵抗  $R_{11}$  の比 ( $R_1 / R_{11}$ ) によってほぼ決定される。

#### 【 0 0 3 7 】

10

次に、パルス幅変調発振器 1 の他励発振時の発振動作について説明する。

入力点 a の電圧は、変調信号の入力がなければ図 6 ( b ) の実線の如く、時点 1 から時点 4 に亘って、電圧  $V_H$  から電圧  $V_L$  まで、ゆっくりと降下する筈である。しかし、時点 2 において、第 1 の変調信号入力端子  $a_1$  に、負極性の変調電圧が印加されると、入力点 a の電圧は、急激に降下して第 2 のヒステリシス電圧  $V_L$  となる。

すると、シュミットトリガインバータ ST の出力電圧が反転して、図 6 ( c ) の点線の如く、高レベル  $V_E$  になる。

出力点 b の電圧が高レベル  $V_E$  になると、同点 b から、帰還回路の抵抗  $R_1$  及び  $R_{11}$  を通して、コンデンサ  $C_1$  に電荷が流入し、その端子電圧、即ち入力点 a の電圧が、図 6 ( b ) の点線の如く、急速に上昇を開始する。即ち、入力点 a の端子電圧は、第 2 のヒステリシス電圧  $V_L$  から第 1 のヒステリシス電圧  $V_H$  に向かって略直線的に上昇し、もしも変調信号の入力がなければ、同図 ( b ) の時点 3 以後においても、略直線的上昇を続けるところである。しかし、同図 ( b ) の時点 3 において、第 2 の変調信号入力端子  $a_2$  に、正極性の変調電圧が印加されると、入力点 a の電圧が急激に増加して、第 1 のヒステリシス電圧  $V_H$  に到達する。

#### 【 0 0 3 8 】

20

入力点 a の電圧が第 1 のヒステリシス電圧  $V_H$  を超えると、シュミットトリガインバータ ST の出力電圧が、同図 ( c ) の点線の如く、再び反転して、ゼロレベル  $V_0$  となる。

出力点 b の電圧が反転してゼロレベル  $V_0$  になると、コンデンサ  $C_1$  内の電荷が抵抗  $R_1$  を通して、ゆっくりと放電され、入力点 a の電圧が、図 6 ( b ) の点線の如く、ゆっくりと降下する。

30

そして、時点 6 において、第 1 の変調信号入力端子  $a_1$  に、負極性の変調電圧が印加されると、入力点 a の電圧が急激に降下し、第 2 のヒステリシス電圧  $V_L$  となる。すると、出力点 b の電圧が再び反転して、図 6 ( c ) の点線の如く、高レベル  $V_E$  となる。

以下同様にして、シュミットトリガインバータ ST の反転動作が繰り返され、出力点 b から発振パルス列 b が出力される。この時の発振パルス列 b のパルス繰返し周波数は、第 1 の変調信号入力端子  $a_1$  に印加される変調電圧 n のパルス繰返し周波数によって規定される。

#### 【 0 0 3 9 】

〔パルス列変換回路 2 〕、

40

この出願の発明の第 2 の実施の形態に使用されるパルス列変換回路 2 の内部構成の一例について説明する。

図 7 は、パルス列変換回路 2 の内部構成の一例を示す図である。

同図において、2FF は D フリップフロップ、2I はインバータ、 $N_1$ 、 $N_3$ 、 $N_5$ 、 $N_6$  はいずれも NAND 回路、 $V_{CC}$  は電源である。

D フリップフロップ 2FF の D 端子には、-Q 端子の出力電圧が帰還・印加されている。従って、D フリップフロップ 2FF は、発振パルス列 b を分周して、Q 端子からパルス列 c を出力し、-Q 端子からその反転パルス列 -c を出力する。パルス列 c の波形は、図 4 の波形 c の通りであり、そのパルス繰返し周波数は、発振パルス列 b のパルス繰返し周波数の 2 分の 1 である。

50

パルス列変換回路2は、発振パルス列bを受けて、第1の変換パルス列d、第2の変換パルス列e、第3の変換パルス列f、第4の変換パルス列g、第5の変換パルス列h、第6の変換パルス列i、及び第7の変換パルス列jを出力する。第1～第4の変換パルス列d～iの波形は、図4の波形d～iの通りである。第1～第4の変換パルス列d～iのパルス繰返し周波数は、発振パルス列bのパルス繰返し周波数の2分の1である。

#### 【0040】

NAND回路N<sub>1</sub>は、パルス列cと、パルス列bとを受けて、第1のパルス列dを出力する。即ち、 $d = \neg(c \cdot b)$ 。但し、記号 $\neg$ は、否定を表す。

従って、パルス列dのパルス繰返し周波数は、パルス列bのパルス繰返し周波数の2分の1である。(以下同様である)。 10

-Q端子からの反転パルス列-cは、結節点2を経て、第2の変換パルス列eとなる。即ち、 $e = \neg c$ 。

NAND回路N<sub>3</sub>は、-Q端子からの反転パルス列-cと、パルス列bとを受けて、第3の変換パルス列fを出力する。即ち、 $f = \neg(\neg c \cdot b)$ 。

Q端子からのパルス列cは、結節点1を経て、第4の変換パルス列gとなる。即ち、 $g = c$ 。

NAND回路N<sub>5</sub>とインバータI<sub>5</sub>との直列回路は、パルス列cと、発振パルス列bの反転パルス列-bとを受けて、第5の変換パルス列hを出力する。即ち、 $h = \neg \neg(c \cdot \neg b)$ 。

NAND回路N<sub>6</sub>とインバータI<sub>6</sub>との直列回路は、-Q端子からの反転パルス列-cと、インバータ2Iからの発振パルス列bの反転パルス列-bとを受けて、第6の変換パルス列iを出力する。即ち、 $i = \neg \neg(\neg c \cdot \neg b)$ 。 20

#### 【0041】

第1～第4の変換パルス列d～gにおいて、本質的なものは、電圧の反転時点である。同パルス列d～gの各電圧極性は、次段の振動ミラー励振回路3の特性如何によっては、図4の極性とは反対の極性が選択されなければならない。

同様にして、変換パルス列h～i、及びjの各電圧極性も、これを利用する電圧サンプラー5及びパルス立上り変換回路7の特性如何によっては、図4の極性とは反対の極性が選択されなければならない。

第1～第4の変換パルス列d～gについての正逆極性の組合せは、2の4乗、即ち16通りある。 30

16通りの組合せは、図7のパルス列変換回路2の出力側に、1～4個の新たなインバータを組合せることによっても実現出来るが、新たなインバータの使用を1個だけに制限しても、実現することが出来る。

#### 【0042】

図7のパルス列変換回路2の第1～第4の出力パルス列をd, e, f, g、それらの組合せを(d, e, f, g)とし、d, e, f, gの各反転出力をそれぞれ、-d, -e, -f, -gとする。

第2の組合せ(-d, -e, -f, -g)は、図7に示す結節点1をQ端子から-Q端子に、同結節点2を-Q端子からQ端子に、接続替えすることによって実現される。 40

第3の組合せ(d, -e, -f, g)は、結節点2を-Q端子からQ端子(乃至結節点1)に接続替えすることによって、実現され、

第4の組合せ(-d, e, f, -g)は、結節点1をQ端子から-Q端子(乃至結節点2)に接続替えすることによって、実現される。

第5の組合せ(-d, e, -f, g)は、結節点3の直後にあるインバータIを、結節点3の直前に接続替えすることによって、実現される。

#### 【0043】

第6の組合せ(d, -e, f, -g)は、第2の組合せにおける接続替えと、第5の組合せにおける接続替えとを、同時にを行うことによって、実現され、

第7の組合せ(-d, -e, f, -g)は、第3の組合せにおける接続替えと、第5の組 50

合せにおける接続替えとを、同時に行うことによって、実現され、

第8の組合せ( d , e , - f , - g )は、第4の組合せにおける接続替えと、第5の組合せにおける接続替えとを、同時に行うことによって、実現される。

第9の組合せ( - d , e , f , g )、第10の組合せ( d , - e , f , g )、第11の組合せ( d , e , - f , g )及び第12の組合せ( d , e , f , - g )は、上記第1の組合せ( d , e , f , g )における、d , e , f , g の何れか一つを、1個のインバータを用いて反転させることによって、実現される。

第13～16の組合せは、上記第2の組合せ( - d , - e , - f , - g )における、- d , - e , - f , - g の何れか一つを、同じく1個のインバータを用いて反転させることによって、実現される。

10

#### 【0044】

〔振動ミラーコイル励振回路3〕、

この出願の発明の第2の実施の形態に使用される振動ミラーコイル励振回路3の内部構成の一例について説明する。

図8は、振動ミラーコイル励振回路3の内部構成の一例を示す図である。

同図において、F<sub>1</sub>～F<sub>4</sub>は何れもMOS・FETであって、F<sub>1</sub>及びF<sub>3</sub>はpチャネルのデブリケーション形、F<sub>2</sub>及びF<sub>4</sub>はnチャネルのデブリケーション形である。

pチャネルのデブリケーション形MOS・FET・F<sub>1</sub>及びF<sub>3</sub>のソース及びベースは、電源V<sub>CC</sub>に接続され、nチャネルのデブリケーション形MOS・FET・F<sub>2</sub>及びF<sub>4</sub>のソース及びベースは、接地電位GNDに接続される。

即ち、ホイートストンブリッジの上部頂点には電源V<sub>CC</sub>が接続され、下部頂点には接地電位GNDが接続され、同ブリッジの各辺にはそれぞれMOS・FET・F<sub>1</sub>～F<sub>4</sub>が接続される。そして、左右の頂点は、振動ミラーコイル4の第1及び第2の入力端子A<sub>4</sub>及びC<sub>4</sub>に接続される。

20

#### 【0045】

pチャネルのMOS・FET・F<sub>1</sub>及びF<sub>3</sub>は、ベースに印加されたゲート電圧が正のゲート閾(しきい)値電圧V<sub>T</sub>以下の時オンとなり、同ゲート電圧が負極性の大きな値になった時はソースSからドレーンDに大きな飽和電流が流れるが、同ゲート電圧がゲート閾値電圧V<sub>T</sub>以上の正極性の電圧になった時は、ソース・ドレーン間に電流は流れない。

nチャネルのMOS・FET・F<sub>2</sub>及びF<sub>4</sub>は、ベースに印加されたゲート電圧が負のゲート閾値電圧V<sub>T</sub>以上の時オンとなり、同ゲート電圧が正極性の大きな値になった時はドレーンDからソースSに大きな飽和電流が流れるが、同ゲート電圧がゲート閾値電圧V<sub>T</sub>以上の正極性の電圧になった時は、ソース・ドレーン間に電流は流れない。

30

#### 【0046】

従って、図8の振動ミラーコイル励振回路3に印加された変換パルスd、e、f、gの電圧極性の組合せが図4の如く(O, O, H, H)の期間中、点A、Bの電圧極性の組合せは(H, O)であり、

同変換パルスd～gの電圧極性の組合せが図4の如く(H, O, H, H)の期間中、点A、Bの電圧極性の組合せは(\*, 0)であり、

同変換パルスd～gの電圧極性の組合せが図4の如く(H, H, O, O)の期間中、点A、Bの電圧極性の組合せは(O, H)であり、

40

同変換パルスd～gの電圧極性の組合せが図4の如く(H, H, H, O)の期間中、点A、Bの電圧極性の組合せは(0, \*)である。

ここに記号\*は、次段の振動ミラーコイル4中の逆起電力の有無に依存することを示す。なお、図8の振動ミラーコイル励振回路3に使用したMOS・FET・F<sub>1</sub>は、ゲート入力電圧dが負極性の時に導通する形式のスイッチング素子であるが、この素子F<sub>1</sub>を、第1の変換パルス列dの代りにその反転パルス列-dが入力されることを条件として、入力電圧が正極性の時に導通する形式のスイッチング素子(例えばnチャネルのエンハンスマント形MOS・FET)で、置換することが出来る。同様に、MOS・FET・F<sub>2</sub>、F<sub>3</sub>及びF<sub>4</sub>もそれぞれ、入力電圧の極性がそれらとは反転関係にある時に導通する形式のスイッ

50

チング素子で、置換することが出来る。

置換の組合せは、2の4乗、即ち16通りある。

【0047】

〔電圧サンプラー5<sub>2</sub>〕、

この出願の発明の第2の実施の形態に使用される電圧サンプラー5<sub>2</sub>の内部構成の一例について説明する。

図9は、電圧サンプラー5<sub>2</sub>の内部構成の一例を示す図である。

同図において、5S<sub>1</sub>は第1のアナログスイッチ（伝送ゲート）、5S<sub>2</sub>は第2のアナログスイッチ（伝送ゲート）である。これらのアナログスイッチは、制御端子Cに正極性の制御電圧が印加されている間、入出力端子A B間が導通状態となる形式のものである。10

第1のアナログスイッチ5S<sub>1</sub>は、制御端子Cに印加された第5の変換パルス列hのオン期間（即ち励振パルスの非印加期間）に、振動ミラーコイル4の第1の入力端子A<sub>4</sub>に現れた逆起電圧（アナログ電圧）を検出することが出来る。又、第2のアナログスイッチ5S<sub>2</sub>は、制御端子Cに印加された第6の変換パルス列iのオン期間（即ち励振パルスの非印加期間）に、振動ミラーコイル4の第2の入力端子C<sub>4</sub>に現れた逆起電圧（アナログ電圧）を、検出することが出来る。

アナログスイッチ5S<sub>1</sub>及び5S<sub>2</sub>によって検出された各起電圧は、同スイッチ5S<sub>1</sub>及び5S<sub>2</sub>の出力側で合成される。

スイッチ5S<sub>1</sub>が、負極性の制御電圧印加時に導通する形式のものである場合は、同スイッチ5S<sub>1</sub>の制御端子Cに印加される変換パルス列は、第5の変換パルス列hの反転パルス列-hでなければならない。このことは、スイッチ5S<sub>2</sub>についても同様である。20

【0048】

〔パルス立上り時点決定回路7〕、

この出願の発明の各実施の形態に使用されるパルス立上り時点決定回路7の内部構成の一例について説明する。

図10は、パルス立上り時点決定回路7の内部構成の一例を示す図である。

同図において、7COは比較器、R<sub>71</sub>、R<sub>72</sub>、R<sub>73</sub>及びR<sub>74</sub>は何れも抵抗素子である。これらの諸素子は、共同してゼロ検出器を構成する。

そして、7FFはDフリップフロップである。

スタート時点では、結節点1には、基準電圧V<sub>r</sub>によって、微小電圧（R<sub>72</sub> / R<sub>71</sub>）V<sub>r</sub>が与えられ、比較器7COの+端子には、略この電圧が、与えられている。各抵抗素子の値が、R<sub>72</sub> = R<sub>71</sub>、R<sub>72</sub> = R<sub>73</sub>、R<sub>72</sub> = R<sub>73</sub>、R<sub>74</sub> = R<sub>71</sub>、R<sub>74</sub> = R<sub>73</sub>となるように、選択されているからである。従って、比較器7COの出力電圧は、高レベル（電源電圧V<sub>cc</sub>の程度）となる（図4の（b）参照）。

又、Dフリップフロップ7FFの-Q端子の出力電圧は、スタート時点では、高レベルとなるように、設定されている。

【0049】

振動ミラーの自由振動による逆起電圧が検出され、増幅器6の出力電圧mが、比較器7COの-端子に与えられると、その出力電圧nは、反転してゼロレベルとなる。続いて、増幅器6の出力電圧mが、増大し、極大値に達し、反転後減少を開始するが、比較器7COの出力電圧nは、変化しない。40

増幅器6の出力電圧mが、ゼロレベルに降下すると、比較器7COの出力電圧nは、反転して、高レベルとなる。

すると、Dフリップフロップ7FFの状態が反転して、-Q端子の出力電圧が負極性となる。そして、次段のパルス幅変調発振器1の第1の変調入力端子a<sub>1</sub>に対して、負電圧を印加する。

パルス幅変調発振器1の出力電圧が、ゼロレベルから高レベルに反転した後、高レベルからゼロレベルに反転し、従って、信号列変換回路2の第7の変換パルス列jが高レベルとなると、Dフリップフロップ7FFの状態が反転して、出力端子-Qの出力電圧が高レベルとなる。50

以下、同様にして、-Q端子の出力電圧が高レベルからゼロレベルへ、そしてゼロレベルから高レベルからへ、という反転動作を繰り返す。

【0050】

〔ピークホルダ8〕、

この出願の発明の各実施の形態に使用されるピークホルダ8の内部構成の一例について説明する。

図11は、ピークホルダ8及びパルス立下り時点決定回路9並びに帰還回路10の内部構成の一例を示す図である。

図11の右半部において、8DAは差動増幅器、D<sub>81</sub>はダイオード、R<sub>81</sub>は抵抗素子、C<sub>8</sub>はコンデンサ、L<sub>8</sub>は帰還ループ、8Sはアナログスイッチ、R<sub>82</sub>は接地抵抗、D<sub>82</sub>は定電圧ダイオードである。

アナログスイッチ8Sは、制御入力端子Cにゼロ電位乃至正電位が供給されている間、出力端子AB間が不導通状態、同制御入力端子Cに負極性の制御電圧が印加されている間、同出力端子AB間が導通状態となる。

抵抗素子R<sub>82</sub>は、アナログスイッチ8Sの制御入力端子Cに常時ゼロ電位を供給するためのもの、ダイオードD<sub>82</sub>は、パルス電圧の大きさを一定にするためのものである。

上記の差動増幅器8DA、ダイオードD<sub>81</sub>、抵抗素子R<sub>81</sub>、コンデンサC<sub>8</sub>、帰還ループL<sub>8</sub>及びアナログスイッチ8S、抵抗素子R<sub>82</sub>、及びダイオードD<sub>82</sub>は、共同して、ピークホルダ8を構成する。

【0051】

増幅器6の出力電圧mが差動増幅器8DAの+端子に印加されると、ダイオードD<sub>81</sub>と抵抗R<sub>81</sub>を介して充電電流が流れ、コンデンサC<sub>8</sub>が充電される。そして、+端子への印加電圧と-端子への帰還電圧との間の電圧差が正である間は、その電圧差に比例した充電電流が、ダイオードD<sub>81</sub>と抵抗R<sub>81</sub>を介して、コンデンサC<sub>8</sub>に流入し、その端子電圧pを上昇させ続ける。

かくして、コンデンサC<sub>8</sub>の端子電圧p、即ち、ピークホルダ8の出力電圧pは、図4(b)の波形pの如く、増幅器6の出力電圧mにおけるピーク値p<sub>m</sub>を保持することとなる。

ピークホルダ8の保持電圧は、アナログスイッチ8Sの制御入力端子Cに負極性のパルス電圧が印加された時、ピーク値p<sub>m</sub>からゼロレベルに復帰せしめられる。

なお、図11のアナログスイッチ8Sの代りに、制御入力端子Cに正極性の制御電圧が印加された時に導通状態となるような制御特性のアナログスイッチを、使用することが出来る。

【0052】

〔パルス立下り時点決定回路9〕、

この出願の発明の各実施の形態に使用されるパルス立下り時点決定回路9の内部構成の一例について説明する。

図11の左半部において、9Sはアナログスイッチ、9COは比較器、9Iはインバータ、C<sub>9</sub>はコンデンサ、R<sub>91</sub>、R<sub>92</sub>及びR<sub>93</sub>は抵抗素子である。

パルス幅変調発振器1の出力電圧が低レベル、従って、パルス列変換回路2からの第7の変換パルス列jが高レベルの時は、アナログスイッチ9Sが導通状態にあるから、コンデンサC<sub>9</sub>は、基準電圧V<sub>r</sub>によって充電され、その端子電圧qは、定常状態においては、V<sub>r</sub> · R<sub>91</sub> / (R<sub>91</sub> + R<sub>92</sub>) (以下「目標値v<sub>m</sub>」という。)となる。

【0053】

パルス幅変調発振器1の出力電圧が低レベルから高レベルに、従ってパルス列変換回路2の第7の変換パルス列が高レベルから低レベルに反転すると、アナログスイッチ9Sが不導通状態となるから、コンデンサC<sub>9</sub>が放電を開始し、その端子電圧qが急速に降下する。コンデンサC<sub>9</sub>の端子電圧qが降下して、ピークホルダ8からのピーク電圧p<sub>m</sub>を下回ると、比較器9COの出力が反転して、ゼロレベルとなり、インバータ9Iの出力が高レベルとなる。

10

20

30

40

50

コンデンサ  $C_9$  が放電を開始してから比較器  $9CO$  の出力が反転するまでの時間間隔は、目標値  $v_m$  とピーク値  $p_m$  との間の電圧差 ( $v_m - p_m$ ) に略比例する。従って、振動ミラー (VM) の所望の振幅と、実際の振幅 (測定時の振幅)との振幅差に比例することとなる。

【0054】

かくして、パルス立下り時点決定回路 9 は、比較器  $9CO$  の出力が反転した時点で、次段のパルス幅変調発振器 1 の第 2 の変調信号入力端子  $a_2$  に正極性の変調電圧  $r$  を印加して、同発振器 1 の発振パルスを立ち下げる。

同時に、帰還回路 10 を介して、前段のピークホルダ 8 のアナログスイッチ 8S の制御入力端子 C に、負極性のパルス電圧を印加する。すると、同スイッチ 8S の入出力端子 A B 間が導通状態となるから、これを介してコンデンサ  $C_8$  の電化が放電され、その端子電圧  $q$  は、短時間ゼロレベルになる。10

上記の帰還回路 10 は、直列接続されたインバータ 10I 及び結合コンデンサ  $C_{10}$  から成る。

なお、前段のピークホルダ 8 におけるアナログスイッチ 8S として、制御入力端子 C に正極性の制御電圧が印加された時に導通状態となるような制御特性のアナログスイッチが使用されている場合には、帰還回路 10 のインバータ 10I を省略することが出来る。その場合は、定電圧ダイオード  $D_{82}$  の極性を反転させなければならない。

【0055】

【発明の効果】

この出願の発明は、以上のように構成したから、下記の通り、顕著な効果を奏すことができる。20

(a) 振動ミラー (VM) を共振モードで動作せしめることが出来、しかも振動ミラー (VM) の回動角 (位置) 及び角速度を直接検出する為のセンサを必要としない、振動ミラー形走査装置用駆動回路を提供することが出来る。  
(b) 振動ミラー (VM) を共振モードで動作せしめると共に、同振動ミラー (VM) の回動角 (位置) 及び角速度を直接検出するセンサを使用すること無しに、駆動電圧の周波数及び位相を、振動ミラー (VM) の機械的共振周波数及び位相に自動的に追従させることが出来る、調整不要の、振動ミラー形走査装置用駆動回路を提供することが出来る。

(c) パルス電圧 (電流) で振動ミラーコイルを駆動すると共に、当該パルス電圧 (電流) を振動ミラー (VM) の機械的振動に自動的に同期させることより、消費電流及び消費電力を最小化し、以って使用電池の長寿命化を実現することが出来る、振動ミラー形走査装置用駆動回路を提供することが出来る。30

(d) パルス電圧 (電流) で振動ミラーコイルを励振することによって、動作電圧の範囲を極限まで拡大することが出来る、振動ミラー形走査装置用駆動回路を提供することが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図 1】この出願の発明の第 1 の実施の形態による振動ミラー形走査装置用駆動回路の全体構成を示すブロック図である。

【図 2】第 1 の実施の形態における振動ミラーの動作説明図である。40

【図 3】この出願の発明の第 2 の実施の形態による振動ミラー形走査装置用駆動回路の全体構成を示すブロック図である。

【図 4】第 2 の実施の形態の諸要素の入出力波形を示す図である。

【図 5】第 2 の実施の形態における振動ミラーの動作説明図である。

【図 6】各実施の形態に使用されるパルス幅変調発振器の内部構成を示す図である。

【図 7】第 2 の実施の形態に使用されるパルス列変換回路の内部構成を示す図である。

【図 8】同振動ミラーコイル励振回路の内部構成を示す図である。

【図 9】同電圧サンプラーの内部構成を示す図である。

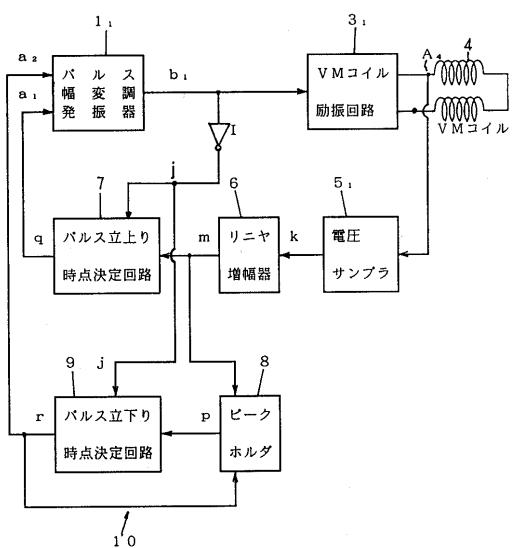
【図 10】各実施の形態に使用されるパルス立上り時点決定回路の内部構成を示す図である。50

【図11】同ピークホルダ及びパルス立下り時点決定回路並びに帰還回路の各内部構成を示す図である。

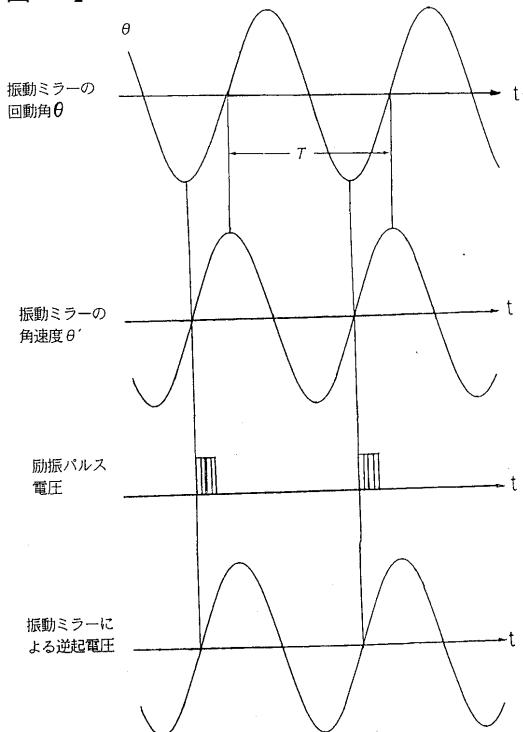
【符号の説明】

- |                  |                             |    |
|------------------|-----------------------------|----|
| 1 <sub>1</sub>   | パルス幅変調発振器                   |    |
| 1 <sub>2</sub>   | パルス幅変調発振器                   |    |
| 2                | パルス信号列変換回路                  |    |
| 3                | 振動ミラーコイル励振回路                |    |
| 4                | 振動ミラーコイル(VMコイル)             |    |
| 5                | 電圧サンプル                      |    |
| 6                | 増幅器                         | 10 |
| 7                | パルス立上り時点決定回路                |    |
| 8                | ピークホルダ                      |    |
| 9                | パルス立下り時点決定回路                |    |
| 10               | 帰還回路                        |    |
| S T              | シュミットトリガインバータ               |    |
| 2 F F            | Dフリップフロップ                   |    |
| F <sub>1</sub>   | MOS・FET(例えばpチャネルのデブリケーション形) |    |
| F <sub>2</sub>   | MOS・FET(例えばnチャネルのデブリケーション形) |    |
| F <sub>3</sub>   | MOS・FET(例えばpチャネルのデブリケーション形) |    |
| F <sub>4</sub>   | MOS・FET(例えばnチャネルのデブリケーション形) | 20 |
| 5 S <sub>1</sub> | 第1のアナログスイッチ                 |    |
| 5 S <sub>2</sub> | 第2のアナログスイッチ                 |    |
| 7 C O            | 比較器                         |    |
| 7 F F            | Dフリップフロップ                   |    |
| 8 D A            | 差動増幅器                       |    |
| 8 S              | アナログスイッチ                    |    |
| 9 S              | アナログスイッチ                    |    |
| 9 C O            | 比較回路                        |    |

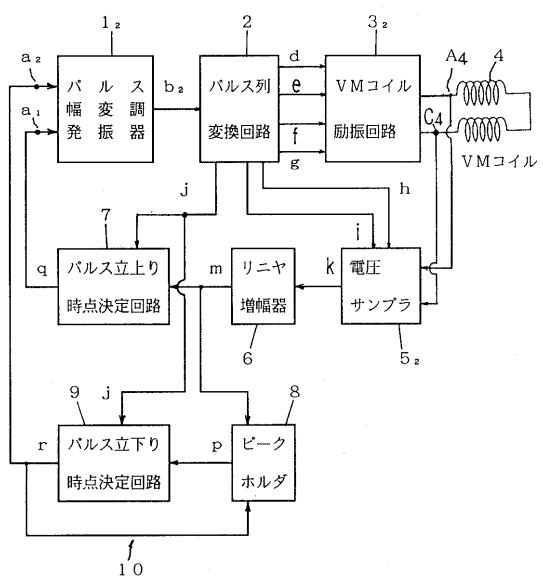
【図1】



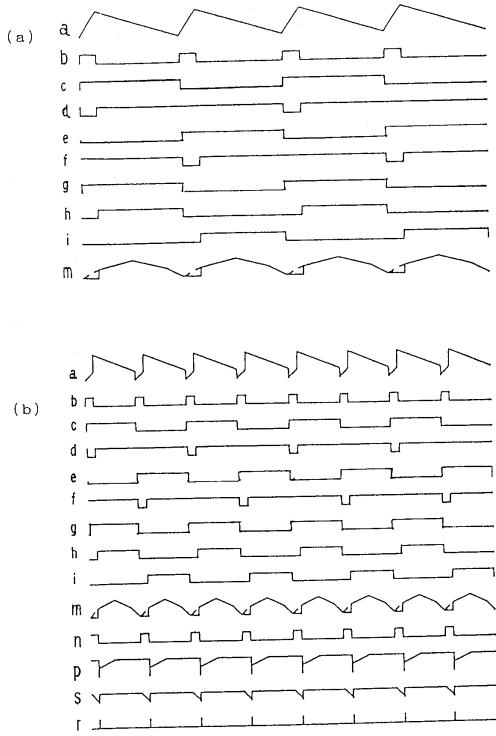
【図2】



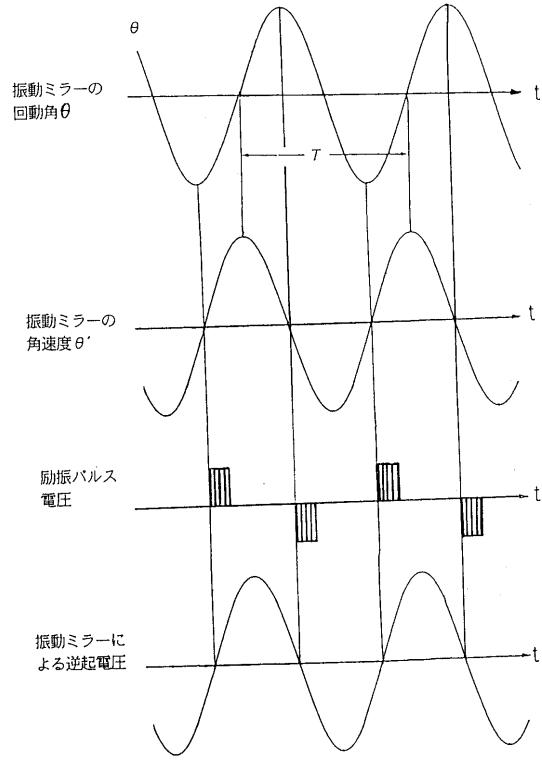
【図3】



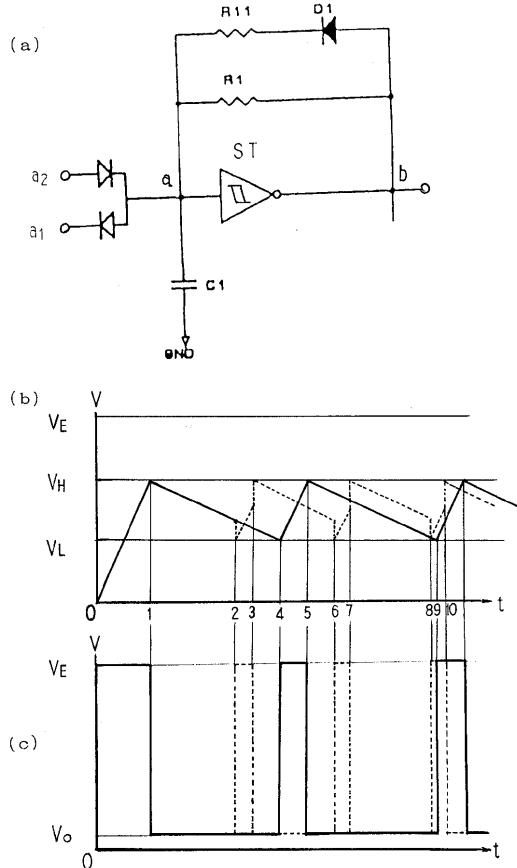
【図4】



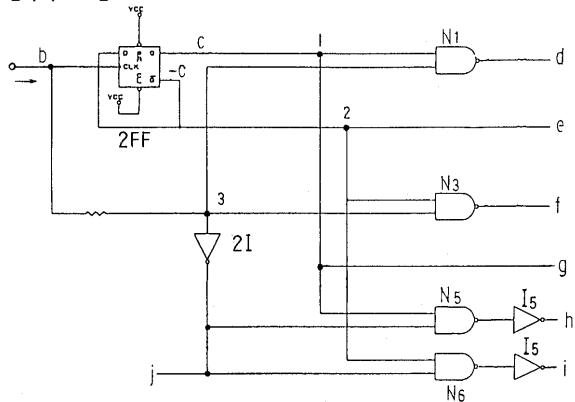
【図5】



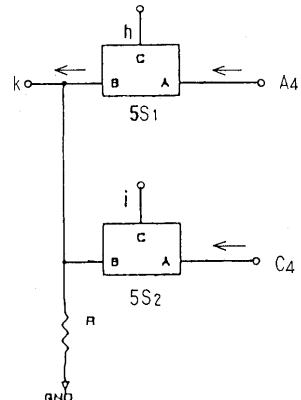
【図6】



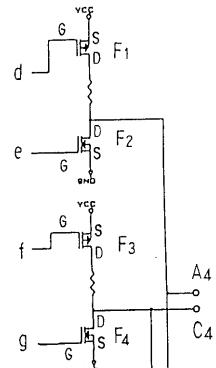
【図7】



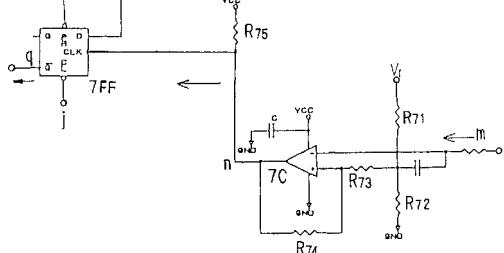
【図9】



【図8】



【図10】



【図 1 1】

