

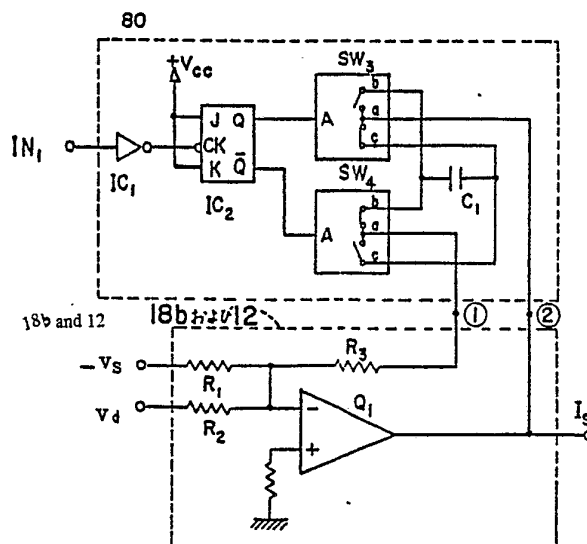


特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(51) 国際特許分類 ⁴ H02P 5/00, 5/06, 1/16 G05B 11/36, 19/18	A1	(11) 国際公開番号 WO 86/ 03904 (43) 国際公開日 1986年7月3日 (03. 07. 86)
(21) 国際出願番号 PCT/JP85/00701 (22) 国際出願日 1985年12月21日 (21. 12. 85) (31) 優先権主張番号 特願昭59-271552 特願昭59-271553 特願昭59-271554 特願昭60-12125 (32) 優先日 1984年12月22日 (22. 12. 84) 1984年12月22日 (22. 12. 84) 1984年12月22日 (22. 12. 84) 1985年1月24日 (24. 01. 85) (33) 優先権主張国 JP (71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 株式会社 安川電機製作所 (YASKAWA ELECTRIC MFG. CO., LTD.) [JP/JP] 〒806 福岡県北九州市八幡西区大字藤田2346番地 Fukuoka, (JP) (72) 発明者 ; および (75) 発明者 / 出願人 (米国についてのみ) 二見 茂 (FUTAMI, Shigeru) [JP/JP] 〒811-41 福岡県宗像市自由ヶ丘9丁目13-15 Fukuoka, (JP) 加来靖彦 (KAKU, Yasuhiko) [JP/JP] 〒807 福岡県北九州市八幡西区東筑2丁目1-9 Fukuoka, (JP)		山本陽一 (YAMAMOTO, Yoichi) [JP/JP] 〒806 福岡県北九州市八幡西区小鷺田町11-1 Fukuoka, (JP) (74) 代理人 弁理士 小堀 益, 外 (KOHORI, Susumu et al.) 〒812 福岡県福岡市博多区博多駅前1丁目1-1 博多新三井ビル 401号 Fukuoka, (JP) (81) 指定国 DE, FR (欧州特許), GB, US. 添付公開書類 国際調査報告書

(54) Title: METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING SERVO MOTOR

(54) 発明の名称 サーボモータ制御方法及びサーボモータ制御装置



(57) Abstract

In machining by a machine using a servo motor control device which has a position feedback loop, a speed feedback loop, and a current feedback loop, it is an accepted practice to preset a current instruction value to a voltage that corresponds to a friction torque at the time of starting the motor and/or inverting the rotational direction of the motor, in order to compensate the delay in the response of the motor caused by the friction torque. This invention is to improve this technique. At a moment when the instruction for starting the motor or the instruction for inverting the direction has changed from zero to a positive value or a negative value, the value of integrating element in the controller that contains integrating element in the response and to decrease errors in the machining.

(57) 要約

位置フィードバックループ、速度フィードバックループ、電流フィードバックループを有するサーボモータ制御装置を用いた機械で切削加工などを行うときには、摩擦トルクに起因するモータの応答遅れを補償するために、モータの回転開始時及び／又は方向反転時に電流指令値を摩擦トルクに対応する電圧にプリセットすることが行われている。

本発明は、この技術の改良に係るもので、モータの動作開始指令あるいは方向反転指令が零から正又は負になった瞬間に、積分要素を含む制御器における当該積分要素の値を零又は符号反転することにより、応答遅れを改善し、機械加工等の誤差を低減するものである。

情報としての用途のみ

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第1頁にPCT加盟国を同定するために使用されるコード

AT	オーストリア	FR	フランス	ML	マリ
AU	オーストラリア	GA	ガボン	MR	モーリタニア
BB	バルバドス	GB	イギリス	MW	マラウイ
BE	ベルギー	HU	ハンガリー	NL	オランダ
BR	ブラジル	IT	イタリア	NO	ノルウエー
BG	ブルガリア	JP	日本	RO	ルーマニア
CF	中央アフリカ共和国	KP	朝鮮民主主義人民共和国	SD	スーダン
CG	コンゴ	KR	大韓民国	SE	スウェーデン
CH	スイス	LI	リヒテンシュタイン	SN	セネガル
CM	カメルーン	LK	スリランカ	SU	ソビエト連邦
DE	西ドイツ	LU	ルクセンブルグ	TD	チャード
DK	デンマーク	MC	モナコ	TG	トーゴ
FI	フィンランド	MG	マダガスカル	US	米国

明 細 書

サーボモータ制御方法及びサーボモータ制御装置

〔技術分野〕

本発明は、数値制御装置からの指令に基づき、物体を加工する加工装置を駆動するサーボモータの制御方法および装置に関する。

特に、サーボモータの動き始めと回転方向反転時に生ずる応答の遅れを改善する技術に関する。

〔背景技術〕

一般に、位置フィードバックループをもつサーボモータ制御装置は、例えば第 2 3 図に示すように、モータ 1 0 の回転位置または機械可動部（図示せず）の位置を制御するための位置フィードバックループの他に、モータ 1 0 の回転速度を制御するための速度フィードバックループと、モータ 1 0 のモータ電流を制御するための電流フィードバックループとが設けられている。そして、電流フィードバックループでは、抵抗 1 1 で検出したモータ電流 I_a と比例積分制御器 1 2 からの電流指令値 I_s との偏差が零になるように制御され、速度フィードバックループでは、速度発電機などの速度検出器 1 3 で検出したモータ速度 v_a と D/A 変換器 1 4 からの速度指令値 v_s との偏差が零になるように制御されて、最終的には、レゾルバやリニアスケール等の位置検出器 1 5 で検出されたモータ位置 l_a と指令パルス発生回路 1 6 から与えられる位置指令値 l_s との差が零になるように位置フィードバックループによりモータ位置が制御される。なお、図中、1 7 は増幅器、1 8 a ~ 1 8 c は加算器である。

第 2 4 図は第 2 3 図の加算器 1 8 b, 比例積分制御器 1 2 および加算器 1 8 c 部分の、従来における構成を表す電気回路図であり、演算増幅器 Q_1 と抵抗 $R_1 \sim R_4$ およびコンデンサ C_1 により加算

器 18 b と比例積分制御器 12 を構成し、演算増幅器 Q_2 と抵抗 R_5 ~ R_8 により加算器 18 c を構成していた。また $-v_s$ は v_s をゲインが -1 の反転増幅器に入力したときの出力である。

ところで、第 23 図に示したような構成を有する従来のサーボモータ制御装置において、モータの回転方向反転時におけるモータ電流 I とモータ速度指令 v_r およびモータ速度 v との関係を、縦軸にモータ電流 I 、モータ速度指令 v_r およびモータ速度 v をとり、横軸に方向反転指令入力時を原点として時間 t をとって図示すると、例えば第 25 図の曲線 30 v_r 、31 v 、32 i で示すものとなる。ここで、 I_0 は機械の摩擦トルクをモータ電流に換算した値であり、図示例では速度指令が正方向から負方向に一定加速度で減速されている場合を示す。同図から判るように、 $t = 0$ で反対方向の速度指令が入力されると、曲線 32 i で示すモータ電流 I は徐々に減少していくが、曲線 31 v で示すモータ速度 v はモータ電流 I が $-I_0$ を超える時点まで零であり、モータ電流 I が $-I_0$ を超えてはじめてモータは逆回転し始める。即ち、反対方向の速度指令が入力されてからモータが逆回転を開始するまでの T_1 の時間遅れが生じる。

このような時間遅れは、当然、数値制御加工誤差となって現れ、具体的には例えば 26 図に示すように、真円の指令パルス列の分配が行なわれて同図の曲線 40 に示す真円に沿って切削が行なわれるべきところが、回転方向反転時に応答遅れがあるために円弧切削の象限切換え部分において、実際の切削物の形状は曲線 41 に示すようにふくらみをもつという不具合を生じる。

この現象を更に説明すると、第 26 図において、I の区間は X 軸のみ動く最大速度区間でありかつ Y 軸は静止している区間である。

II の区間は、Y 軸も動き出したが、真円にはなっていない区間である。また III の区間は X 軸、Y 軸共に動き、真円軌道の区間である。

Y軸が、静止した状態から一方向に動くとき、そのタイミングが遅れるので上記 I, II の区間を生じ、真円からの加工誤差をとると、ふくらみを生ずるようになるのである。

また、現在の数値制御は、円と直線のパルス分配だけを使っているので、円弧切削での問題が出ている。円弧以外でも、一軸の速度指令の符号が一定である間に他の軸の速度指令の方向が反転、すなわち一時停止するような軌道、例えば放物線軌道の輪郭制御では、同じ問題が生じる。

この不具合を改善する方法として、特開昭 57-71282 号公報記載のものが提案されている。

この方法は、モータの方向反転時に摩擦トルクによって引き起こされるモータの応答遅れを補償して制御精度を高めることを目的としており、方向反転信号入力時における電流指令値を決定している電圧が摩擦トルクに比例した電圧であることを利用し、この電圧とほぼ絶対値が等しい逆極性の補償電圧を発生させて、この補償電圧により方向反転信号入力直後に前記指令電流値を形成している電圧を速やかに摩擦トルクに対応する電圧にプリセットするというものである。

この方法を更に具体的に説明すると、第 27 図に示すものが上記の改善案になる電気回路図であり、第 24 図と同一符号は同一部分を示している。同図中 50 は補償電圧発生回路、51 は応答補償回路、 IN_2 はピーク値セット信号 S_1 が加えられる入力端子、 IN_3 は摩擦トルク補償信号 S_2 が加えられる入力端子、OUT は電流指令値 I_s を第 23 図における加算器 18c に加える出力端子、 $Q_4 \sim Q_6$ は図示の極性を有する演算増幅器、 SW_1, SW_2 はスイッチング素子、 $R_{10} \sim R_{18}$ は抵抗、 C_2 はコンデンサである。

この回路が第 24 図に示した従来装置と異なるところは、補償電

圧発生回路 50 及び応答補償回路 51 を設けたところにある。

補償電圧発生回路 50 は、数値制御装置における指令パルス発生回路 16 からモータの回転方向反転信号が出力されたとき、その時点における電流指令値を決定している電圧即ち比例積分制御器 12 の出力電圧（以下指令電圧と称す）を検出し、その指令電圧にほぼ絶対値が等しく極性が反対の補償電圧 V_c を発生するものであり、抵抗 R_{14} とコンデンサ C_2 からなる積分回路と、その動作を制御するスイッチング素子 SW_1 と、演算増幅器 Q_4 , Q_5 と抵抗 R_{13} , R_{15} , R_{17} からなる極性反転回路とで構成されている。

また応答補償回路 51 は、モータの回転方向反転指令入力直後に、速やかに指令電圧をほぼ補償電圧に等しくするように動作するものであり、指令電圧と補償電圧 V_c との差分を増幅する演算増幅器 Q_6 とその出力を比例積分制御器 12 の入力側にフィードバックするよう動作するスイッチング素子 SW_2 等とから構成されている。

第 28 図は第 27 図示装置を動作させた場合における各部の信号波形を表わす線図であり、以下同図を参照して第 27 図示装置の動作を詳説する。

指令パルス発生回路 16 から例えば第 28 図(a)に示すような方向反転信号が出力されると、図示しない制御回路で例えば第 28 図(b)に示すようにその立ち上がりが方向反転信号の立ち上がりにほぼ一致した時間幅 T_2 のピーク値セット信号 S_1 が発生される。

このピーク値セット信号 S_1 は補償電圧発生回路 50 のスイッチング素子 SW_1 に加えられ、このスイッチング素子 SW_1 を時間 T_2 だけオン状態にする。その結果、コンデンサ C_2 はそのときの指令電圧によって充電され、演算増幅器 Q_5 の出力には指令電圧にほぼ絶対値が等しい逆極性の補償電圧 V_c がほぼ $t = C_2 \times R_{14}$ の時定数で現れる。そこで、ピーク値セット信号 S_1 の時間幅 T_2 を $2t$

～ 3 t 程度に設定しておく、補償電圧発生回路 50 からは例えば第 28 図の(c)に示すように指令電圧とほぼ絶対値が等しい逆極性の補償電圧が得られ、この補償電圧はスイッチング素子 SW_1 のオフ後も保持される。

次に、図示しない制御回路によって、例えば第 28 図(d)に示すようにほぼピーク値セット信号 S_1 の立ち下がり時に立ち上がるような時間幅 T_3 の摩擦トルク補償信号 S_2 が発生され、これが応答補償回路 51 のスイッチング素子 SW_2 に加えられてこれを導通させる。その結果、指令電圧と補償電圧 V_c との差を増幅している演算増幅器 Q_c の出力によって指令電圧は補償電圧 V_c にほぼ等しくなるようにフィードバック制御され、指令電圧は例えば第 28 図(e)に示すように速やかに下降する（ただし、反対の方向反転が行なわれた場合には速やかに上昇する）ものとなる。ここで、指令電圧の補償速度は抵抗 R_{12} の値を調整することにより自由に変更し得るものである。

このように上記公報において提案された方法によれば、モータ電流 I は補償動作の働きで従来より早く反対側摩擦トルク I_c を超えるから、モータ速度もそれだけ早く立ち上がり、モータの反転遅れ時間は大幅に改善される。また、反転遅れ時間は抵抗 R_{12} の値を調整することにより自由に変更することができる。

以上述べたように、特開昭 57-71282 号公報記載の装置は従来のサーボモータ制御装置に対して、摩擦トルクによるサーボ系の遅れを改善するものであるが、次のような問題点を有する。

(1) 補償電圧発生回路 50 にピーク値をセットするための時間 T_2 の間は摩擦トルクの補償ができず、摩擦トルクによるサーボ系の遅れは改善できない。

(2) 第 28 図に示す時刻 T_2 と $T_2 + T_3$ の間、第 27 図の演算増

幅器 Q_6 の出力 v_c は速度指令が負から正に変化するとき、負の飽和電圧 $-v_{SAT}$ (速度指令が正から負に変化するときには正の飽和電圧 $+v_{SAT}$) になる。方向反転時を $t = 0$ とし、これ以後の演算増幅器 Q_2, Q_6 の出力波形を第 29 図に示す。 T_2, T_3 は実際上は非常に短い時間に選ばれるから、 $t = 0$ から $t = T_2 + T_3$ 付近の時刻までは近似的に $v_s = 0, v_d = 0$ として良い。 $t = T_2$ において SW_2 が閉じ、飽和電圧 $+v_{SAT}$ が Q_2 に加わると、 Q_2 は比例積分制御器であるから、 $t = T_2$ において比例制御器の動作によりステップ状に I_P だけ I_s が変化し、その後積分制御器の動作により $-v_{SAT}$ と積分時定数で決まるある一定勾配で I_s は変化していく。 $I_s = -I_0$ となる瞬間つまり $t = T_2 + T_3$ において SW_2 は開放され、 Q_2 の入力は零となるが、このとき比例制御器の動作による電流指令値 I_P は瞬時的に消滅するため、 $t = T_2 + T_3$ の直後の I_s は $-I_0 + I_P$ となり $-I_0$ とは等しくならない。

すなわち、ある位置での、正 (負) 方向移動時の摩擦が I_0 (モータ電流換算) のとき、その位置に非常に近い所での逆方向移動時の摩擦は $-I_0$ であると考えられる。従って、方向反転時の摩擦の補償は電流指令を I_0 から $-I_0$ へ瞬時的に変化させることが理想である。しかし、特開昭 57-71282 号公報記載の方法では、 I_s は、 $I_s \rightarrow -I_0 + I_P$ となり、 I_P の大きさだけ摩擦トルクの補償が不完全となる。

従って、特開昭 57-71282 号公報記載の方法では摩擦トルクの補償は完全には行なわれないことになる。第 27 図のコンデンサ C_1 に並列に抵抗を挿入して不完全積分とすることも行なわれるが、この抵抗値は実際にはかなり大きな値に選ばれるため、上記の内容はこの場合についても成立する。これに対し、小さな値では速度系の制御そのものが良い特性とならない。

(3) 上記公報には、 SW_2 を開閉するための論理回路について記述がなく、閉じるタイミングは $t = T_2$ で明らかであるが、開放するタイミングは Q_6 の出力が変化するタイミングをつかまえる必要がある。しかし、 Q_6 の出力は、 Q_4 によりホールドした電位の正負により、 $-V_{SAT}$ から $+V_{SAT}$ へ、あるいは $+V_{SAT}$ から $-V_{SAT}$ へと変化するため、この変化のタイミングを捉えるには多少の論理回路を必要とする。

(4) 上記(1)、(2)と重複することであるが、特開昭57-71282号記載の方法では摩擦トルクを補償するまでに、補償電圧回路に $-I_0$ をセットするまでにかかる時間 T_2 、および応答補償回路が動作して電流指令 I_s が I_0 になるまでの時間 T_3 、(2)項で述べたように実際には T_3 よりも長い時間を要する)の計 $T_2 + T_3$ 時間がかかる。

更に、第23図に示したような構成を有する従来のサーボモータ制御装置において、動き始めにおけるモータ電流 I_a とモータ速度指令 v_s 、およびモータ速度 v_a との関係を、縦軸にモータ電流 I_a 、モータ速度指令 v_s 、およびモータ速度 v_a をとり、横軸に方向反転指令入力時を原点として時間 t をとって図示すると、前回、停止前が正、負のどちらかの回転であったかで、例えば第33図(a)、(b)のように2通りになる。(a1)、(b1)、(a2)、(b2)、(a3)、(b3)で示す曲線30 v_r 、31 v_a 、32 i_a は、それぞれモータ速度指令、モータ速度、モータ電流を表わす。ただし、サーボモータは、電流指令 I_s 通り回転するものとし、 I_s を省略する。ここで I_0 は機械の摩擦トルクおよび外部への仕事に相当するトルク、 I_1 は機械の静止摩擦トルク、 I_2 は摩擦トルク、外部への仕事に相当するトルクおよび加速トルクをそれぞれモータ電流に換算した値であり、図示例では正方向へのモータ回転指令出力開始の場合であり、(a)は停止

前が負方向回転、(b)は正方向回転であった場合である。

つぎに、加速・減速トルクを無視できる場合のモータ回転反転時の例は、前に説明した第25図のようになる。各記号の意味は、第33図と同様であり、速度指令が正方向から負方向に一定加速度で減速されている場合である。

第25図及び第33図から判るように、 $t = 0$ で速度指令が入力されると、曲線32 i_a で示すモータ電流 I_a は徐々に増加していき、 I_0 に達するまで曲線31 v_a で示すモータ速度 v_a は零であるか、振動的であるが、およそ I_0 に達すると、モータ速度 v_a は速度指令 v_s 通りに回転を開始する。即ち、第23図に示すサーボ系全体が安定であっても、モータ回転開始時に、振動的になったり、モータが回転を始めるまでに時間遅れが生じる。

このような振動、時間遅れは、当然、数値制御加工誤差となって現れ、具体的には例えば第34図に示すような振動の部分をなくしてから切削を始めるために、ある一定時間のドウエルを必要としたり、第26図に示すように、真円の指令パルス列の分配が行われて同図の曲線40に示す真円に沿って切削が行われるべきところが、回転方向反転時に応答遅れがあるために円弧切削の象限切り換え部分において、実際の切削物の形状は曲線41に示すようなふくらみをもつという不具合を生じる。なお、第34図の直線 l_s は位置指令、曲線 l_a は実際のモータあるいは機械の可動部の位置を表わす。

本発明は、以上に述べたような第24図に示す従来の制御回路および第27図に示す特開昭57-71282号公報に提案された方法の問題点を解決しようとするものであり、その第1の目的はモータの方向反転時に摩擦トルクによって引き起こされるモータの応答遅れを補償して制御精度を高めることにある。また、本発明の第2の目的は第1の目的に沿う電動機制御を速度ループがデジタル式

で行われる場合に適用することにある。さらに本発明の第 3 の目的は、モータの方向反転時に摩擦トルクによって引き起こされるモータの応答遅れを短くし、制御精度を高めることにある。本発明の第 4 の目的は、モータの回転開始時及び方向反転時に、摩擦トルク等によって引き起こされるモータの振動、応答遅れを補償して制御精度を高めることにある。さらに本発明の第 5 の目的は、上記第 4 の目的に沿う電動機制御を速度ループがディジタル式で行われる場合に適用することにある。

〔発明の開示〕

本発明によれば、この解決手段は、回転開始時、及び方向反転信号入力時における電流指令値を決定している電圧が摩擦トルク、外部への仕事に相当するトルク及び加速トルクの和に比例ないし相当した電圧であること、および、このとき速度指令および速度がほとんど零であるので、電流指令値を決定している電圧が積分コンデンサの両端の電位であることを利用し、回転開始時及び方向反転信号入力直後に積分コンデンサに逆接続して、瞬時的に電流指令値を摩擦トルクに対応する電圧にセットすることにより、または積分コンデンサに、摩擦トルク、外部への仕事に相当するトルク及び加速トルクの和に相当した電荷をモータ回転方向の向きに瞬時的にチャージすることにより達成される。

また、速度ループがディジタル式で行われる場合には、制御器の積分項を前記のタイミングで所定の値にセットすることにより実現することができる。

〔図面の簡単な説明〕

第 1 図は本発明を実施するための制御装置のブロック図、第 2 図は本発明の第 1 の目的に沿う実施例の構成を示す回路図、第 3 図は第 2 図における動作波形を示す波形図、第 4 図～第 9 図は本発明の

他の実施例を示す回路図、第 10 図は積分比例制御器の回路図、第 11 図は積分比例微分制御器の回路図、第 12 図は第 10 図および第 11 図の回路に本発明を適用する場合の回路図、第 13 図は本発明の第 2 の目的に沿う実施例を示すブロック図、第 14 図は本発明の第 3 の目的に沿う実施例の回路図、第 15 図はその動作波形図、第 16 図は本発明の第 4 の目的に沿う実施例の回路図、第 17 図はその動作波形図、第 18 図は第 16 図における回路のオープン状態を補償するための回路図、第 19 図及び第 20 図は他の実施例の回路図、第 21 図は本発明の第 5 の目的に沿う実施例のブロック図、第 22 図は第 21 図における速度指令と電流指令との関係を示すグラフ、第 23 図は一般的な位置フィードバックループをもつサーボモータ制御装置のブロック図、第 24 図は第 23 図の比例積分器まわりの部分の従来構成を示す電気回路図、第 25 図は従来における制御動作を示す波形図、第 26 図は応答遅れによる追従状態を示す説明図、第 27 図は従来 of 改善案の構成を示す回路図、第 28 図はその動作波形図、第 29 図はその応答性を示す波形図、第 30 図はサーボモータをデジタル制御する場合の一般的な制御回路図、第 31 図はデジタル演算がハード回路で実現されている場合のブロック図、第 32 図は積分比例制御における電流指令演算器を示すブロック図、第 33 図は従来における制御動作を示す波形図、第 34 図は応答遅れによる追従状態を示す説明図である。

〔発明を実施するための最良の形態〕

以下、本発明を実施例に基づいて具体的に説明する。

第 1 図は本発明を適用するための、たとえば二軸 X-Y テーブルの制御装置の例を示すものである。図中 200 は数値制御装置、210 は指令関数発生器、220 は X 軸モータ制御部、230 は Y 軸モータ制御部、240 は切削機械、10X は X 軸モータ、10Y

は Y 軸モータである。

第 2 図は本発明の前記第 1 の目的に沿う実施例装置の構成を表わす要部電気回路図であり、第 2 4 図と同一符号は同一部分を示している。第 2 図中、80 は積分コンデンサ接続反転回路、IN₁ は方向反転信号パルスが加えられる入力端子である。本実施例装置が第 2 4 図に示した従来装置と異なるところは、積分コンデンサ接続反転回路 80 を設けたところにある。

積分コンデンサ接続反転回路 80 は、数値制御装置 200 における指令関数発生器 210 からモータの回転方向反転信号が出力されたとき瞬時的に積分コンデンサ C₁ の接続を反転するものであり、NOT ゲート IC₁、J-K フリップフロップ IC₂ およびトランスファ型アナログスイッチ SW₃、SW₄ とで構成されている。

第 3 図は第 2 図で示した回路を動作させた場合における各部の信号波形を表わす図であり、以下同図を参照して第 2 図で示した回路の動作を詳述する。

指令関数発生器から、第 3 図 (A) に示すような立ち上がりエッジが方向反転時である方向反転信号パルスが発生されると NOT ゲート IC₁ により信号は反転され、第 3 図 (B) の波形となり、この信号が J-K フリップフロップ IC₂ の CK 端子に入力されると IC₂ の出力 Q および $\bar{Q}$ は状態が反転 (H → L, L → H 但し L : ローレベル, H : ハイレベル) する (第 3 図 (C), (D))。アナログスイッチ SW₃ および SW₄ は入力端 A に H 信号が加わると、a - c 間が閉じ、a - b 間が開放になるものとし、第 3 図の (A) のパルスが加わる前の Q, $\bar{Q}$ の状態が Q が H 信号, $\bar{Q}$ が L 信号となっていたとすると、SW₃ は a - c 間が閉じ、a - b 間が開放、SW₄ は a - c 間が開放、a - b 間が閉じていたものが、第 3 図 (C), (D) の Q, $\bar{Q}$ 信号の反転の瞬間に、SW₃ は a - c 間が

開放、 $a - b$ 間が閉じ、 SW_4 は $a - c$ 間が閉じ、 $a - b$ 間が開放
することとなり、積分コンデンサ C_1 は第2図の①、②端子に対し
て瞬時的に反転接続されることになる。モータの方向反転時には速
度指令 v 。および検出速度 v_d は共に零であるから、第3図(E)
5 に示すように電流指令 I_s は方向反転信号パルス入力前に $-I_0$ で
あったものが、方向反転信号パルスの立ち上がりエッジに同期して
瞬時的に $+I_0$ となり、方向が反転した摩擦トルクを補償できるこ
とになる。

以下、いくつかの応用変形例について述べる。

10 第24図の積分コンデンサ C_1 に並列に抵抗を挿入することがあ
るが、以上で述べたことはそのまま成立するので問題とならない。

トランスファ型のアナログスイッチ SW_3 、 SW_4 の代わりにトラ
ンスファ型のリードスイッチを用いることはもちろん可能である。

トランスファ型のアナログスイッチあるいはリードスイッチ1個
15 の代わりに1メーク型のアナログスイッチあるいはリードスイッ
チを2個、第4図に示すように用いることもできる。第4図において
 IC_3 はNOTゲートであり、 SW_5 、 SW_6 は1メーク型のアナロ
グスイッチあるいはリードスイッチである。すなわち、第4図に示
すブロック90が第2図の SW_3 に相当し、ブロック91が第2図
20 の SW_4 に相当することになる。

トランスファ型のアナログスイッチあるいはリードスイッチ2個
の代わりに2メーク型のアナログスイッチあるいはリードスイッ
チを2個、第5図に示すように用いることも可能である。

通常スイッチには動作遅れがあり、スイッチが閉じる時間と開放
25 する時間とが異なるのが普通である。スイッチが閉じる時間の方が
開放する時間より速い場合には、第2図の回路では過渡的に積分コ
ンデンサを短絡してディスチャージしてしまう恐れがある。この場

合には第 6 図に示すように抵抗 R_a を挿入し、時定数 $C_1 R_a$ が短絡時間より充分に大きいように選定すれば良い。

スイッチが開放する時間の方が閉じる時間よりも速い場合には過渡的に第 2 図の端子 ①, ②間がオープン状態になり、演算増幅器 Q_1 の高ゲインの開放利得により瞬時的に異常電圧を発生する恐れがある。この場合には、第 7 図に示すように、①, ②端子に C_1 より充分容量の小さなコンデンサ C_2 を挿入するか、第 8 図に示すように①, ②端子に高抵抗 R_b を挿入すれば良い。

スイッチが開放する時間、閉じる時間が知られないかまたは一定しないときには、第 9 図に示すように第 6 図及び第 7 図あるいは第 8 図に示す対策を並行して施せば良い。

第 10 図および第 11 図はそれぞれ積分 - 比例制御器および積分比例微分制御器の構成を示すものであるが、これらの図に示す積分コンデンサ C を切り離し、①と②の部分に第 12 図に示すコンデンサ極性反転回路を接続することにより、これらの制御方式においても前に述べた比例積分制御器におけると同様に本発明を適用することができ、同様の効果を得ることができる。

なお、指令関数発生器からモータの回転方向反転信号が得られない場合には、速度指令 v_s の極性判定の瞬間を捉え、等価的にモータの回転方向反転信号パルスとすれば良い。

上述したように、上記第 2 図～第 12 図に示した本発明の実施例では、指令関数発生器からモータの回転方向反転信号パルスが入力された瞬間にそのときの電流指令値を決定している指令電圧と絶対値が等しくかつ極性が反対な指令電圧が発生されるものであり、摩擦トルクに対応する指令電圧が瞬時的に補償されるので、摩擦トルクによるサーボ系の遅れを大幅に改善することができる。

また特開昭 57-71282 号公報記載の方法に比べ、回路構成

が単純となり、応答遅れを理論的には零にすることができる。

従って、本発明を数値制御装置のサーボモータ制御装置に適用すれば、第 26 図に示すような加工誤差がなくなり、加工精度の向上を図ることができる。

次に、上記の運動方向反転時に生じる応答の遅れを改善するための本発明の方法を、速度ループがデジタル式に制御される閉ループ制御方式のサーボモータ制御に適用する実施例について述べる。

一般に、位置フィードバックループを持ち、速度ループがデジタル式に制御されるサーボモータ制御回路は、例えば第 30 図に示すように、モータ 21 の回転位置または機械可動部（図示せず）の位置を制御するための位置フィードバックループの他に、モータ 21 の回転速度を制御するための速度フィードバックループと、モータ 21 の電流を制御するための電流フィードバックループとが設けられている。電流フィードバックループでは、電流検出器 20 で検出したモータ電流 i とアナログ量のモータ電流指令値 i_r とが等しくなるように制御され、速度検出器 15 で検出したモータ速度 v と速度指令演算器 13 からの速度指令値 v_r との差が零になるように制御され、最終的にはパルスエンコーダやリニアスケール等の位置検出器 22 で検出された位置 x と指令値発生器 10 から与えられる指令値 r との差が零となるように位置フィードバックループによりモータ位置が制御される。なお、第 30 図中 12 は位置カウンタ、16 は電流指令演算器、17 は D/A 変換器、19 はパワーアンプ、11, 14, 18 は減算器である。

また、一点鎖線で囲んだ部分がデジタル式に処理される部分で、

⇒ はデジタル量信号を、→ はアナログ量信号を表わす。速度指令演算器 13 では、通常、

$$v_r = K_P e \quad (K_P \text{ は定数}) \quad \text{----- (1) 式}$$

なる演算が行なわれ、電流指令演算器 16 では、

$$\left. \begin{aligned} i_{rp} &= K_v v_e \quad (K_v \text{は定数}) \\ i_{ri} &= K_i \Sigma v_e \quad (K_i \text{は定数、}\Sigma \text{は和} \\ &\quad \text{を計算する記号}) \end{aligned} \right\} \text{----- (2) 式}$$

$$i_r = i_{rp} + i_{ri}$$

なる演算が行われる。この電流指令演算方式は、P I (比例積分) 制御方式である。第 31 図は I - P (積分 - 比例) 制御方式の速度指令 v_r 、速度 v および電流指令 i_r の関係を決める電流指令演算器 16' を示す。ここで電流指令演算器 16' では

$$\left. \begin{aligned} i_{ri} &= K_i \Sigma (v_r - v) \\ i_{rp} &= K_v v \\ i_r &= i_{ri} - i_{rp} \end{aligned} \right\} \text{----- (3) 式}$$

なる演算が行なわれる。

このような構成を有する従来のサーボモータ制御装置においても、背景技術の項で説明したと同様に、加工誤差が現れる。

このような問題に対する改善策として速度ループの制御器がアナログ式で行われている場合については特開昭 57-71282 号公報記載の方法があることは既に述べたが、速度ループがデジタル式で行われている場合については解決策が与えられていない。

本発明の目的の一つは、速度ループがデジタル式で行われている場合についての加工誤差に対する解決策を与えることにある。

以下、そのための本発明による解決策を実施例に基づいて説明する。

まず、(2)、(3)式の演算がマイクロコンピュータのソフトウェアプログラムとして実行されている場合には、速度指令が零になった瞬間に、1 回だけ $i_{ri} = -i_{ri}$ として ($-$ は 2 の補数をとることを表わす。)、(2)、(3)式の演算を続行すれば良い。

(2) 式の $\bar{A}_{r1}$ がハード回路で実現されている場合の例を第 3 2 図に示す。ここで 5 1 は加算器であり、5 2 はメモリで C K 端子に入力される信号の立ち上がりエッジで入力 A をラッチし、この値を出力 B として送出するものである。I N₁ は演算を行うタイミングを発生するクロックパルスが入力されるものであり、通常一定周期のパルス列信号が入力される。

第 1 3 図に本発明の実施例を示す。第 3 2 図と記号が同じものは同じ機能をもつものである。この図において 6 1 は減算器で、 $E = D - C$ の演算が行われ、この例では $D = 0$ と設定されている。6 2 はマルチプレクサで、選択信号 J がハイレベルのときは $H = F$ となり、ローレベルのときは $H = G$ となるものである。6 3 はカウンタで、U P 端子はカウントアップパルス入力端子、L D はロードパルス入力端子、P R はプリセット値入力端子、S はカウンタの符号ビットである。この例では、プリセット値 P R は - 1 に設定され、I N₂ (ロード信号入力端子) に加えられるパルスの立ち上がりでカウンタに - 1 がセットされる。

指令値発生器から方向反転指令を出す瞬間に立ち上がるパルス信号を発生するものとする、この信号によりカウンタ 6 3 は - 1 にセットされ、符号ビット S はハイレベルになり、AND ゲート 6 4 を開けると同時にマルチプレクサ 6 2 の選択信号 J をハイレベルにして $H = F$ とする。I N₁ にクロックパルスが入力されると、メモリ 5 2 には F 即ち $\bar{A}_{r1}$ がラッチされ、カウンタ 6 3 をカウントアップして 0 とする。そうすると、符号ビット S はローレベルとなり、AND ゲート 6 4 を閉じるとともにマルチプレクサ 6 2 の選択信号 J をローレベルにし $H = G$ となる。したがって、方向反転パルス信号が出されてから 1 回目の I N₁ に加わるクロックパルスの時のみ、メモリ 5 2 の出力として $\bar{A}_{r1}$ が出され、それ以外ときには A_{r1}

・ + v_e が出力され、本発明の内容が実現される。

・ (3)式の場合には、第13図の v_e の代わりに $v_r - v$ を入力する
・ だけであるから、構成および機能は全く同様にして実現される。

・ なお、指令値発生器からモータの動作方向反転信号が得られない
5 場合には、速度指令 v_r の極性反転の瞬間をとらえ、等価的にモータの動作方向反転信号パルスとすれば良い。

・ また、(3)式にモータ電流値を考慮し、

・ $i_{rp} = K_v v + K_v' i$ (K_v' は定数) とする I - P D 制御の
・ 場合も、I - P 制御の場合と本発明の部分は全く同様にして実現で
10 きる。

・ 上述したように、第13図に示した本発明の実施例では、指令関
・ 数発生器からモータの動作方向反転信号パルスが入力された瞬間に、
・ そのときの電流指令値と絶対値が等しく符号が反対な電流指令値が
・ 発生され、摩擦トルクに相当するモータ電流が瞬時的に補償される
15 から、摩擦トルクによるサーボ系の遅れを大幅に改善することができ、従って本発明を数値制御装置のサーボモータ制御装置に適用することにより、第26図に示すような加工誤差がなくなり、加工精度の向上を図ることができるという効果を奏する。

・ 次に、モータの方向反転時に摩擦トルクによって引き起こされる
20 モータの応答遅れを短くし、制御精度を高めるといふ、本発明の第3の目的に沿う実施例について説明する。

・ 第14図は本発明実施例装置の構成を表わす回路図であり、第24
・ 図と同一符号は同一部分を示している。第14図中、 IN_1 は方向反転信号パルスが加えられる入力端子である。本実施例装置が第24
25 図に示した従来装置と異なるのは、方向反転信号パルス IN_1 によりオン・オフするリレー R を設けたことである。

・ 第15図は第14図で示した回路を動作させた場合における各部

の信号波形を表わす図であり、以下同図を参照して第 14 図で示した回路の動作を詳述する。

指令関数発生器から、第 15 図(a)に示すようなパルス幅 Δ の方向反転信号パルスが発生されるとリレー R を時間 Δ だけオンさせることにより、積分コンデンサ C_1 の蓄積電荷を放電させ、その後、第 15 図(b)に示すようにリレー R をオフさせる。モータの方向反転時、すなわち方向反転信号パルスの立上り時には、速度指令 v_s および検出速度 v_d は共に零であるから、第 15 図(c)に示すように電流指令 I_s は方向反転信号パルス入力前に、 $-I_0$ であったものが、方向反転信号パルスの発生と同期して瞬時的に 0 となる。このように、従来では電流指令 I_s が $-I_0$ から $+I_0$ まで変化するまでの時間が $2T$ であったものが、本発明により T までに短縮することができ、摩擦トルクによるサーボ系の遅れを半減することができる。従って、本発明を数値制御装置のサーボモータ制御装置に適用すれば、リレーを 1 個付け加え、方向反転信号パルスによりそのリレーをオン・オフするということだけで、第 26 図に示すような加工誤差を半分

以下、いくつかの応用変形例について述べる。リレーによるオン・オフの代わりに、トランスファ型アナログスイッチを用いることはもちろん可能である。その他、コンデンサを放電するための電氣的にオン・オフさせるスイッチを用いることもできる。

積分用コンデンサを短絡するということは、速度ループを比例制御することを意味し、短絡するしないは比例制御、比例積分制御の切り換えを行うことである。また、積分用コンデンサが飽和した場合、モータが大きく振動することが知られており、これを止めるために、積分用コンデンサを短絡するという制御方式の切り換えと併用することができる。

指令発生器からモータの回転方向反転信号が得られない場合には、速度指令 v_s の極性反転の瞬間を捉え、等価的にモータの回転方向反転信号パルスとすればよい。

上述したように、第 14 図に示す本発明の実施例では、指令関数発生器からモータの回転方向反転信号パルスが入力された瞬間に、速度アンプの積分コンデンサを短絡させるという簡単な方法で、モータの回転反転時の遅れを半減できるという効果を奏する。

次に、モータの回転開始時および方向反転時に、摩擦トルクによって引き起こされるモータの振動、応答遅れを補償して、制御性能を高めるという、本発明の第 4 の目的に沿う実施例について説明する。

第 16 図は本発明実施例装置の構成を表わす回路図であり、第 14 図と同一符号は同一部分を示している。第 16 図中、 Q_c は D/A 変換器 71 へ速度に対応した電荷を指令関数発生器から供給するための端子、 IN_1 はモータ回転開始時および方向反転時に信号パルスが加えられる入力端子、 RE_1 、 RE_2 は端子 IN_1 からの信号パルスにより接点のトランスファーを行なうリレーである。

本実施例装置が第 14 図に示した従来装置と異なるのは、積分コンデンサチャージ回路 100 を設けたことである。積分コンデンサチャージ回路 100 は、数値制御装置における指令関数発生器からモータの回転開始信号および回転方向反転信号が出力されたとき、瞬時的に積分コンデンサに電荷をチャージするものである。

第 17 図は第 16 図で示した回路を動作させた場合における各部の信号波形を表わす図であり、以下同図を参照して第 16 図で示した回路の動作を詳述する。

指令関数発生器から、第 17 図(a)に示すようなモータ回転開始信号パルスあるいは回転方向反転信号パルスと、第 17 図(b)に示すよ

うな積分コンデンサ C_1 にチャージしようとする電荷分の電圧が発生されると、(a) のパルスの立ち上がり時にリレー RE_1 、 RE_2 の接点は a 側に接続され、積分コンデンサ C_1 はチャージされ、(a) の立ち下がり時にリレー RE_1 、 RE_2 の接点は b 側に接続され、比例積分制御の形に戻る。モータの回転開始時、方向反転時には、速度指令 v_s および検出速度 v_d は共に零であるから、第 17 図 (d) に示すように瞬時的に電流指令 I_s をコントロールできることになる。(c)、(e) は、それぞれ速度指令値およびモータ速度である。

以上の説明からわかるように、本発明は指令関数発生器からモータの回転開始時、方向反転時のパルスが入力された瞬間に、そのときの電流指令値を決定している指令電圧を任意に設定できるから、摩擦トルクや加速トルクによるサーボ系の遅れを大幅に改善することができる。

従って、本発明を数値制御装置のサーボモータ制御装置に適用すれば、第 34 図に示すようなモータ回転開始時の振動、第 26 図に示すような加工誤差がなくなり、加工精度の向上、モータのすばやい応答ができ、非常に有効である。

以下、いくつかの応用変形例について述べる。

第 16 図の積分コンデンサ C_1 を電荷チャージ中、端子 ①、② 間がオープン状態になり、演算増幅器 Q_1 の高ゲインの開放利得により瞬時的に異常電圧を発生するおそれがある。これを防ぐために第 18 図に示すように、端子 ①、② 間に (a) のコンデンサ C_2 あるいは (b) の抵抗 R_a を挿入することが考えられる。

次に、電流指令値を決定している指令電圧を一定にする場合の積分コンデンサチャージ回路 100 を第 19 図に示す。同図において、41、42、43 はリレーで、その動作は第 16 図の場合と同様である。44 は OR 回路、45、46 は演算増幅器である。いま、信

号パルスが端子 IN_1 から入力された場合を考える。信号パルス立ち上がり時にリレー 41, 43 の接点は a 側に接続され、リレー 42 の接点は b 側に接続されたままであるので、コンデンサ C_1 は演算増幅器 45 の出力電圧により $\{R_1 / (R_1 + R_2)\} V_c [V]$ 分だけの電荷がチャージされ、同様に端子 IN_2 から入力された場合は信号パルス立ち上がり時に $-\{R_1 / (R_1 + R_2)\} V_c [V]$ 分だけの電荷がチャージされる。信号パルスの立ち下がりが完了すれば、リレー 41, 42, 43 の接点はすべて b 側に接続されるので、比例積分制御の形に戻る。

また、リレーによるスイッチの代わりに、各種のアナログスイッチなどの電子スイッチを用いることもできる。

なお、指令発生器からモータの回転開始信号、回転方向反転信号が得られない場合は、速度指令信号パルスと速度指令方向より、例えば第 20 図に示す回路により、速度指令 V_s が零から非零へ変化する瞬間、あるいは極性反転の瞬間をとらえ、等価的に、モータの回転開始と方向反転時の信号パルスとすればよい。 B_1 は反転回路、 B_2, B_3, B_6, B_7 は AND 回路、 B_4, B_5 は再トリガ可能な単安定マルチ、 B_8, B_9 は単安定マルチである。また PULSE は速度指令信号パルス、SIGN は速度指令方向の入力端子、 IN_1, IN_2 はそれぞれ正、負方向のモータ回転開始と方向反転時の信号パルスの出力端子である。

上述したように、第 16 図～第 20 図に示した本発明の実施例によれば、モータの回転開始時および方向反転時に、摩擦トルク及び加速トルクによって引き起こされるモータの振動、応答遅れを補償して制御精度を高めることができるという効果を奏する。

次に、モータの回転開始時および方向反転時に、摩擦トルクによって引き起こされるモータの振動、応答遅れを補償する方法を、速

度ループがデジタル式で行われている場合に適用するという本発明の第5の目的に沿う実施例について説明する。

まず、前記の(2), (3)式の演算がマイクロコンピュータのソフトウェアプログラムとして実行されている場合には、速度指令が零になった瞬間に、1回だけ、回転開始のときは $i_{r1} = f(v_r)$ 、方向反転のときは $i_{r1} = g(v_r)$ として(2), (3)式の演算を続行すればよい。ここに、関数 f , g は速度指令 v_r の関数であり、例えば第22図のように表すことができる。この図において a はクーロン摩擦補償分の値である。

(2)式の i_{r1} がハード回路で実現されている場合の例を第21図に示す。この図において、第13図と記号が同じものは同じ機能をもつものである。この図において、 $C1$, $C2$ はそれぞれ動作開始時あるいは方向反転時の速度ループの積分項を速度指令 v_r の関数として決定する関数発生器、 $C3$ はカウンタ $63-1$, $63-2$ の符号ビット $S1$, $S2$ の論理和をつくるORゲートである。

いま、指令値発生器から動作開始指令を出す瞬間に、 IN_1 に立ち上がるパルス信号を発生するものとする。この信号により、カウンタ $63-1$ は -1 にセットされ、符号ビット $S1$ はハイレベルになり、ANDゲート $64-1$ を開ける。また動作開始信号についても同様である。符号ビット $S1$ により動作開始のときは、マルチプレクサ $62-1$ の選択信号 N をハイレベルにして $M = K$ となり、方向反転のときは選択信号 N をローレベルにして $M = L$ となる。動作開始指令あるいは方向反転指令のどちらか一方の信号が出ると、ORゲート $C3$ を開け、マルチプレクサ $62-1$ の選択信号 J をハイレベルにして $H = F$ となる。 IN_{ck} にクロックパルスが入力されると、メモリ 52 には F 即ち速度指令 v_r に対応した指令がラッチされ、カウンタ $63-1$, $63-2$ のうち対応したカウンタをカウ

ントアップして 0 とする。そうすると、符号ビット S_1 はローレベルとなり、ANDゲート 64-1 又は 64-2 を閉じるとともにマルチプレクサ 62-1 の選択信号 J をローレベルにし $H = G$ となる。したがって、動作開始パルス信号、または方向反転パルス信号が出力されてから 1 回目の IN_{ck} に加わるクロックパルスの時のみ、速度指令 v_r と動作開始指令あるいは方向反転指令に対応した指令が出力され、それ以外のときには $i_{ri} + v_e$ が出力され、本発明の内容が実現される。

(3) 式の場合には、第 21 図の v_e の代わりに $v_r - v$ を入力するだけであるから、構成および機能は全く同様にして実現される。

なお、指令値発生器からモータの動作方向反転信号が得られない場合には、速度指令 v_r の極性反転の瞬間をとらえ、等価的にモータの動作方向反転信号パルスとすれば良い。

また、(3) 式にモータ電流値を考慮し、

$i_{rp} = K_v v + K_v' i$ (K_v' は定数) とする I-PD 制御の場合も、I-P 制御の場合と本発明の部分は全く同様にして実現できる。

上述したように、第 21 図に示した本発明の実施例では、モータの動作開始信号又は方向反転信号が入力された瞬間に、制御器の積分項を、速度指令に対応した極性と大きさをもつ値にセットされ、摩擦トルクに相当するモータ電流が瞬時的に補償されるから、摩擦トルクによるサーボ系の遅れを大幅に改善することができる。

〔産業上の利用可能性〕

本発明は、精密機械加工、半導体製造、非球面レンズ加工など、高分解能がサーボ機構に要求される分野に利用することができる。

請 求 の 範 囲

1. 位置フィードバック制御ループと、位置偏差を指令とする速度フィードバック制御ループとに、比例積分制御器、積分比例制御器、積分比例微分制御器及び比例積分微分制御器のうちいずれか1つを有するサーボモータ制御装置において、

モータの速度指令が零状態を経て正又は負の値になった瞬間に、前記制御器の積分要素の値を零又は符号反転することを特徴とするサーボモータ制御方法。

2. 速度指令電圧の極性が反転した瞬間に、比例積分制御器、積分比例制御器、積分比例微分制御器又は比例積分微分制御器の構成要素である積分用コンデンサを反転接続することを特徴とする請求の範囲第1項記載のサーボモータ制御方法。

3. 速度ループがデジタル論理回路あるいはマイクロコンピュータで構成される比例積分制御器、積分比例制御器、積分比例微分制御器又は比例積分微分制御器を有し、速度指令電圧の極性が反転した瞬間に、前記制御器の積分項を、絶対値は等しく符号を反転することを特徴とする請求の範囲第1項記載のサーボモータ制御方法。

4. 速度指令電圧の極性が反転した瞬間に、前記積分用コンデンサの電荷を放電することを特徴とする請求の範囲第1項記載のサーボモータ制御方法。

5 5. サーボモータ制御装置の指令関数発生器から動作開始指令あるいは方向反転の指令が出力された瞬間に、前記積分用コンデンサを切り離すと共に、前記指令に対応した極性と大きさをもつ電荷量を前記積分コンデンサにチャージし、再び元の回路に接続することを特徴とする請求の範囲第1項記載のサーボモータ制御方法。

10 6. 速度ループがディジタル論理回路あるいはマイクロコンピュータで構成される比例積分制御器、積分比例制御器、積分比例微分制御器又は比例積分微分制御器を有し、速度指令電圧が、零状態から正又は負の値になった瞬間、または零状態を経て正又は負の値になった瞬間に、前記制御器の積分項を、前記速度指令に対応した極性と大きさをもつ値にセットすることを特徴とする請求の範囲第1項記載のサーボモータ制御方法。

15 7. 比例積分制御器、積分比例制御器、積分比例微分制御器又は比例積分微分制御器の構成要素である積分用コンデンサの両端にそれぞれスイッチング素子による積分コンデンサ接続反転回路を接続し、この積分コンデンサ接続反転回路を、速度指令電圧の極性が反転した瞬間に作動させて、前記積分コンデンサを反転接続するようにしたことを特徴とするサーボモータ制御装置。

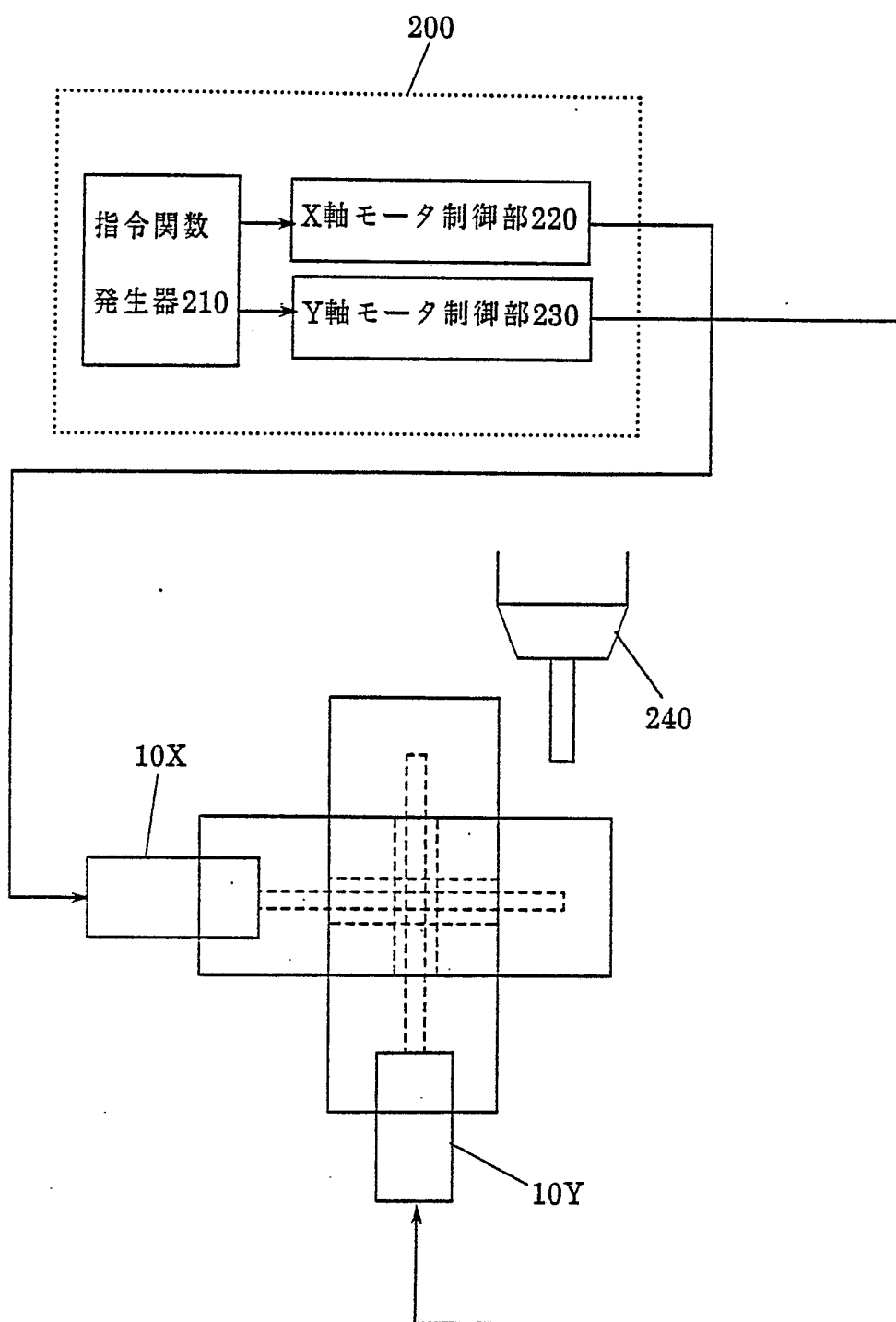
25 8. 速度ループがディジタル論理回路あるいはマイクロコンピュータで構成される比例積分制御器、積分比例制御器、積分比例微分制御器又は比例積分微分制御器を有し、速度指令電圧の極性が反転した瞬間に、前記制御器における積分項を形成する加算手段および記憶手段の当該記憶手段の記憶値の符号を反転する構成としたことを特徴とするサーボモータ制御装置。

9. 比例積分制御器、積分比例制御器、積分比例微分制御器又は比例積分微分制御器の構成要素である積分用コンデンサの両端にスイッチング素子の常開接点の接点端子を接続し、そのスイッチング素子を速度指令電圧の極性が反転した瞬間に作動させることにより常開接点を閉成し、前記積分用コンデンサの電荷を放電する構成としたことを特徴とするサーボモータ制御装置。

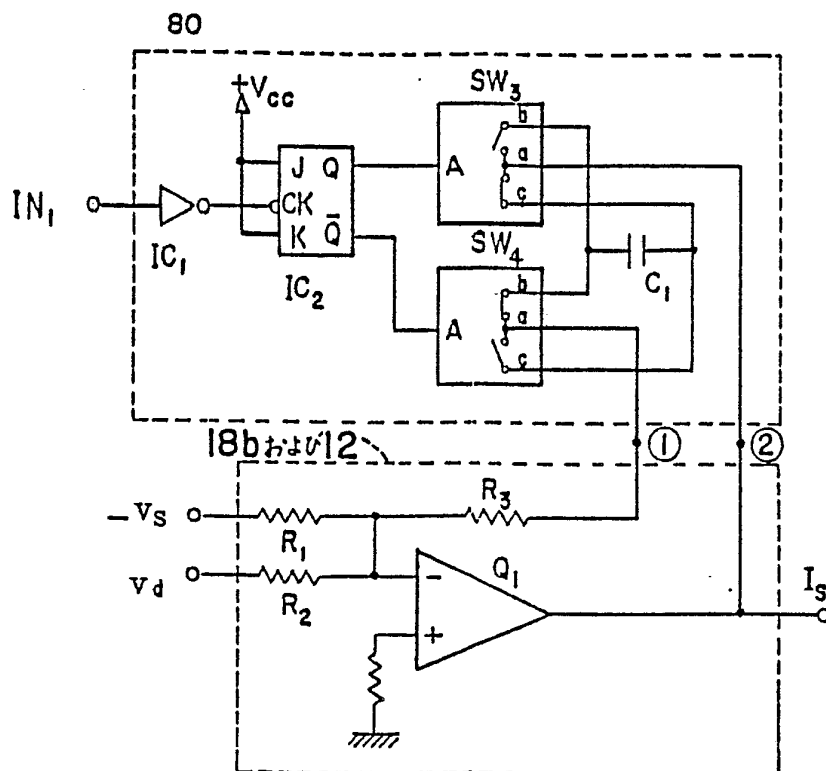
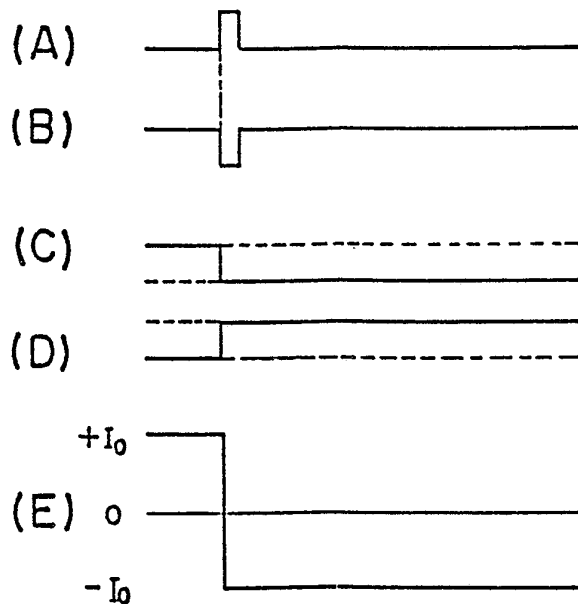
10. 比例積分制御器、積分比例制御器、積分比例微分制御器又は比例積分微分制御器の構成要素である積分用コンデンサの両端にスイッチング素子を接続し、指令関数発生器からモータの回転開始指令パルス又は回転方向反転パルスが入力されたときに前記スイッチング素子を作動させて前記積分コンデンサを前記制御器より切り離すとともに同積分コンデンサに速度指令値に対応した電荷量を充電し、充電後同積分コンデンサを元の制御器に接続する構成としたことを特徴とするサーボモータ制御装置。

11. 速度ループがディジタル論理回路あるいはマイクロコンピュータで構成される比例積分制御器、積分比例制御器、積分比例微分制御器又は比例積分微分制御器を有し、速度指令が、零状態から正又は負の値になった瞬間、または零状態を経て正又は負の値になった瞬間に、前記制御器の積分項を形成する加算手段および記憶手段の当該記憶手段記憶する積分値を、前記指令に対応した極性と大きさをもつ値にセットする構成としたことを特徴とするサーボモータ制御装置。

- 1/9 -

FIG. 1

- 2/19 -

FIG. 2**FIG. 3**

- 3/19 -

FIG. 4

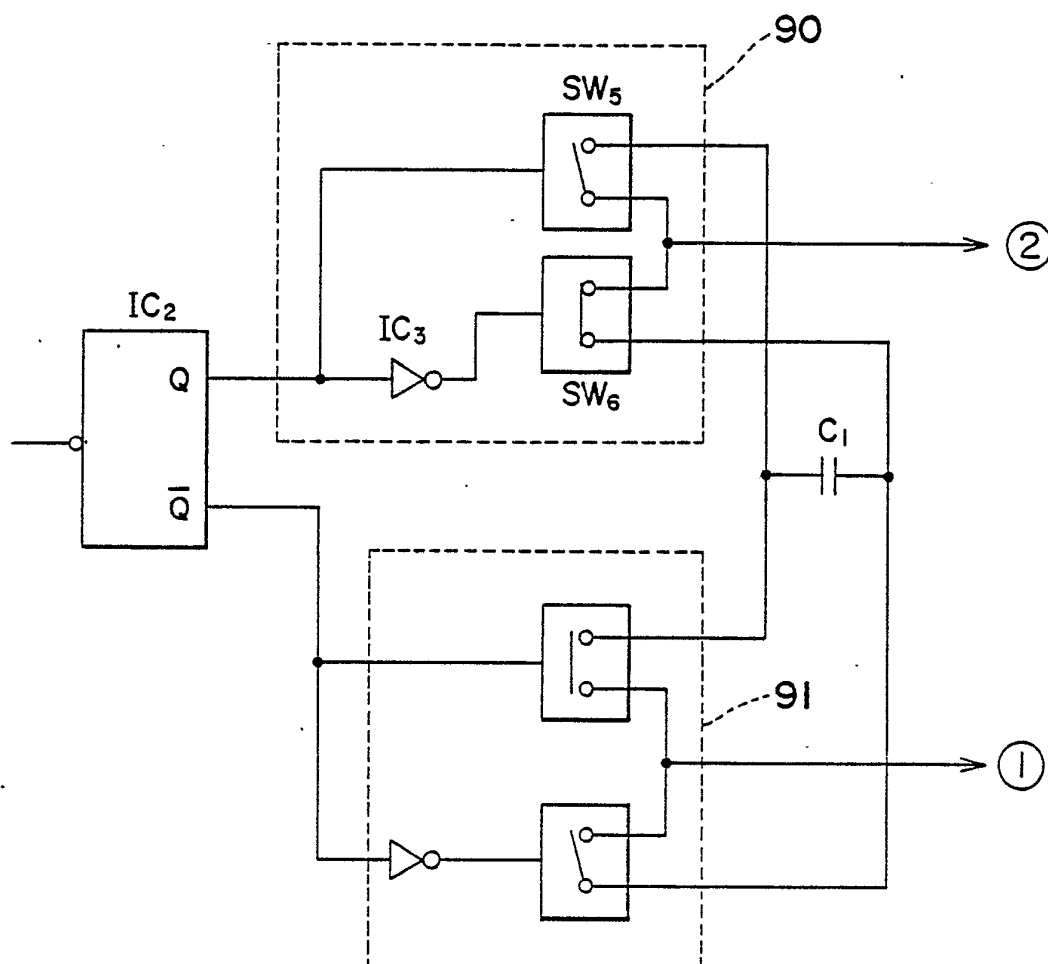
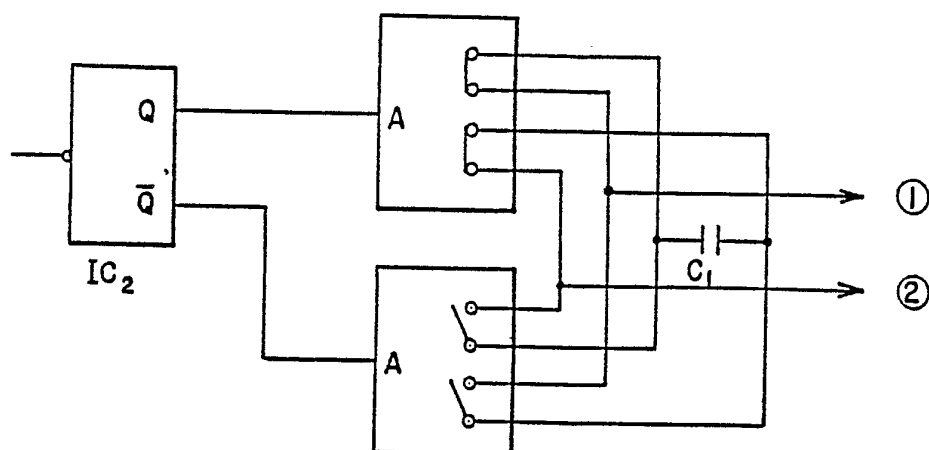
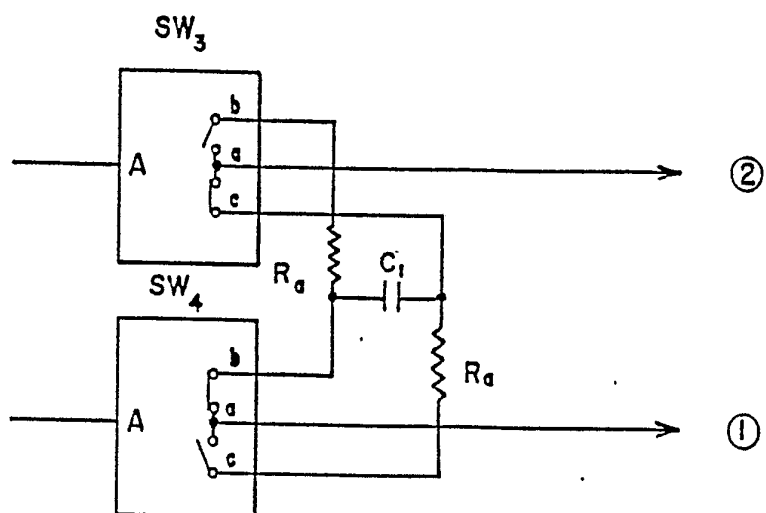
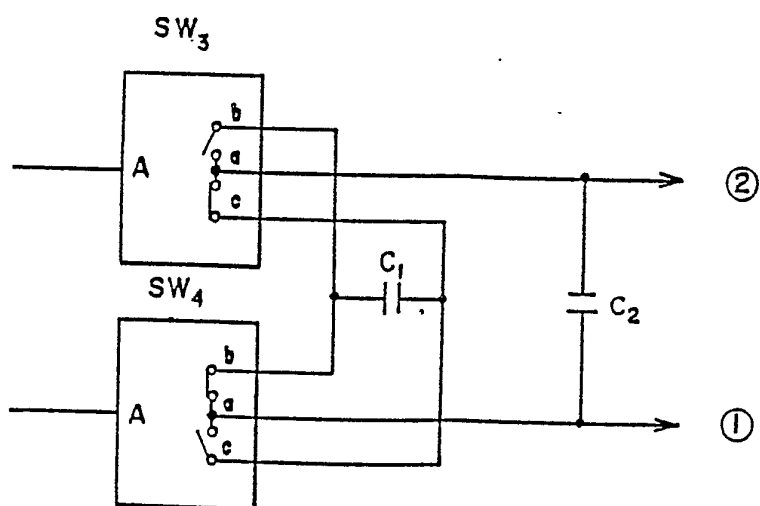


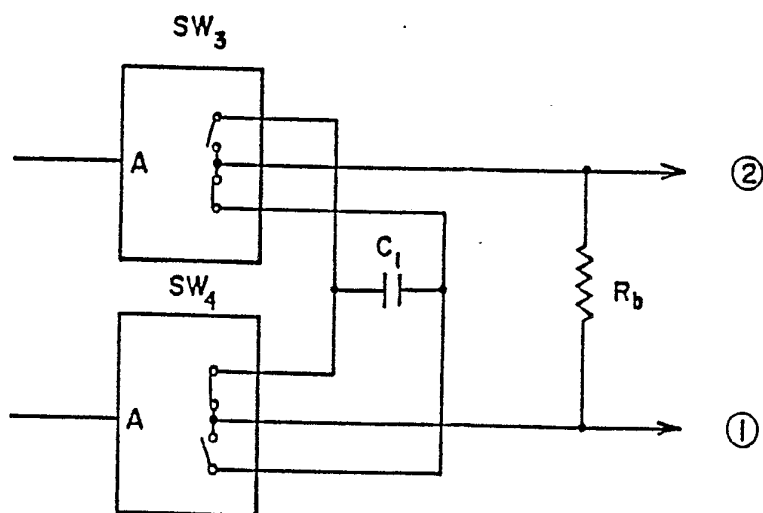
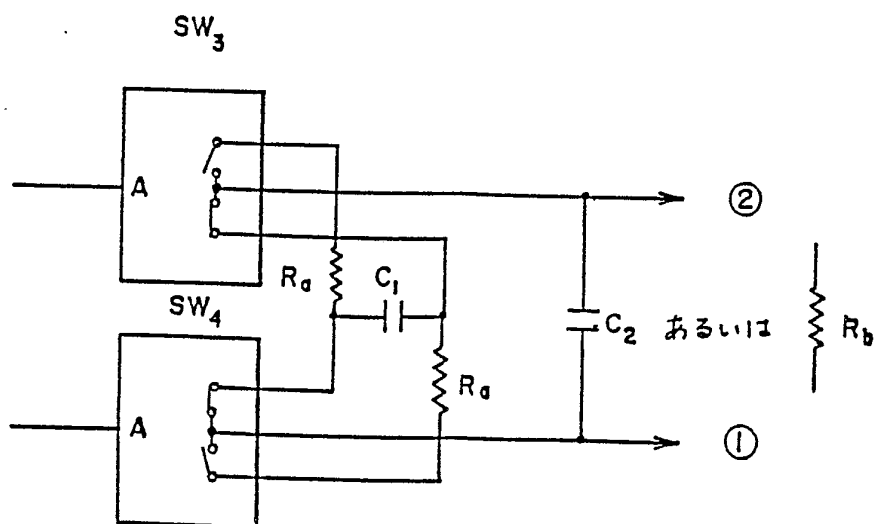
FIG. 5



- 4 -

FIG. 6**FIG. 7**

- 5 -
19

FIG. 8**FIG. 9**

- 6 / 19 -

FIG.10

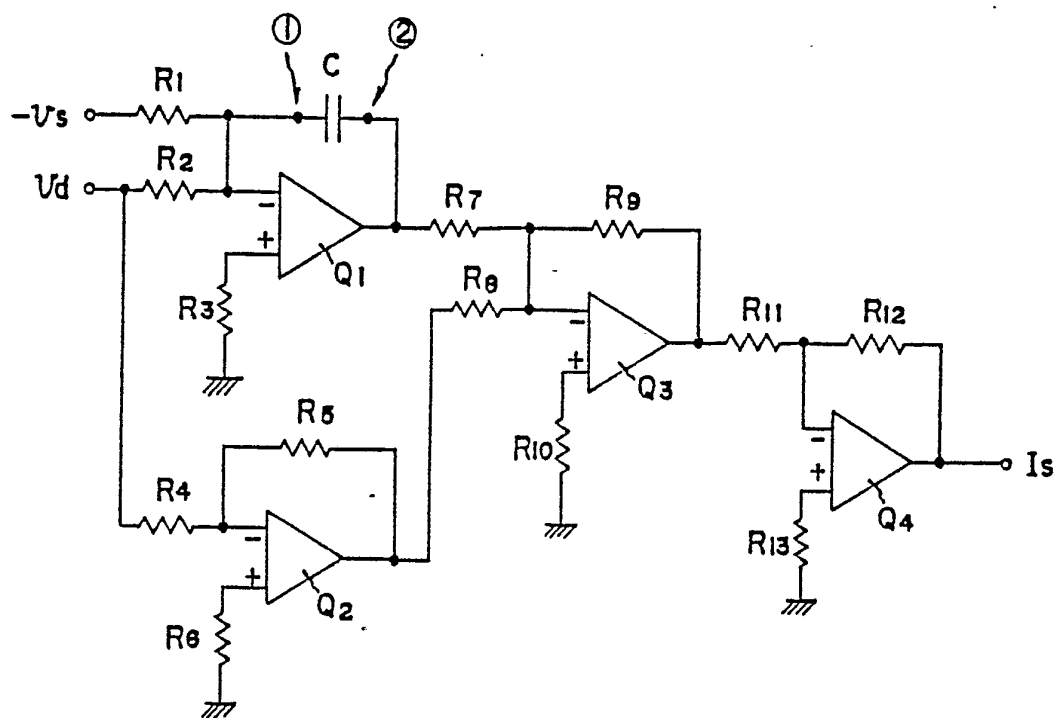
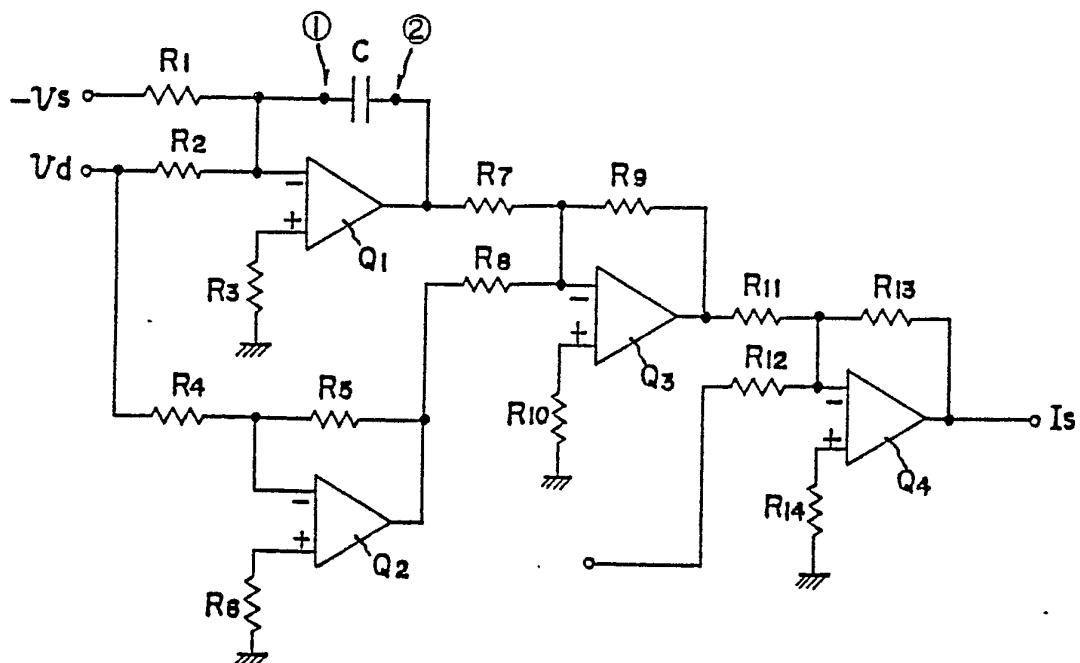


FIG.11



- 7 -
19

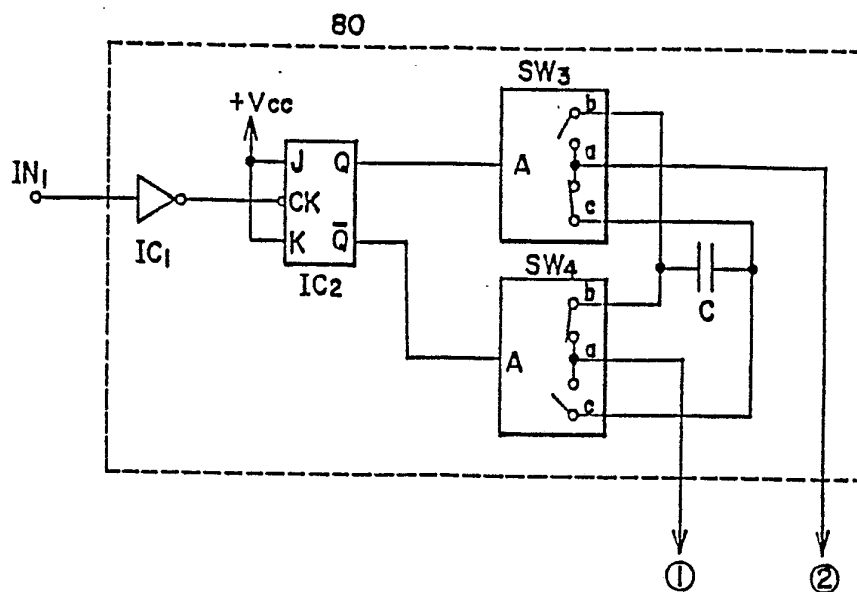
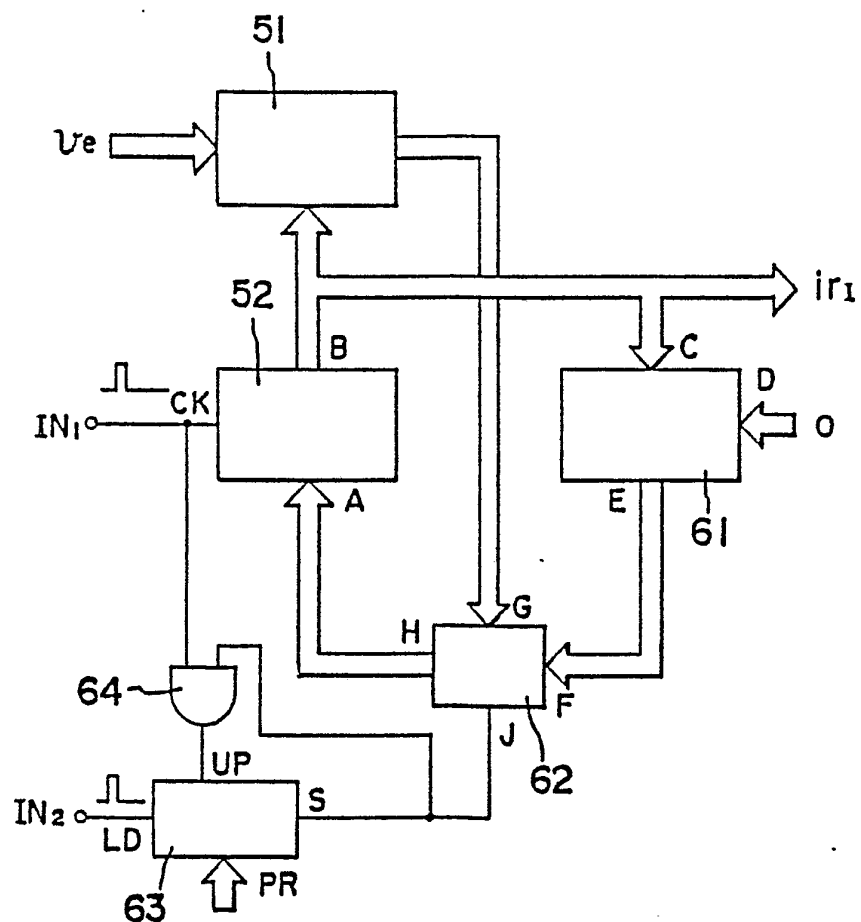
FIG. 12

FIG. 13



- 8 -
19

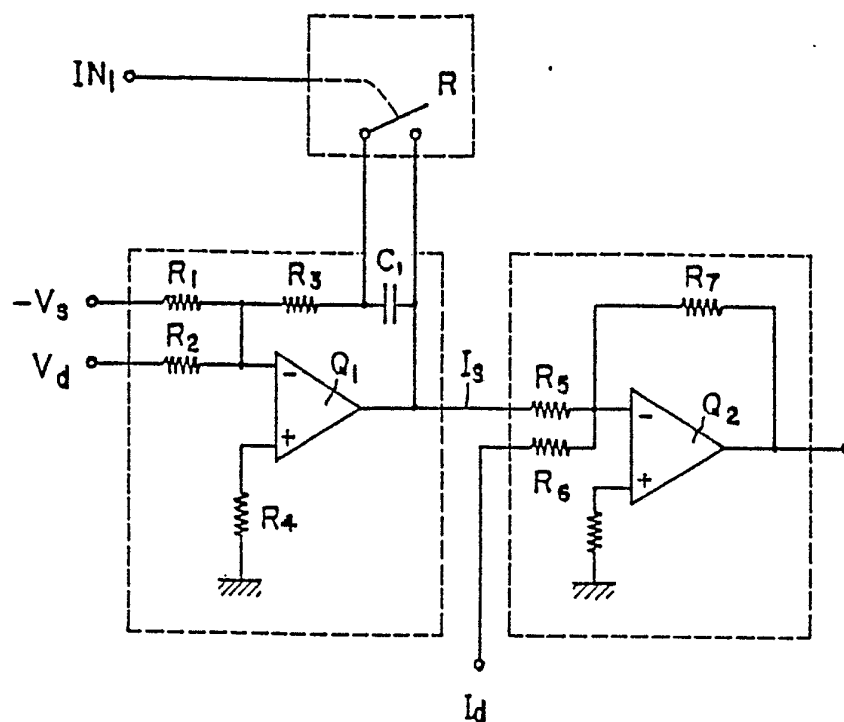
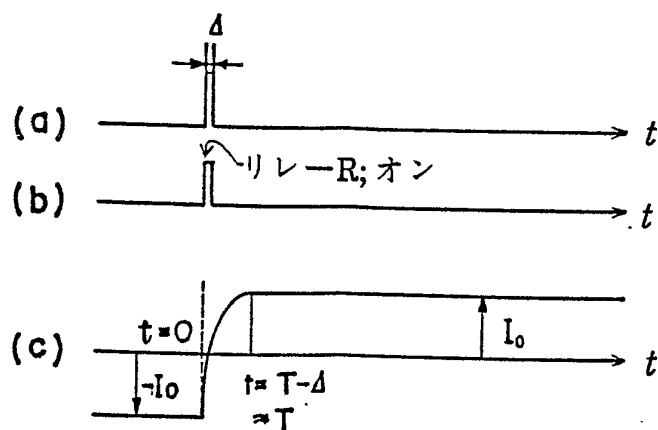
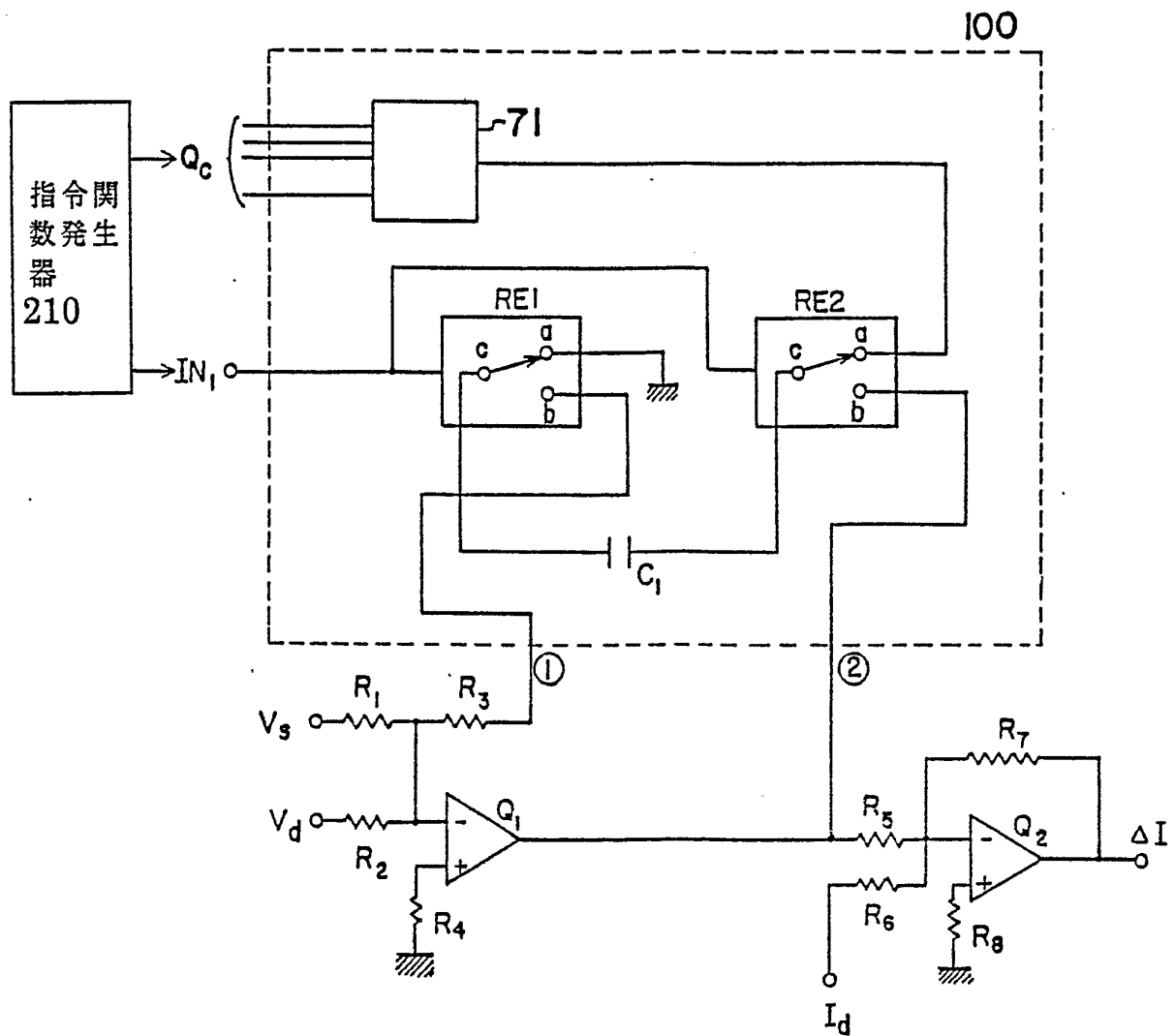
FIG.14**FIG.15**

FIG. 16



~~-10-~~
19
FIG.17

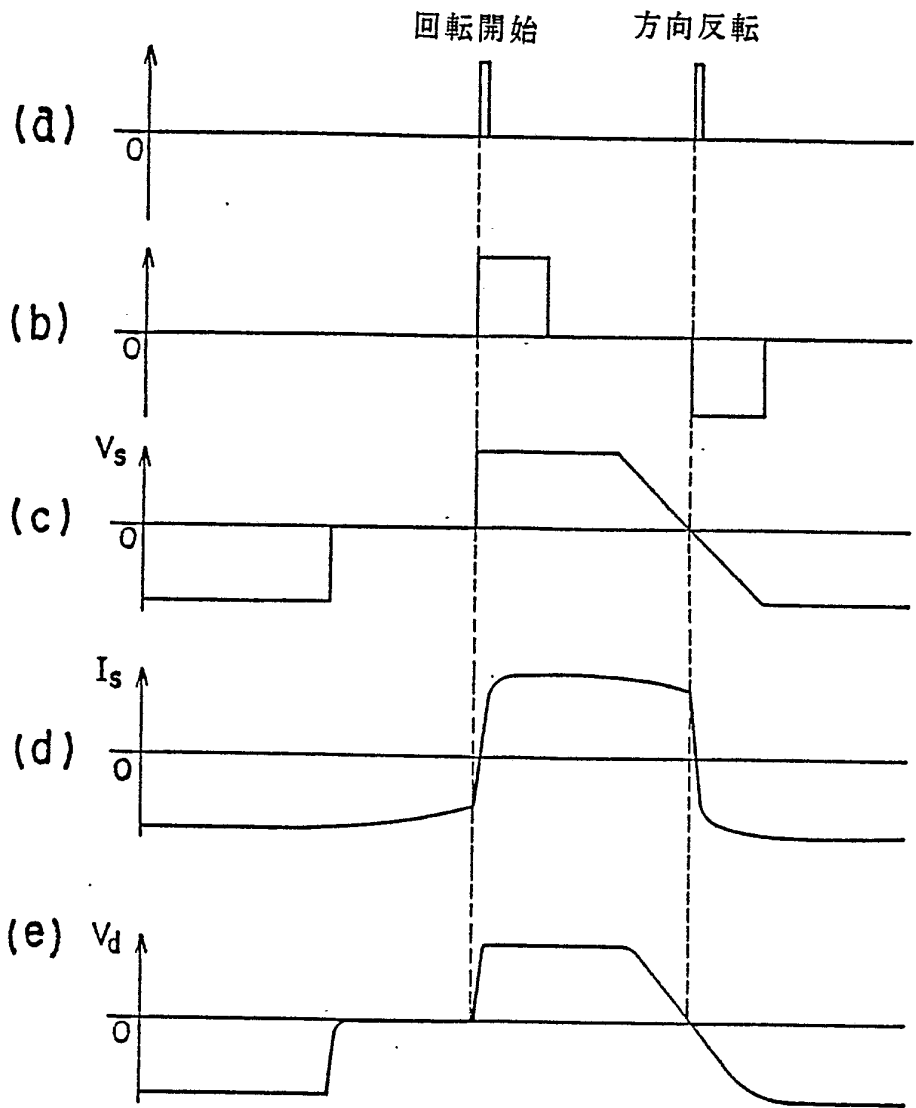
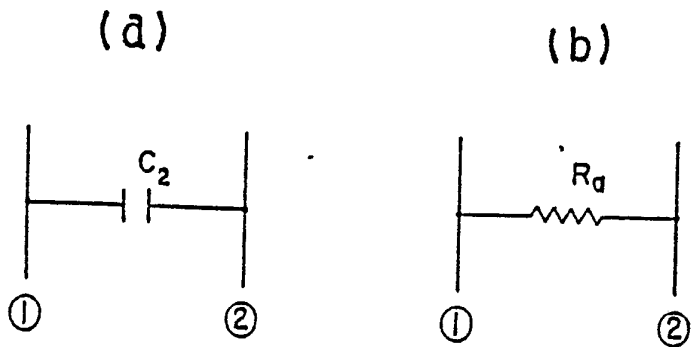
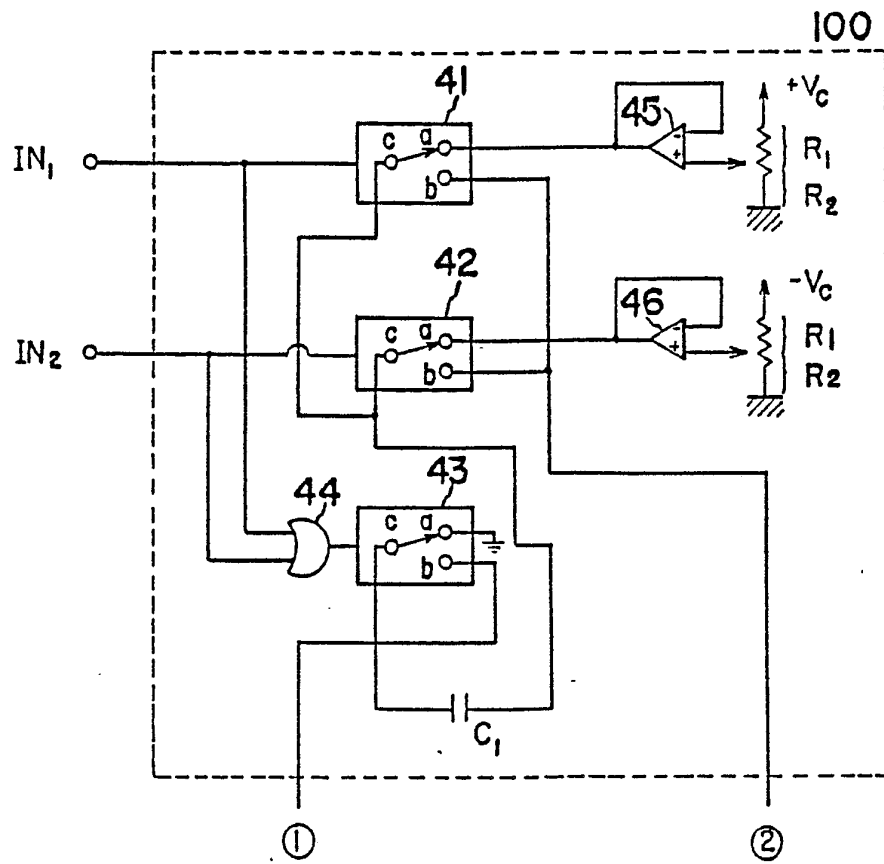
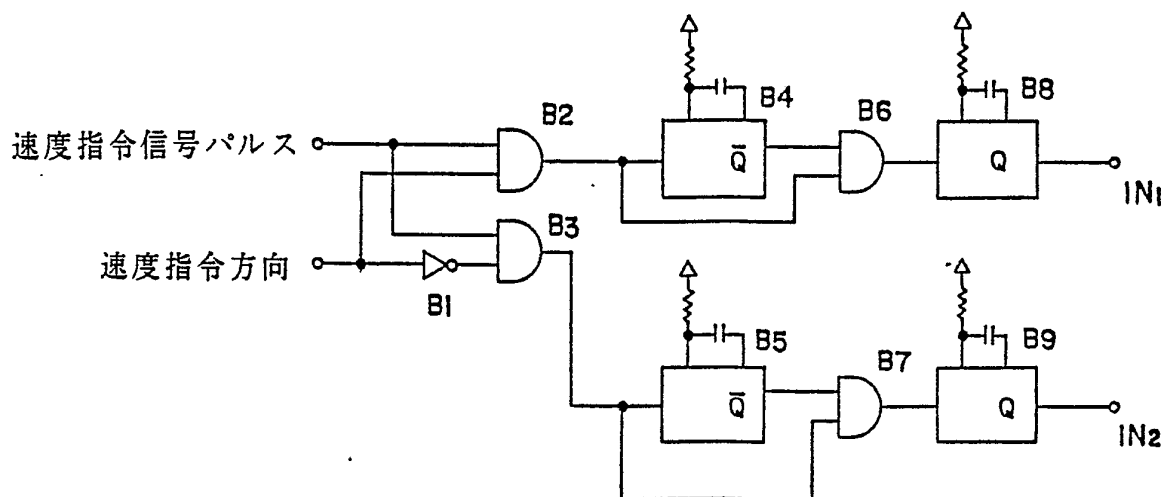


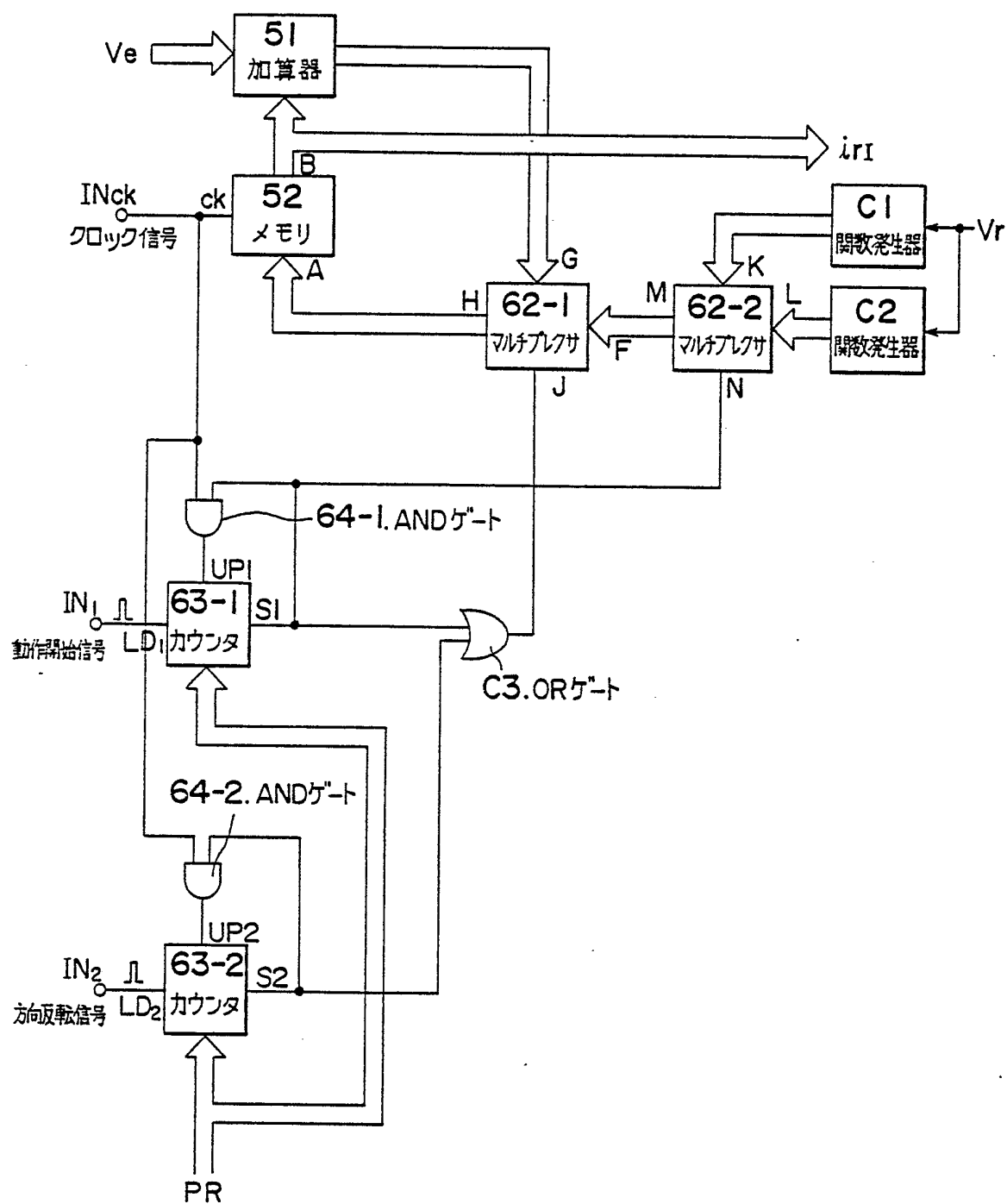
FIG.18



- 11 -
19**FIG.19****FIG.20**

- 12 -
19

FIG.21



- 13 -
19

FIG.22

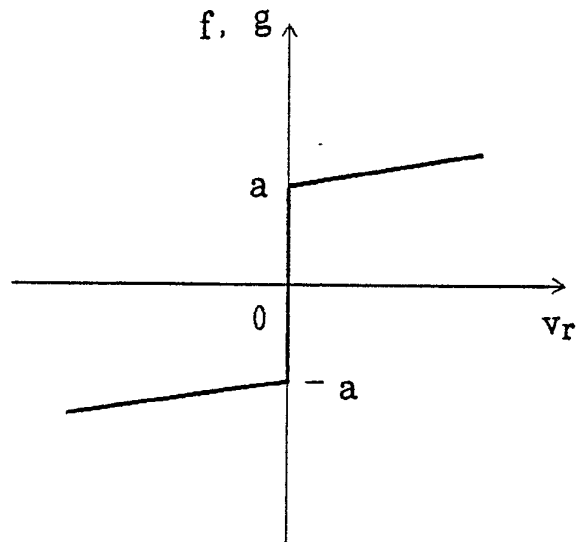
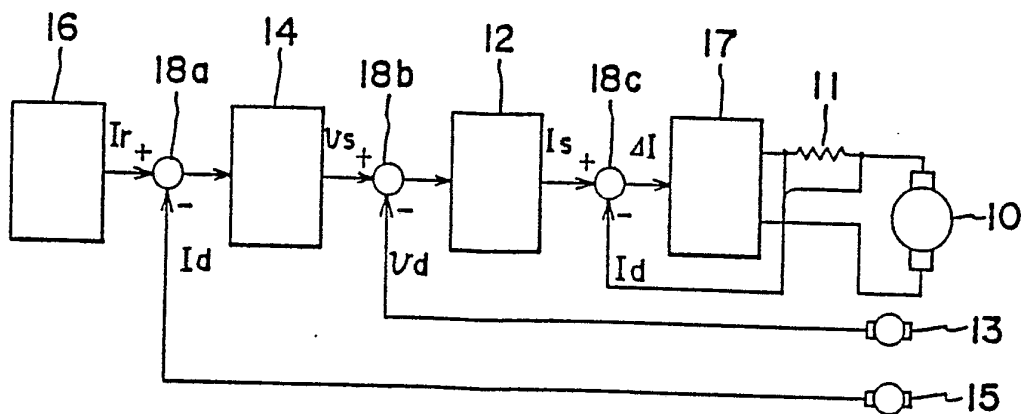


FIG.23



- 14 -
19

FIG.24

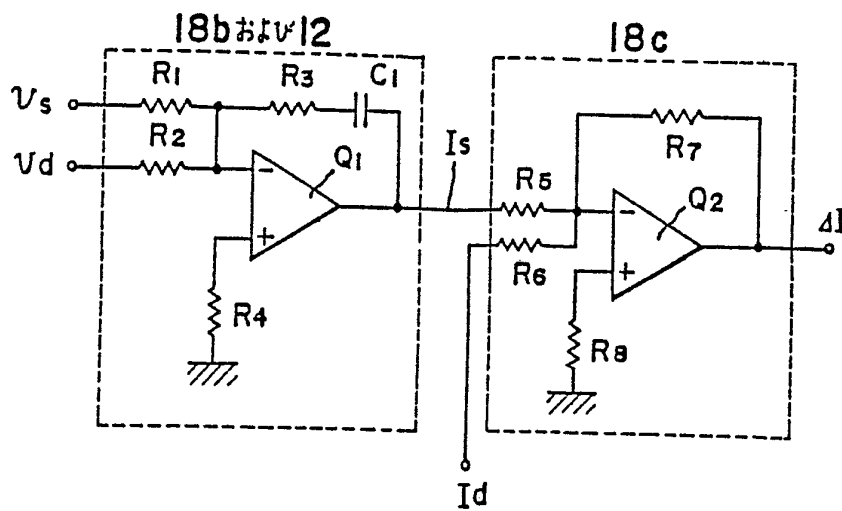
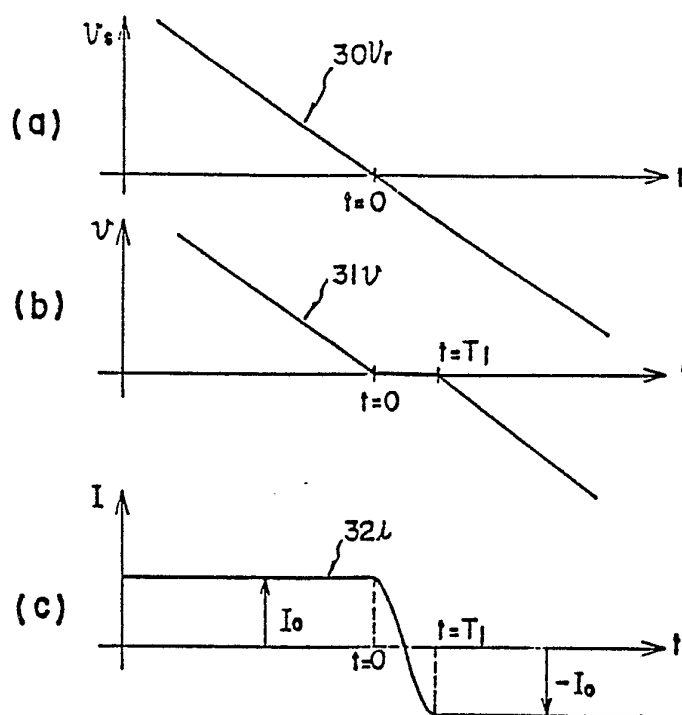


FIG.25



- 15 -
19

FIG.26

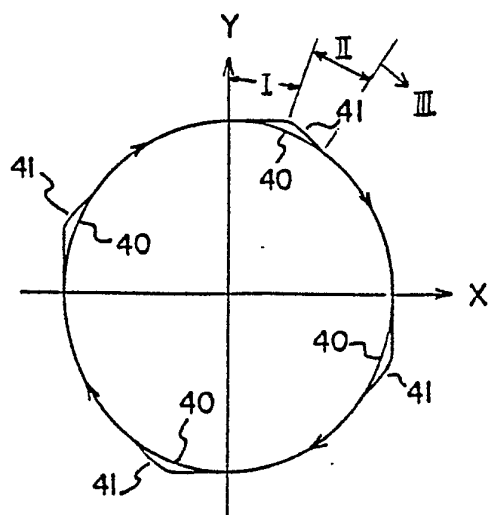
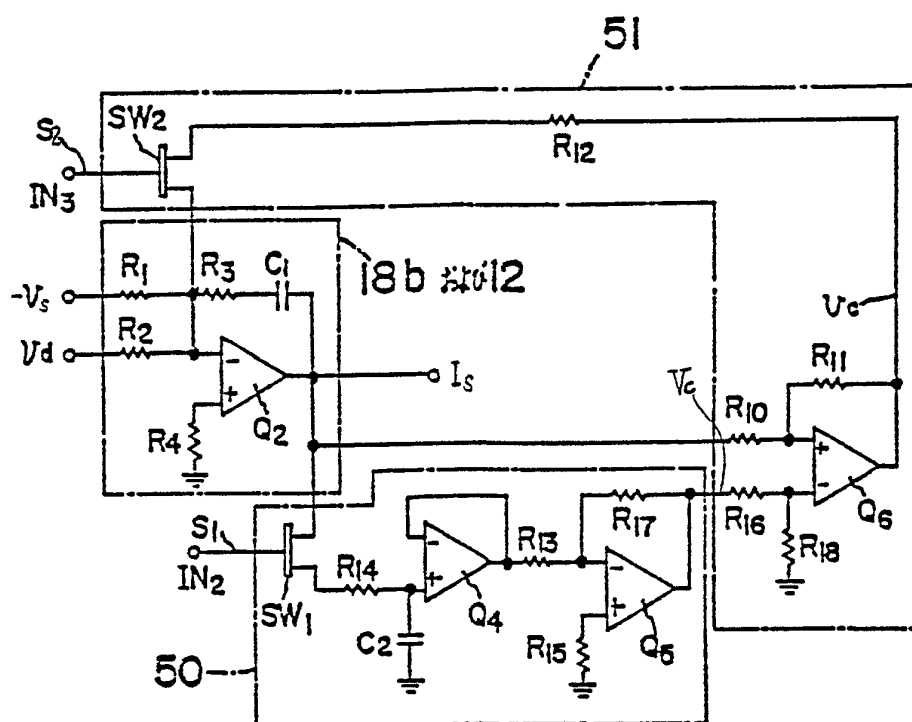


FIG.27



- 16 -
19

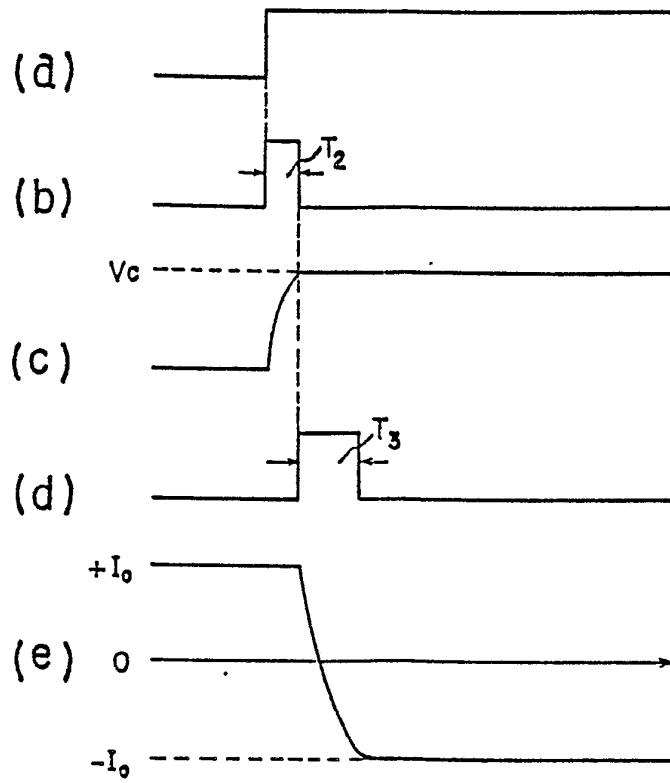
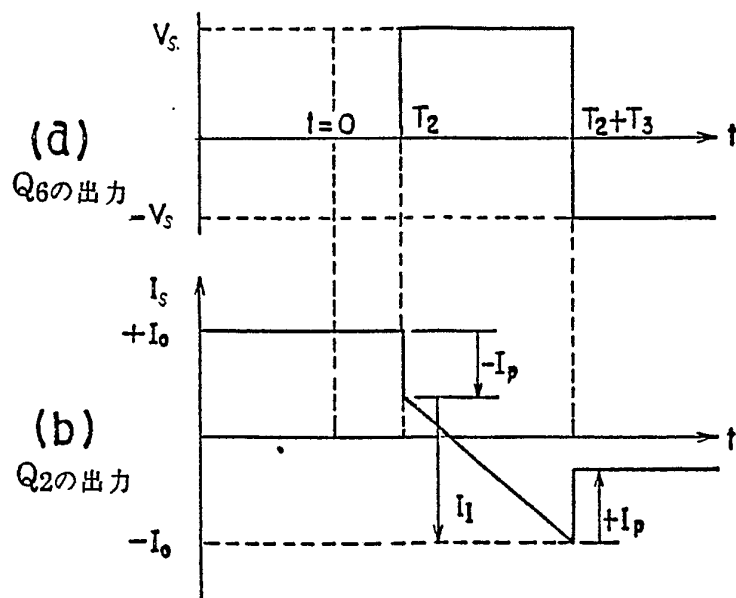
FIG.28**FIG.29**

FIG.30

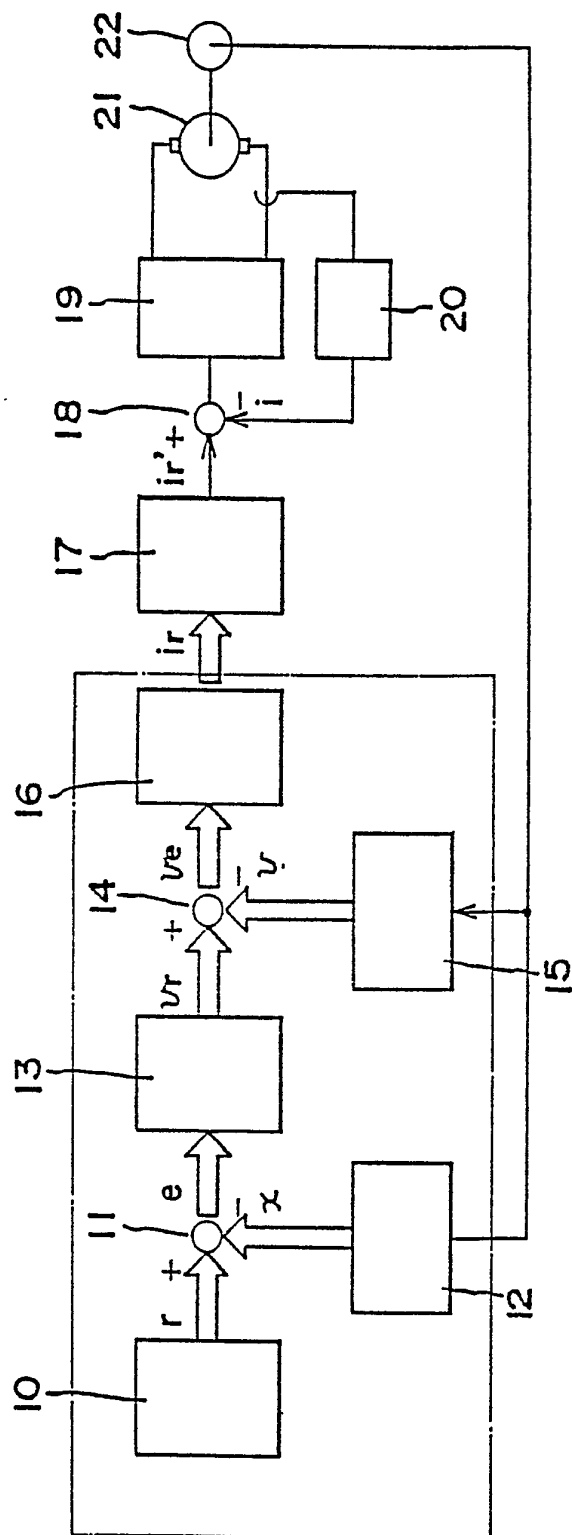


FIG.32

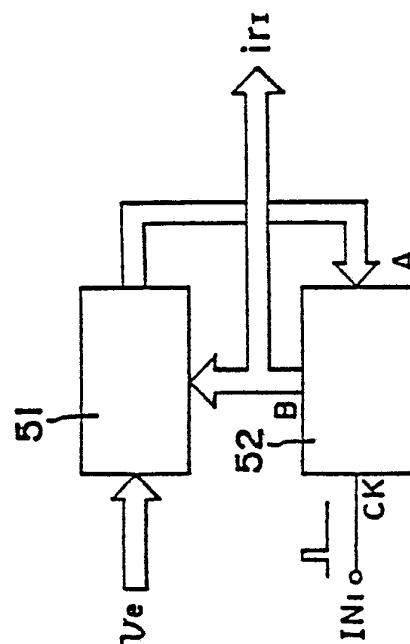
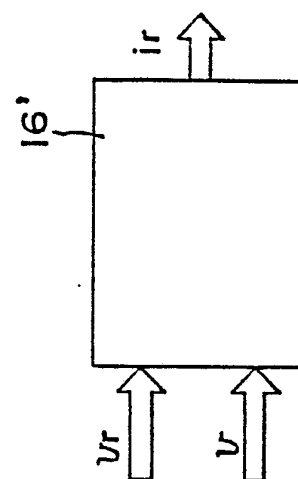


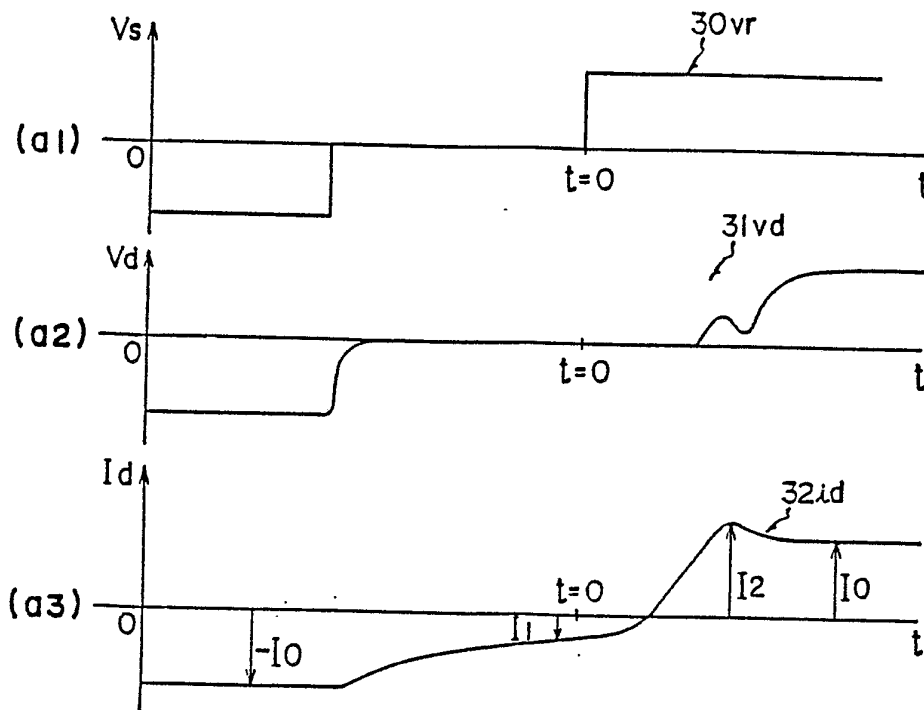
FIG.31



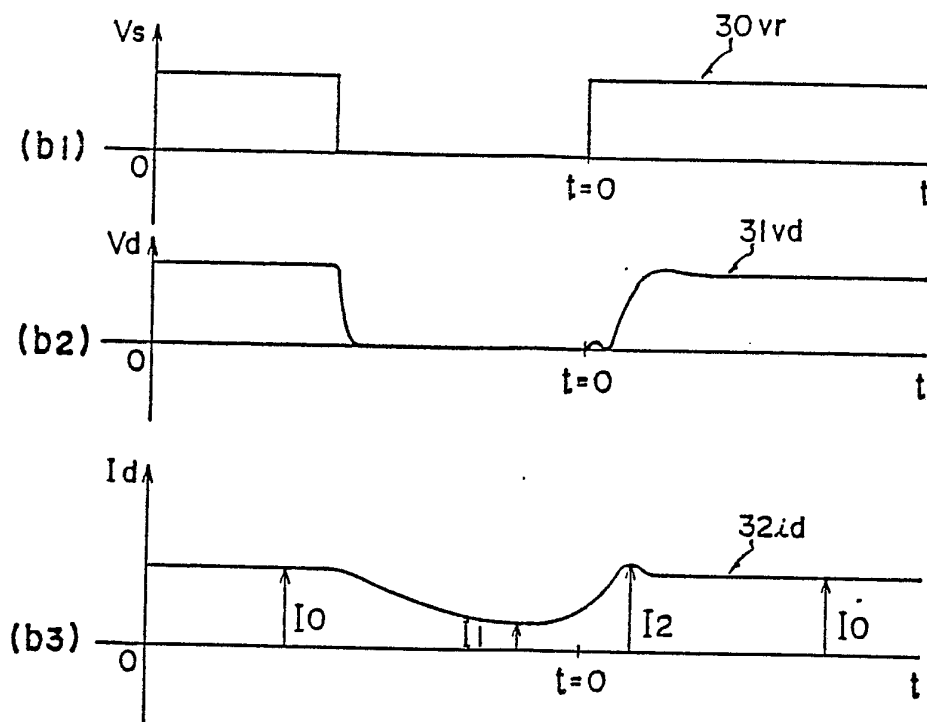
- 18 -
19

FIG.33

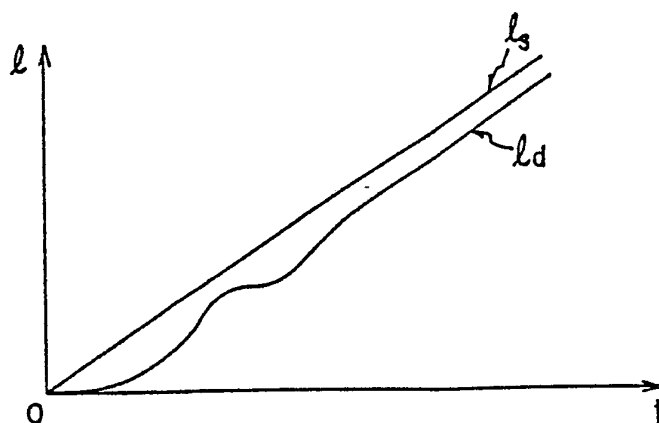
(a) 停止前負方向回転



(b) 停止前正方向回転



- 19 -
~~19~~

FIG.34

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/JP85/00701

I. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER (if several classification symbols apply, indicate all) ³		
According to International Patent Classification (IPC) or to both National Classification and IPC		
Int.Cl ⁴ H02P 5/00, 5/06, 1/16, G05B 11/36, 19/18		
II. FIELDS SEARCHED		
Minimum Documentation Searched ⁴		
Classification System	Classification Symbols	
IPC	H02P 5/00, 5/06, G05B 11/36, 19/18	
Documentation Searched other than Minimum Documentation to the Extent that such Documents are Included in the Fields Searched ⁵		
Jitsuyo Shinan Koho 1960 - 1984 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971 - 1984		
III. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT ¹⁴		
Category [*]	Citation of Document, ¹⁵ with indication, where appropriate, of the relevant passages ¹⁷	Relevant to Claim No. ¹⁸
X	JP, U, 55-109396 (Toshiba Corporation), 31 July 1980 (31. 07. 80) (Family: none)	1, 4, 9
X	JP, A, 57-71282 (Fujitsu Fanuc Limited), 4 May 1982 (04. 05. 82) (Family: none)	5, 6, 10, 11
A	JP, A, 57-71282 (Fujitsu Fanuc Limited), 4 May 1982 (04. 05. 82) (Family: none)	2, 3, 7, 8
[*] Special categories of cited documents: ¹⁵ "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
IV. CERTIFICATION		
Date of the Actual Completion of the International Search ²		Date of Mailing of this International Search Report ²
March 5, 1986 (05. 03. 86)		March 17, 1986 (17. 03. 86)
International Searching Authority ¹		Signature of Authorized Officer ²⁰
Japanese Patent Office		

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP 85/00701

I. 発明の属する分野の分類		
国際特許分類 (IPC) Int.Cl.⁴ H02P 5/00, 5/06, 1/16, G05B 11/36, 19/18		
II. 国際調査を行った分野		
調査を行った最小限資料		
分類体系	分類記号	
I P C	H02P 5/00, 5/06, G05B 11/36, 19/18	
最小限資料以外の資料で調査を行ったもの		
日本国実用新案公報 1960-1984年		
日本国公開実用新案公報 1971-1984年		
III. 関連する技術に関する文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	請求の範囲の番号
X	JP, U, 55-109396 (東京芝浦電気株式会社), 31.7月.1980(31.07.80)(ファミリーなし)	1, 4, 9
X	JP, A, 57-71282 (富士通ファナック株式会社), 4.5月.1982(04.05.82)(ファミリーなし)	5, 6, 10, 11
A	JP, A, 57-71282 (富士通ファナック株式会社), 4.5月.1982(04.05.82)(ファミリーなし)	2, 3, 7, 8
*引用文献のカテゴリー 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」 先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献 「T」 国際出願日又は優先日の後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」 同一パテントファミリーの文献		
IV. 認 証		
国際調査を完了した日 05.03.86	国際調査報告の発送日 1 7.03.86	
国際調査機関 日本国特許庁 (ISA/JP)	権限のある職員 特許庁審査官 小 川 謙	5 H 7 3 1 5 