

直流電動機のデジタル式低速度制御の研究

A Study of Automatic Speed Digital Control with D.C. Motor

小 西 務*
Tutomu Konishi

内 容 梗 概

可逆粗圧延機圧下制御における微調整制御などのように、ごく低速度における電動機の負荷の影響を除去する目的で、デジタル式自動速度制御を考案した。目標として電動機速度を定格速度の 0.7~7% 程度に選んだ。制御装置として約 360 個のトランジスタと約 70 個のダイオードを使用して組み立て、実験した。その結果所望の性能が得られた。この場合、低速度で二進計数器がオーバ・フローすると出力に不連続を生じ、また帰還回路の特性が非線形となるなどが問題となった。そこでオーバ・フロー・ビットを設け出力の不連続性をなくし、また帰還回路に関数発生器を入れ特性を線形化した。得られたインディシャル応答は約 0.2 秒で、応答状態はダンピング定数により変化する。

1. 緒 言

可逆粗圧延機の圧下電動機、エッジヤ電動機、工作機械の駆動用電動機などの位置決め制御⁽¹⁾⁽²⁾のように特に高精度が要求される場合には次のような事項が要求される。

- (1) 精度の高い位置決め検出をすること。
- (2) 位置決め点近傍で電動機を安定に、ごく低速度で運転すること。

このうち (1) に対しては位置 (あるいは電動機回転角) を量子化し、その単位を必要な程度に小さくすることにより可能であるが、高精度になるほど低い位置決め速度が要求されるようになる。一方、(2) に対して従来の方法ではパイロット発電機帰還方式、あるいは電動機電圧と電機子降下の差を帰還する方式などが考えられるが、いずれも低速度では安定な帰還信号が得にくいので制御がきわめて困難となる。

そこで筆者は帰還回路にデジタル方式の速度検出回路を用い、ごく低速度においても安定に動作する制御方式を立案した。これにより負荷の影響を除去し、安定な低速度をうることができ、高精度の位置決めを可能にした。

ここでは制御方式の概要、制御装置の原理ならびに実験結果について述べ、最後に本制御装置を具現するために開発した構成素子に関しとりまとめ報告する。

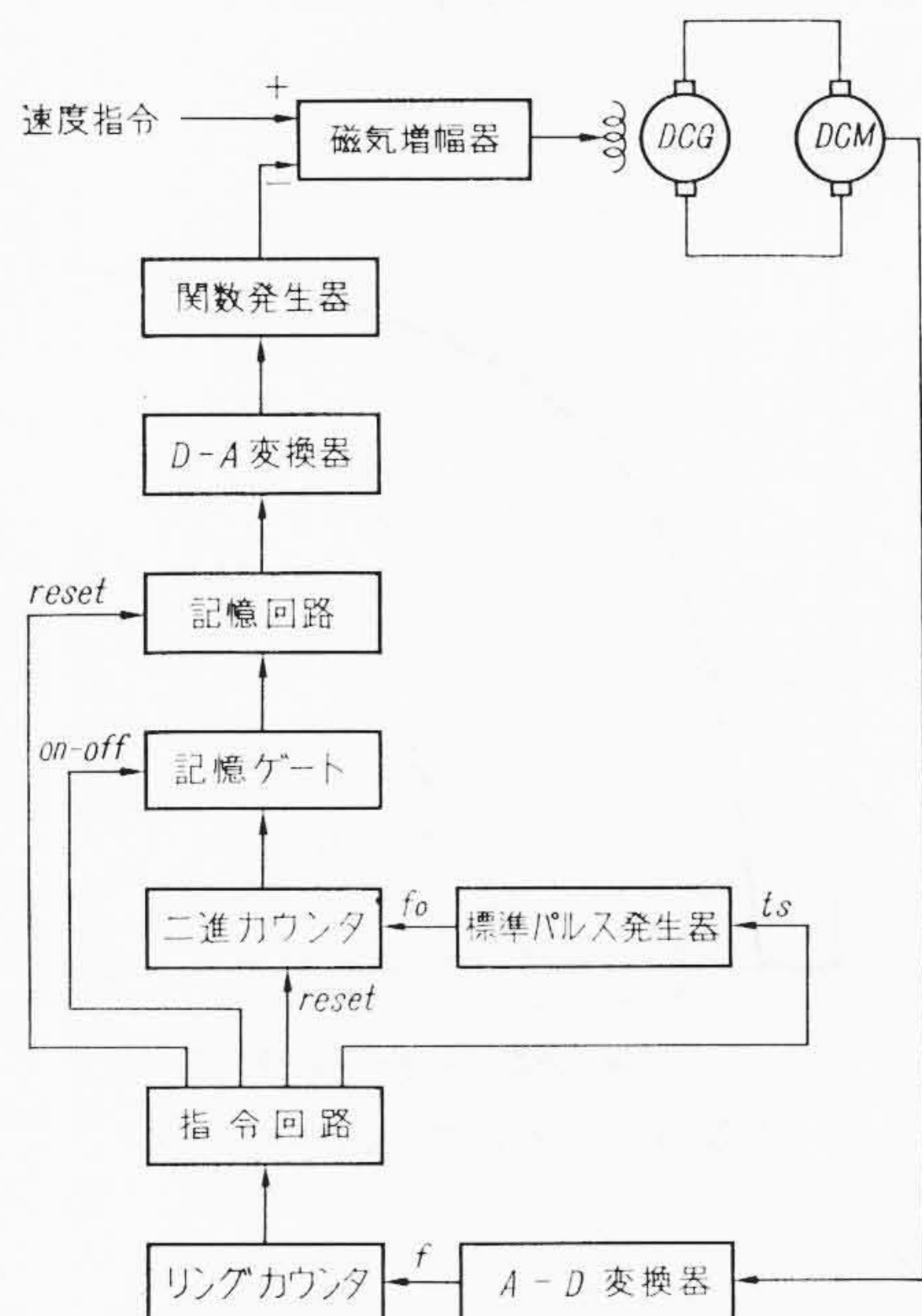
2. 制御方式および動作原理⁽³⁾

直流電動機速度制御を行なう場合、電動機速度に比例した量 (電圧・電流など) を帰還する必要が生ずる。従来はパイロット発電機の電圧を帰還する方法および電動機電圧と電機子降下の差を帰還する方法が用いられていた。これらの方法はヒステリシス特性、刷子電圧降下などのため精度がある程度以上要求される場合には問題を生ずる。

そこで筆者は電動機軸回転角を量子化し、デジタル回路を用いて電動機速度に比例した帰還量をうることを考えた。これには次の二つの方法が考えられる。

- (1) 一定時間の回転角をデジタル量で測定し、それを適当なアナログ量に変換する。
- (2) 量子化単位回転角に要する時間を測定し、その量を逆数に変換する。

これら両者には長短があるが、いま対象としている低速度の範囲では (2) の方法が適しているのを採用する。しかしこの方



第 1 図 デジタル式自動速度制御構成図

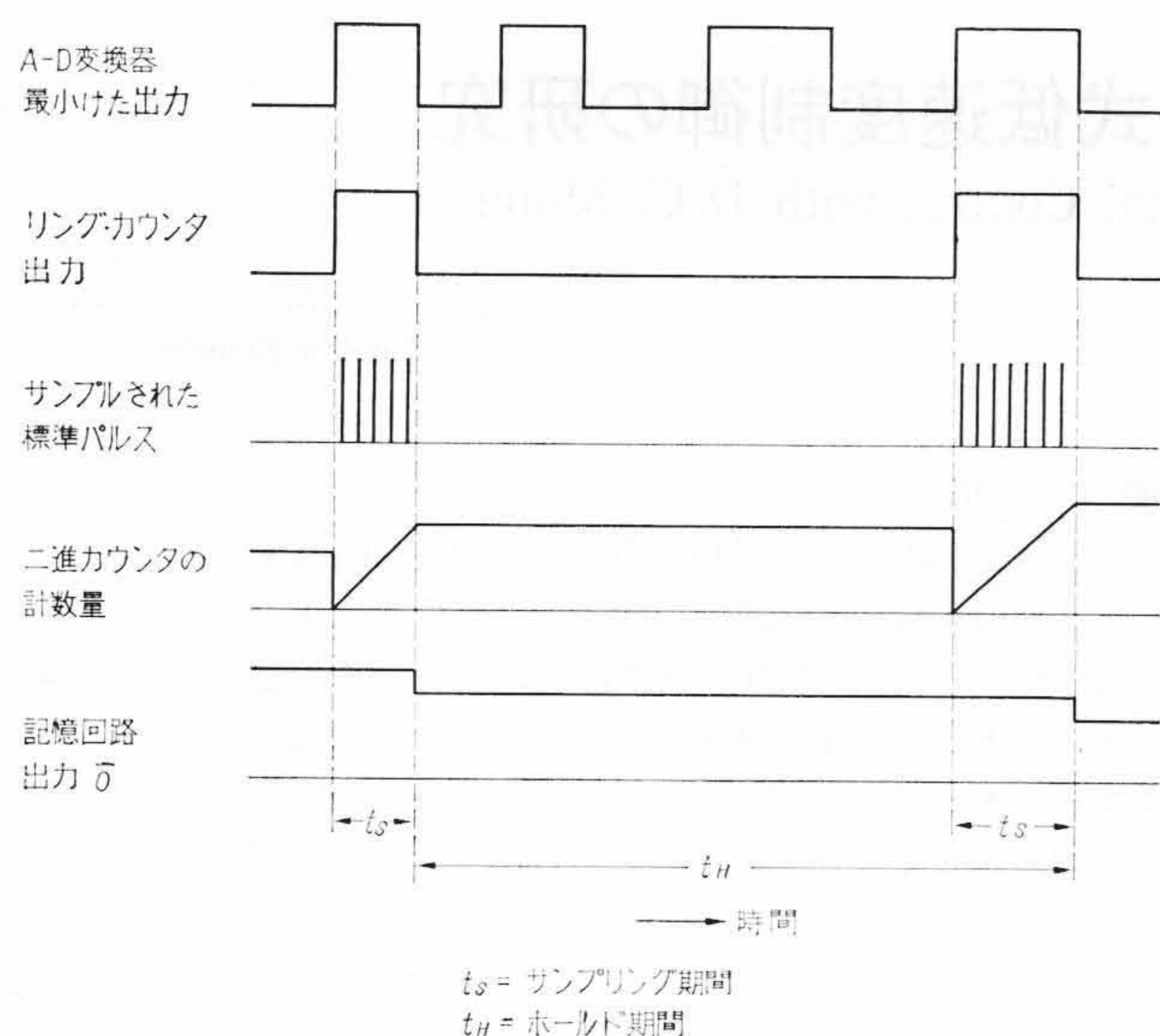
法では速度の低いところでサンプリング期間が比較的大きくなるのでこの点注意が必要である。

第 1 図に示す構成図により、デジタル式自動速度制御系の動作原理を説明する。電動機軸の回転角の量子化には普通符号化板方式 A-D 変換器が用いられる⁽⁴⁾ので、ここではその最低ビットの ON-OFF 信号を利用している。この信号がリング・カウンタにはいり、サンプリング期間とホールド期間を作る。サンプリング期間にゲート回路を開き、一定周期の標準パルス列を二進計数器により計数する。この計数量をホールド期間の最初に記憶回路に入れ、次のホールド期間が始まる前まで記憶させる。記憶回路の補数が D-A 変換器により電圧に変換され、逆関数発生器により帰還信号が線形化される。その出力が磁気増幅器にはいり指令信号と突き合わされる。その結果生じた偏差信号は増幅されてワード・レオナード系の直流発電機を励磁し、発電機電圧が圧下電動機に供給される。以上のようにして圧下電動機速度が帰還されるので、速度指令に応じて電動機速度が自動制御される。上記各部の主たる信号はタイム・チャートの形で第 2 図に示される。

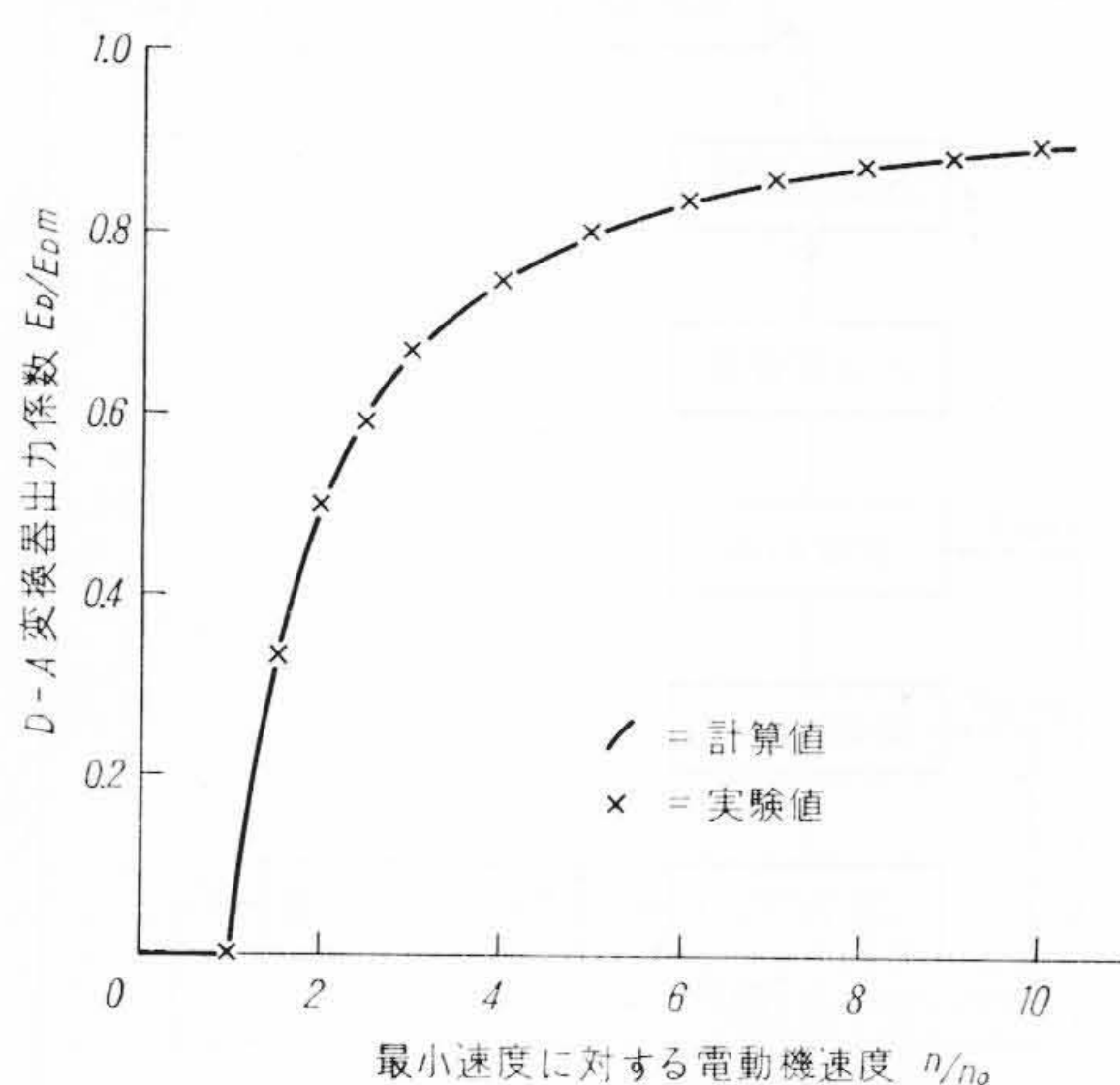
(1) デジタル回路の特性

電動機回転数 n (rps) と A-D 変換器出力 f (dps) の間には

* 日立製作所日立研究所 工博



第2図 デジタル式速度制御装置のタイムチャート



第3図 デジタル回路の特性

次の関係がある。

$$f = Kn, \left[\begin{array}{l} K = \text{変速定数 (dpr)} \\ d = \text{量子化単位 (ディジット)} \end{array} \right] \quad (1)$$

したがってサンプリング期間 t_s (s) は f の逆数である。この t_s の間に標準周波数 f_0 (pps) をもつパルスが計数されるのでその計数量 P (p) は次式のようにになる。

$$P = t_s f_0 = \frac{f_0}{f} \quad (2)$$

この P の補数 $\bar{P}$ (p) が計数器よりとり出され D-A 変換器にはいる。この $\bar{P}$ は次式のように表わすことができる。

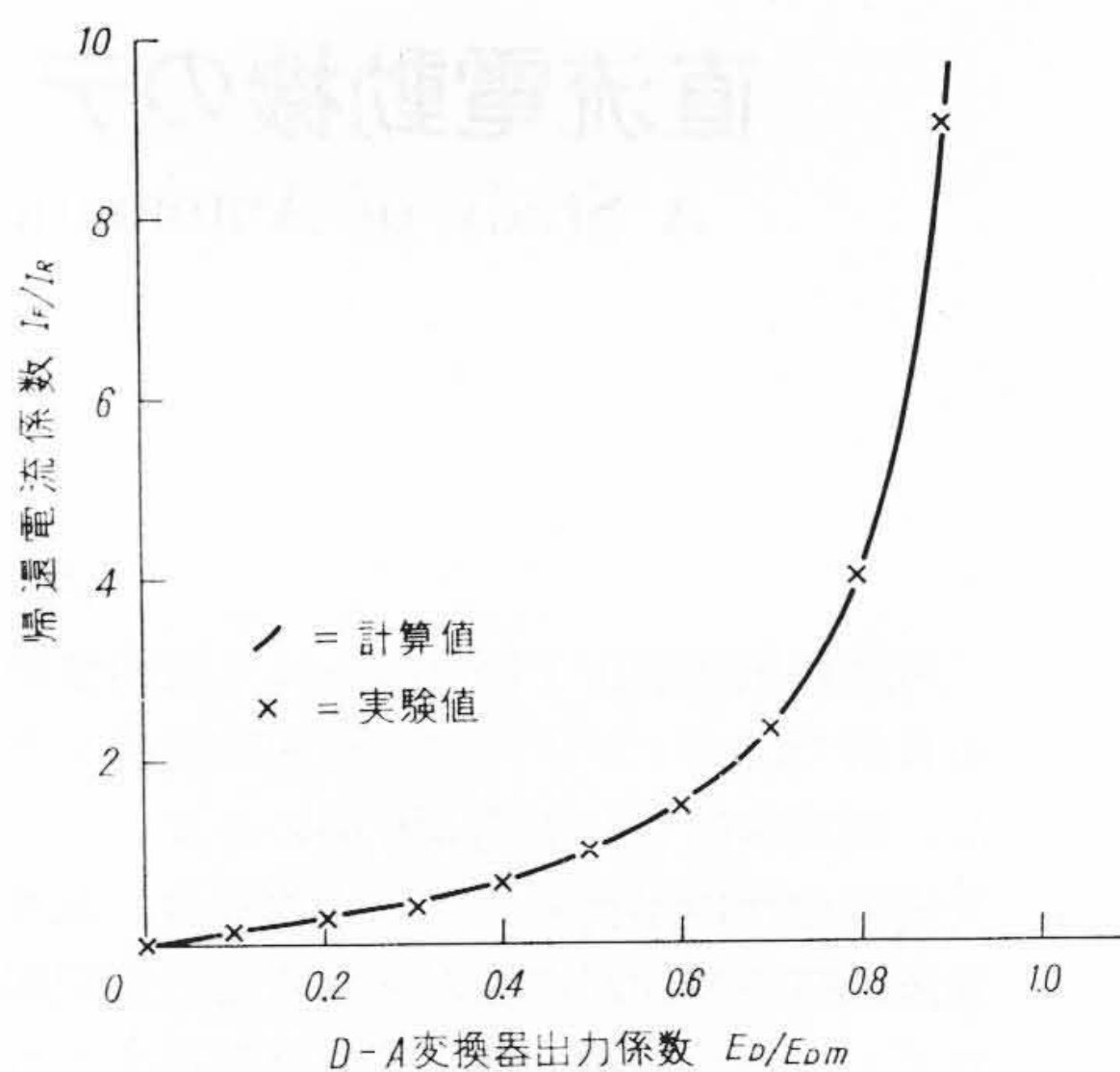
$$\bar{P} = P_m - P = P_m - \frac{f_0}{f} \quad (3)$$

ここに P_m (p) は計数器の最大計数量である。

計数器出力 $\bar{P}$ と D-A 変換器出力 E_0 (V) とは比例関係にあるから、結局次式が得られる。

$$\begin{aligned} E_D &= E_{Dm} \left(1 - \frac{1}{P_m} \frac{f_0}{f} \right), \quad [E_{Dm} = \text{A-D 変換器の最大出力} \\ &\quad \text{電圧 (V)}] \\ &= E_{Dm} \left(1 - \frac{f_0}{P_m K n} \right) \quad (4) \end{aligned}$$

上式はデジタル回路の特性すなわち電動機回転数 n に対する D-A 変換器出力電圧 E_D の関係を表わしている。これを無次元化すると次のような形に変形される。



第4図 関数発生器の特性

$$\frac{E_D}{E_{Dm}} = 1 - \left(\frac{n}{n_0} \right)^{-1}, \quad (n \geq n_0) \quad (5)$$

ここに

$$n_0 = \frac{f_0}{P_m K} \quad (6)$$

n/n_0 と E_D/E_{Dm} の関係をグラフにすると第3図のようになる。この結果よりわかるように、電動機回転数と D-A 変換器出力の間のデジタル回路の利得が非線形特性となる。したがってこのままでは制御系全体から考えると速度指令と電動機速度の関係が線形でなくなる。また停止寸前で一循環利得が大となり制御系が不安定となったり、逆転現象が生じたりする。したがってこの特性を線形化することが望ましい。そのため D-A 変換器出力と磁気増幅器帰還入力電流 I_F の間に関数発生器を入れて、帰還回路の特性を線形化する。

(2) 関数発生器の特性

第3図の特性曲線よりわかるように電動機速度 n の定義域は次のように表わされており下限 n_0 が存在する。

$$n \geq n_0 \quad (7)$$

したがって帰還回路の特性が次式を満足するようにする。

$$I_F = k_F (n - n_0) \quad (8)$$

ここに k_F : 回転数 n と帰還電流 I_F の間の帰還定数 (A/rps)

上式を存立させるためには関数発生器の特性として、次の関係を満足する必要がある。

$$\frac{I_F}{I_R} = \left(1 - \frac{E_D}{E_{Dm}} \right)^{-1} - 1 \quad (9)$$

ここに

$$I_R = k_F n_0 \quad (10)$$

上式を用いて、必要な関数発生器の特性を第4図に示す。この関数発生器の特性で、 E_D/E_{Dm} と I_F/I_R との座標軸の原点を通るようにしている理由は、電動機速度が最小値すなわち n_0 となったときに帰還電流をほぼ0にするためである。

(3) 帰還回路の特性

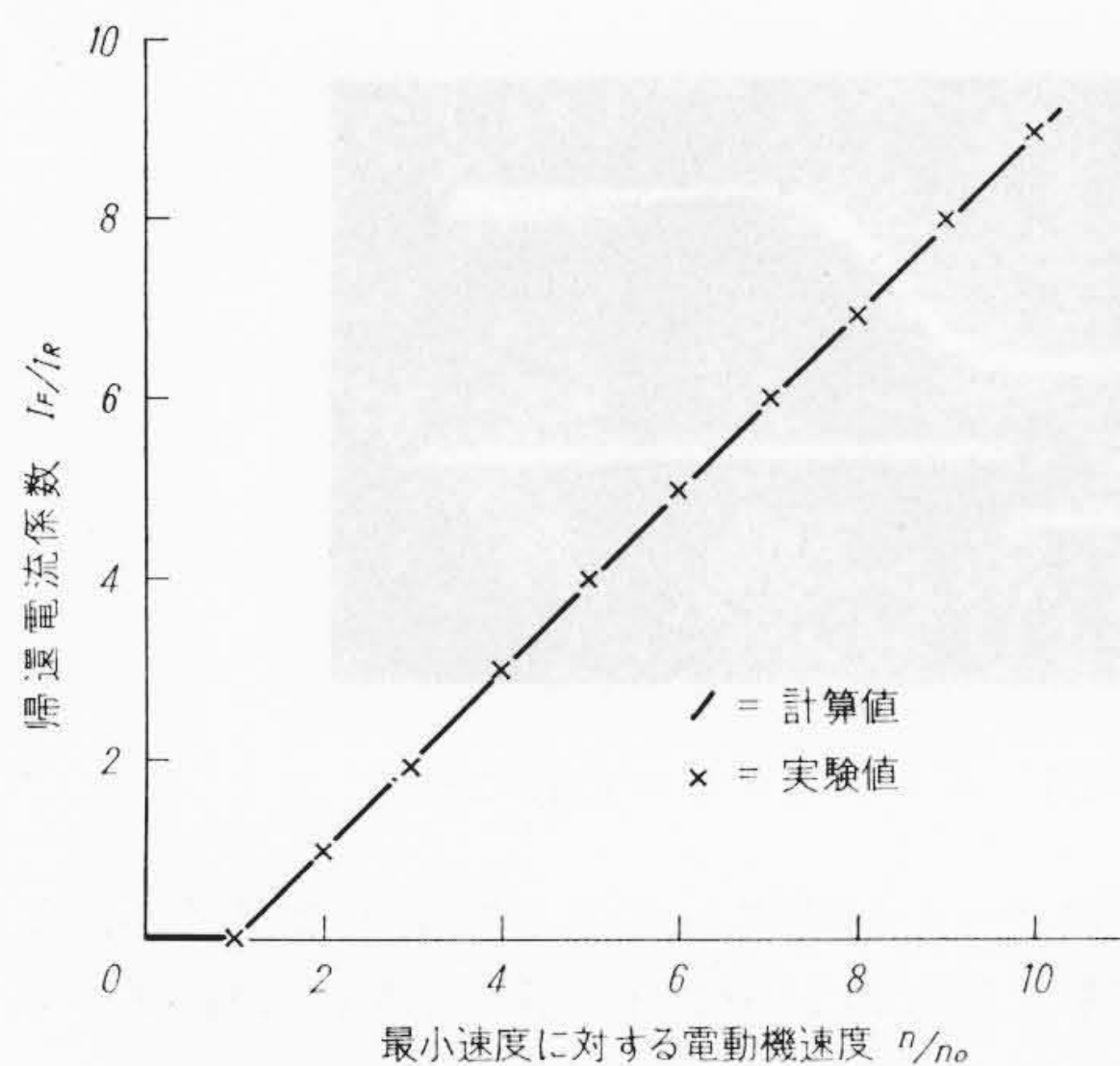
以上(1)と(2)で求めたデジタル回路および関数発生器の各特性を合成すると、帰還回路の特性は次式のように表わされる。

$$\frac{I_F}{I_R} = \frac{n}{n_0} - 1, \quad (n \geq n_0) \quad (11)$$

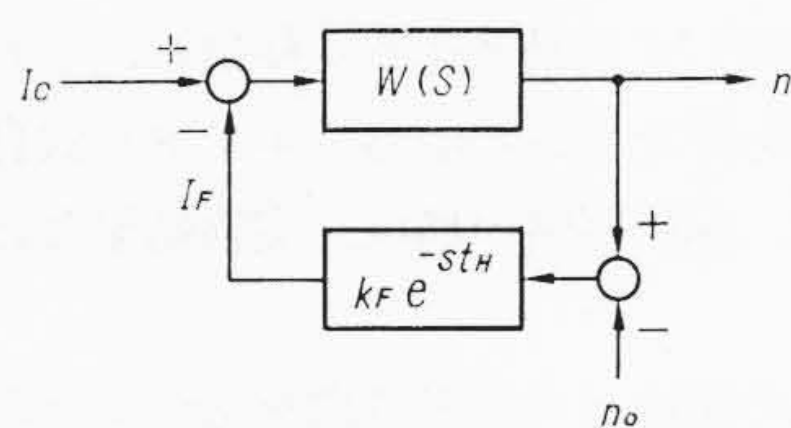
上式をグラフに表わすと第5図のようになる。この図よりわかるように $n \geq n_0$ で帰還回路の特性は線形化されているが $n < n_0$ の範囲では $I_F = 0$ である。

(4) 制御系の特性

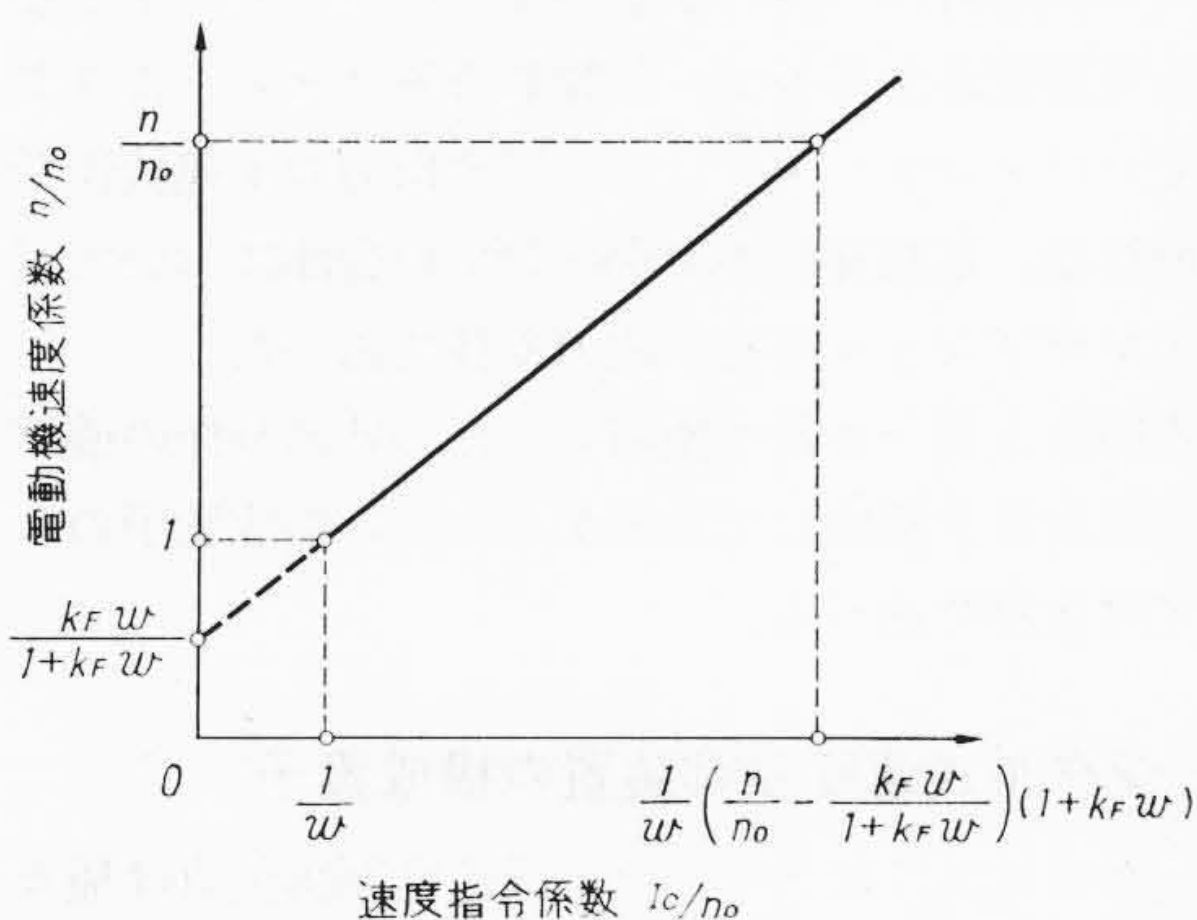
本速度制御系全体の特性について考える。帰還回路のうちディ



第5図 帰還回路の特性



第6図 デジタル式速度制御系のブロック線図



第7図 デジタル式速度制御系の定常特性

デジタル回路ではサンプリング周期が電動機速度により変化し、過渡現象を解析する場合に面倒になるので、時間遅れだけを問題にする。いま前向き回路の伝達関数を $W(s)$ とすると、速度指令 $I_{c(s)}$ に対する電動機速度の間には第6図のブロック線図を参考にして次式が成り立つ。

$$N_{(s)} = \frac{W(s)}{1 + k_F e^{-t_H s} W(s)} I_{c(s)} + \frac{k_F e^{-t_H s} W(s)}{1 + k_F e^{-t_H s} W(s)} N_{0(s)} \quad (12)$$

ここに t_H : 遅れ時間

$N_{(s)}$: $n(t)$ の裏関数

$N_{0(s)}$: $n_0(t)$ の裏関数

$I_{c(s)}$: $I_c(t)$ の裏関数

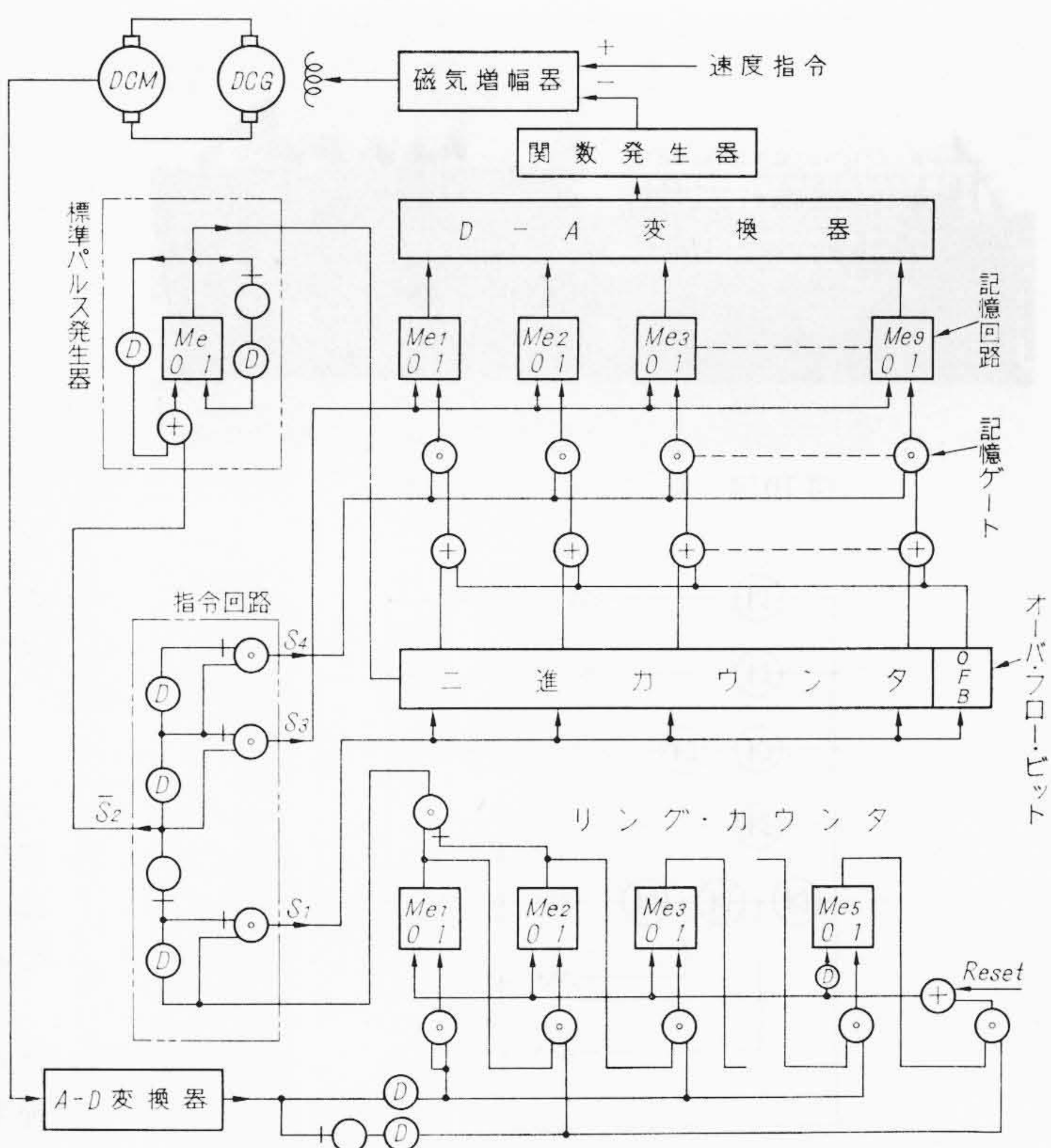
上式において定常状態にだけ着目し、 I_c に対する n の間の利得特性に書き直すと次式のようになる。

$$\frac{n}{n_0} = \frac{w}{1 + k_F w} \frac{I_c}{n_0} + \frac{k_F w}{1 + k_F w} \quad (13)$$

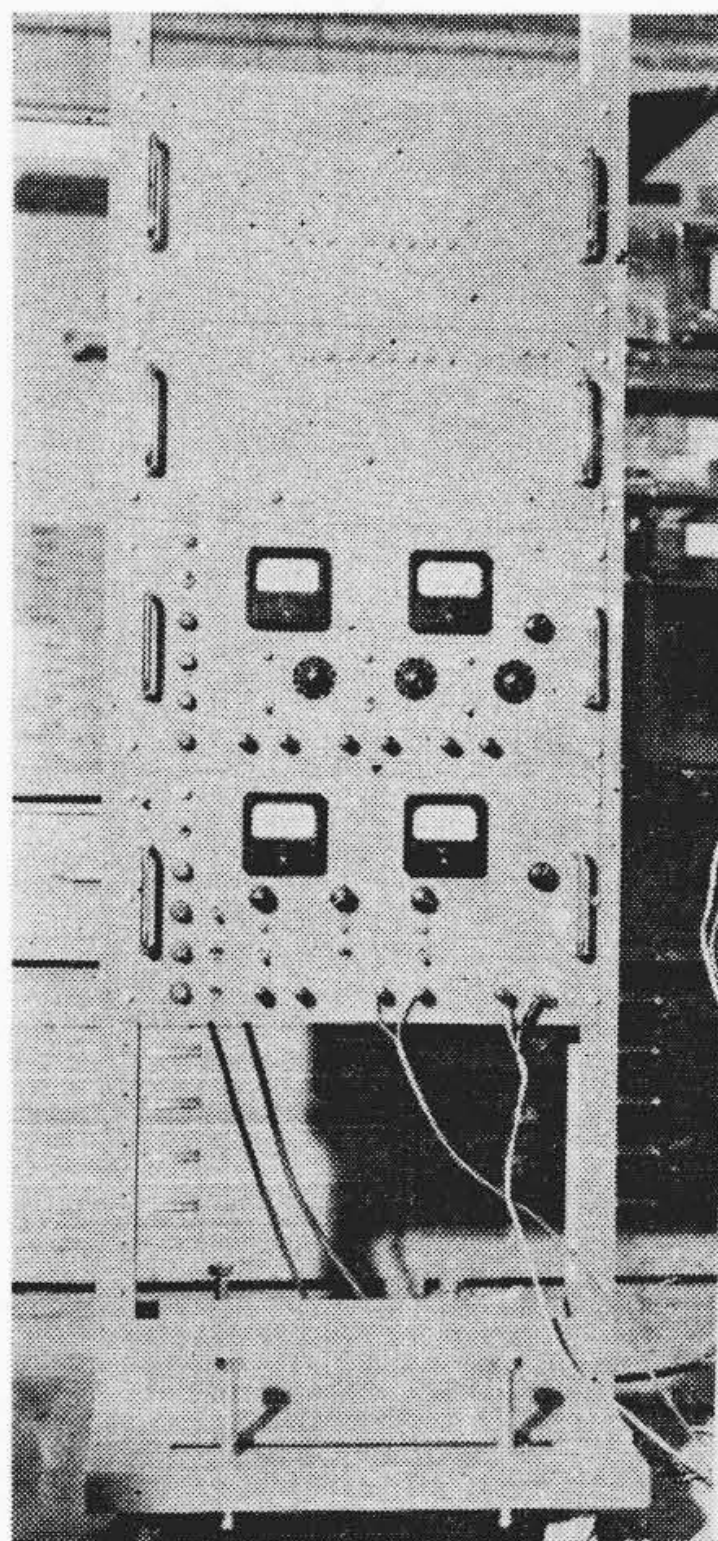
ただし w : 前向き回路の総合利得

上式の関係をグラフで表わすと第7図のようになる。同図において $I_c/n_0 < 1/w$ の範囲では制御系は開回路状態の動作をする。

ただし $w \gg 1$ の場合には $1/w \rightarrow 0$ となる。



第8図 デジタル式速度制御系の論理記号表示による回路構成



第9図 デジタル式速度制御装置

3. 回路構成

前章で述べた動作を具現する回路構成の論理記号表示を第8図に示す。要素は主としてトランジスタ論理要素「トランジログ」により構成されている。同図よりわかるように、制御回路は主として次の部分よりなる。

- (1) リング・カウンタ, (2) 二進カウンタ, (3) 記憶回路, (4) 標準パルス発生器, (5) 指令回路, (6) A-D変換器, (7) D-A変換器, (8) 関数発生器, (9) 磁気増幅器, (10) 直流発電機, (11) 直流電動機, (12) その他

これら構成素子のおもなものについては後章で説明する。

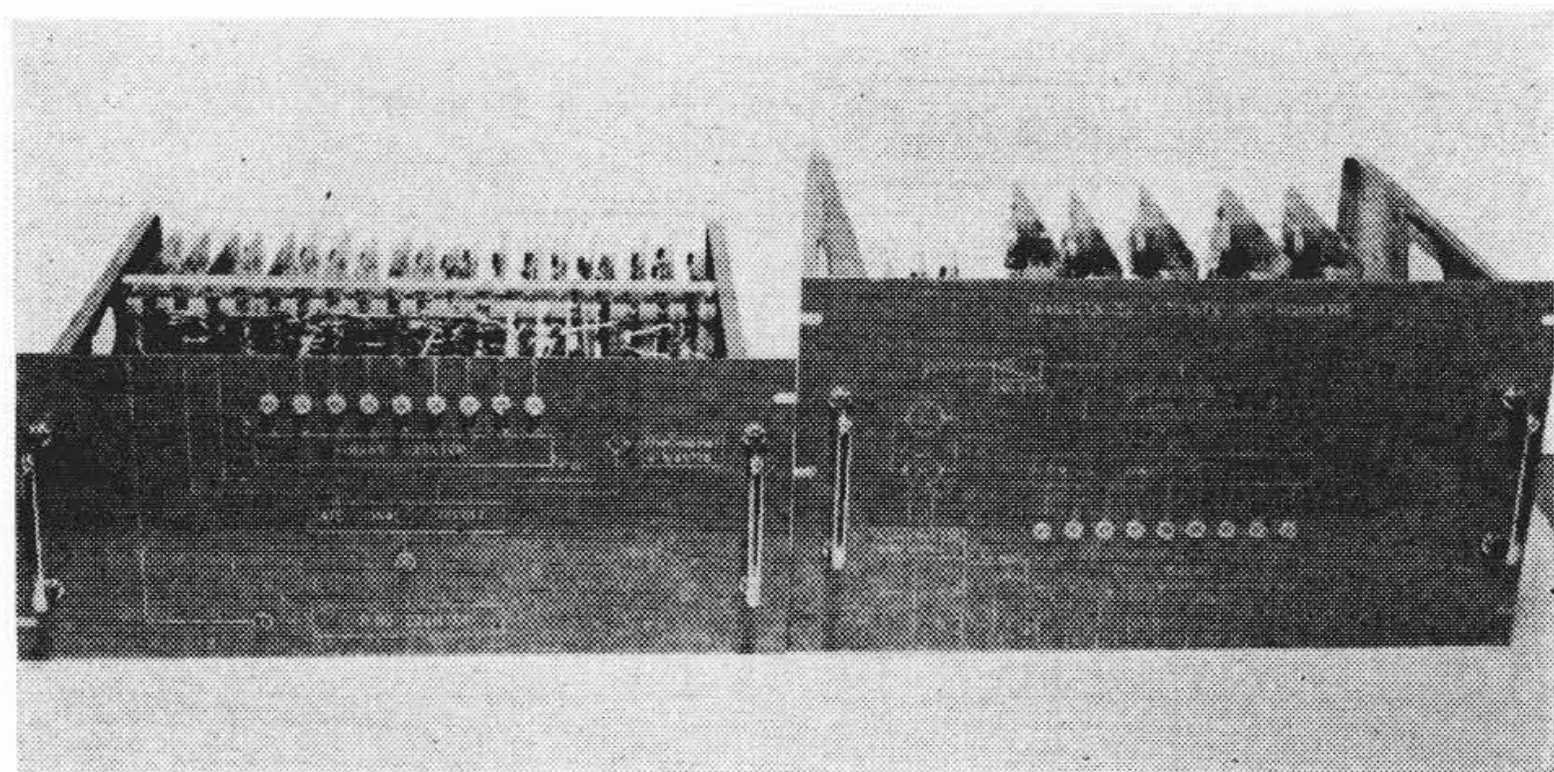
4. 実験結果

第8図の回路構成により装置を試作し実験を行なった。試作装置の外観ならびに構造は第9図および第10図に示すとおりである。

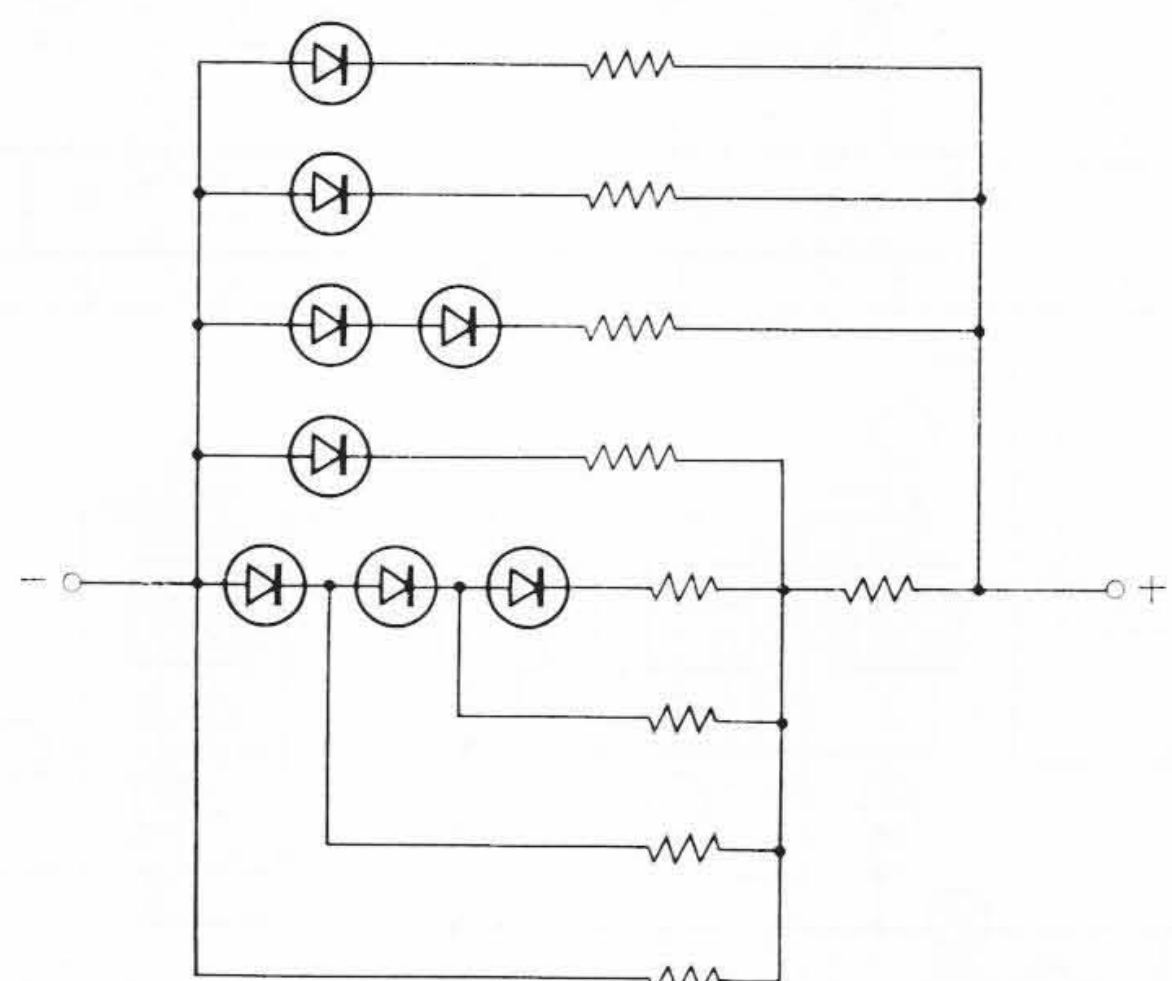
4.1 帰還回路の特性

筆者は帰還回路の特性を、電動機回転数と D-A 変換器出力電圧および D-A 変換器出力電圧と関数発生器出力電流の二つに分けて実験した。それらの実験結果の一例を第3図および第4図上に計算結果と対応して示す。両者は測定誤差の範囲内でよく一致している。なお使用した関数発生器の回路構成を第11図に示す。この回路は一見複雑に見えるが、高次の任意関数を高精度に近似できる特長をもっている。

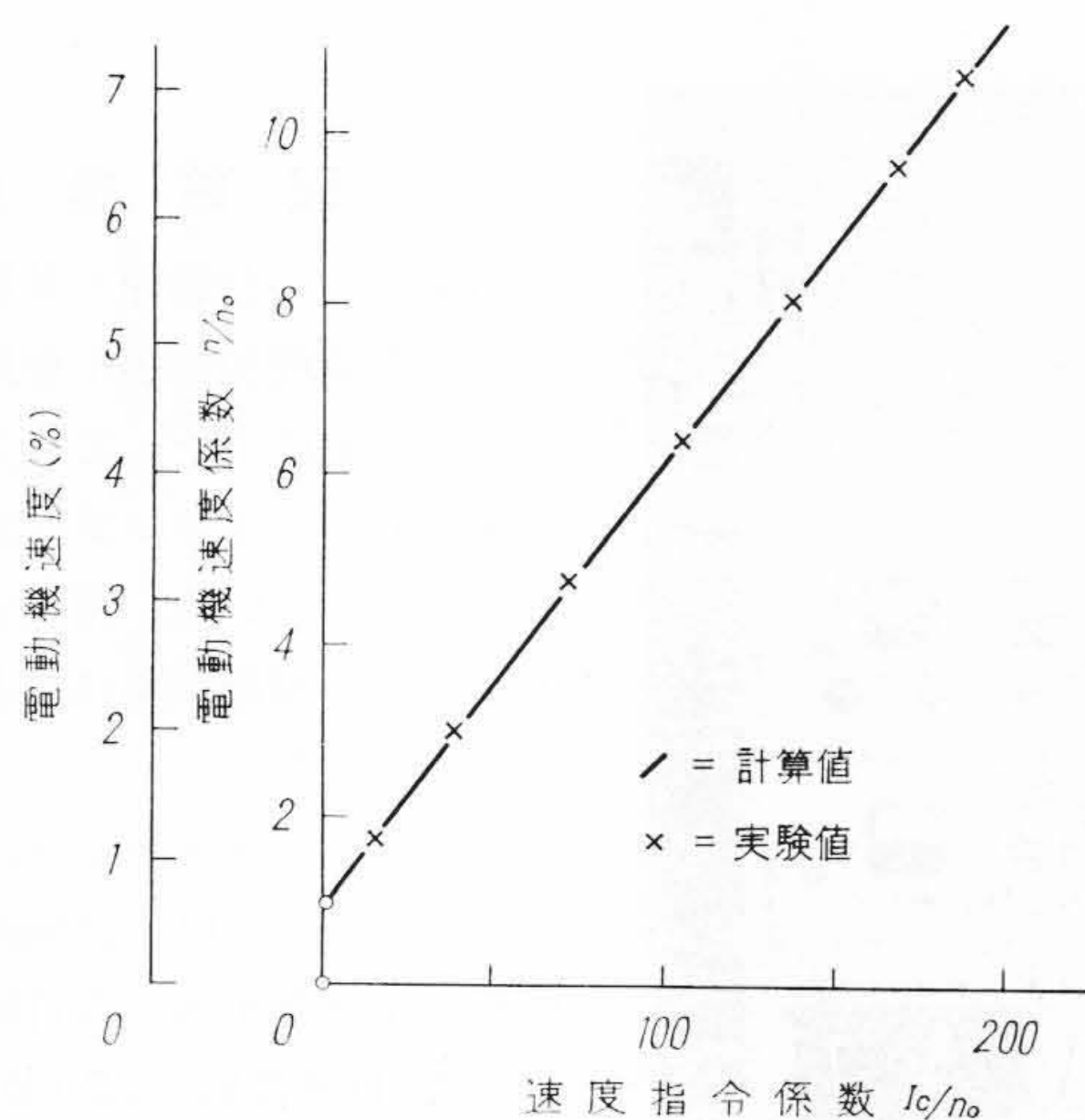
電動機回転数と帰還電流の関係はすでに述べたように線形にな



第 10 図 制 御 装 置 の 構 造



第 11 図 関 数 発 生 器



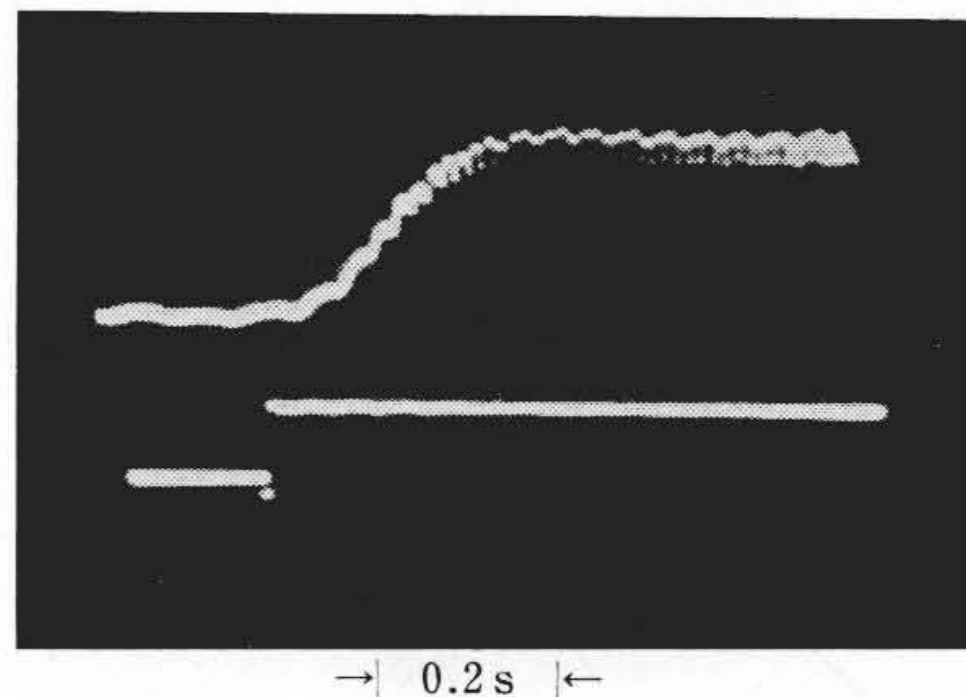
第 12 図 デジタル式速度制御系の特性

っている。この関係の実験結果の一例と計算結果と対応させて第 5 図に示す。この結果両者はよく一致し、デジタル回路の非線形特性が関数発生器により線形化されていることがわかる。すでに述べたように、帰還回路の特性は速度設定値と電動機速度の関係を直接規定するので線形特性をもつことが望ましいが、この結果実用上十分と考えられる線形性が得られている。

4.2 閉ループ特性

閉ループ特性は定常特性と過渡特性に分けられる。速度指令と電動機速度の関係を実測した結果を、数値計算結果と対応させて、第 12 図に示す。この結果両者はよく一致している。この場合最低速度 n_0 を電動機定格速度の 0.65% に選んでいるので、0.65~7% の範囲において定速度制御が可能であることがわかる。

次に速度指令を急変した場合のインディシャル応答を測定した。その結果の一例を第 13 図に示す。この応答状態はダンピング量の調整により種々異なった形となるが同図の場合はほぼ臨界状態の場合を示す。この例では OFF → ON の場合約 0.2 秒の応答時間であ



第 13 図 インディシャル応答の一例

る。また応答の状態はホールド期間 t_H によっても変化するが、この値が制御系の時定数に比し約 1/10 以下の値であれば、ほぼアナログ制御の場合の応答に近いことを確かめてある。

5. デジタル式自動速度制御のまとめ

以上デジタル技術を利用して電動機速度を検出し、これを帰還信号として用いて速度制御を行なういわゆるデジタル式自動速度制御について、方式の検討、制御回路の構成、実験結果などについて述べた。

この場合デジタル回路の特性が非線形特性をもつことが理論的に明らかになったので、関数発生器を用いて線形化した。この関数発生器にはツェナ・ダイオードを使用し、実用上十分な任意関数形を発生している。また低速時に二進計数器がオーバ・フローすると出力が不連続になる可能性があるため、計数器の最高ビットより 1 ビット上のけたにオーバ・フロー・ビットを設け出力の不連続性を防いでいる。実験の結果、定格速度の 0.65~7% の範囲において定速度制御ができ、インディシャル応答は約 0.2 秒であった。

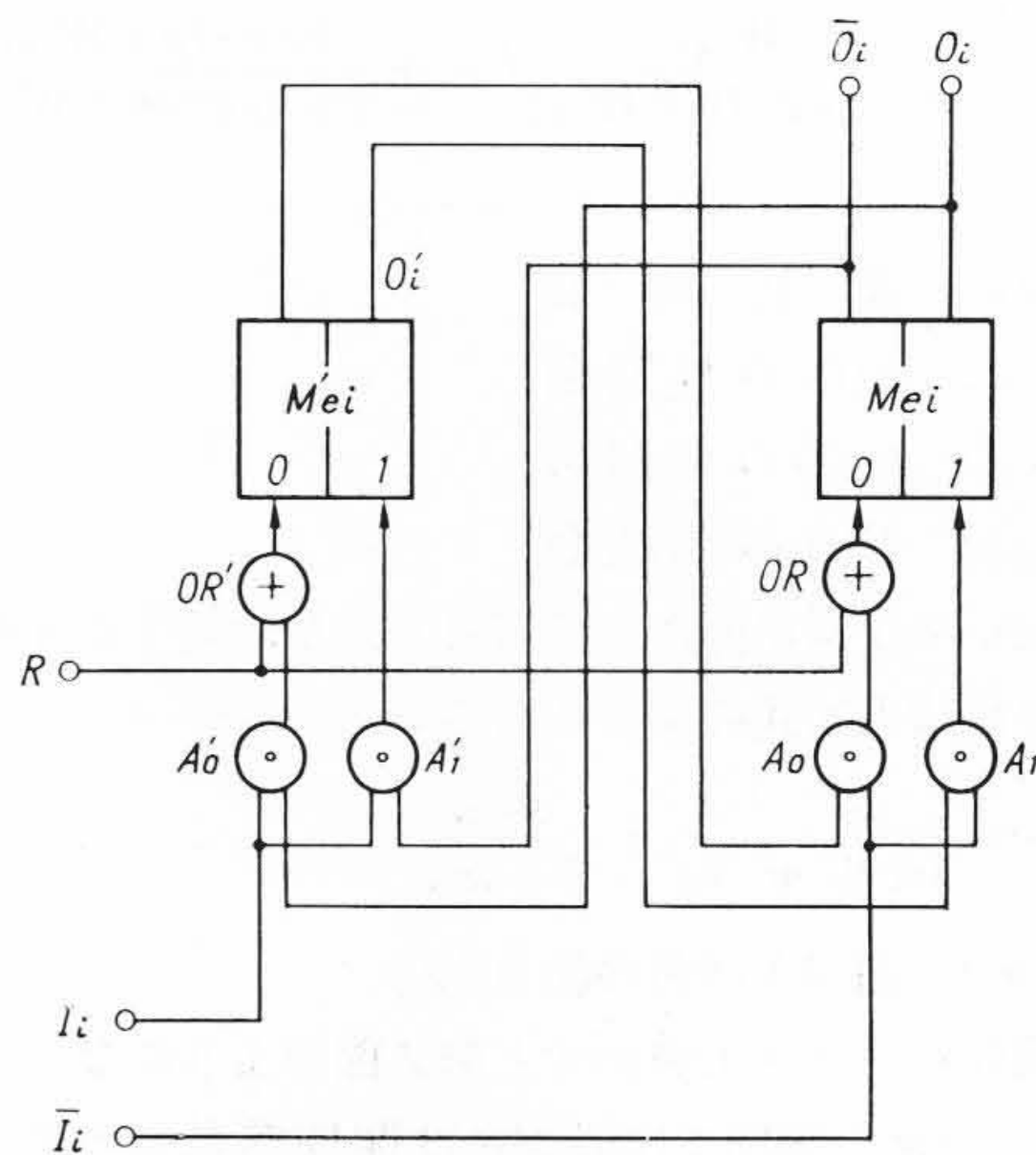
本制御装置は強電回路と同一条件で使用するため特に動作の確実性および信頼性に主眼を置き構成してあるが、これら構成素子のおもなるものに関しては次章で述べる。

6. デジタル式速度制御装置の構成素子^{(5)~(8)}

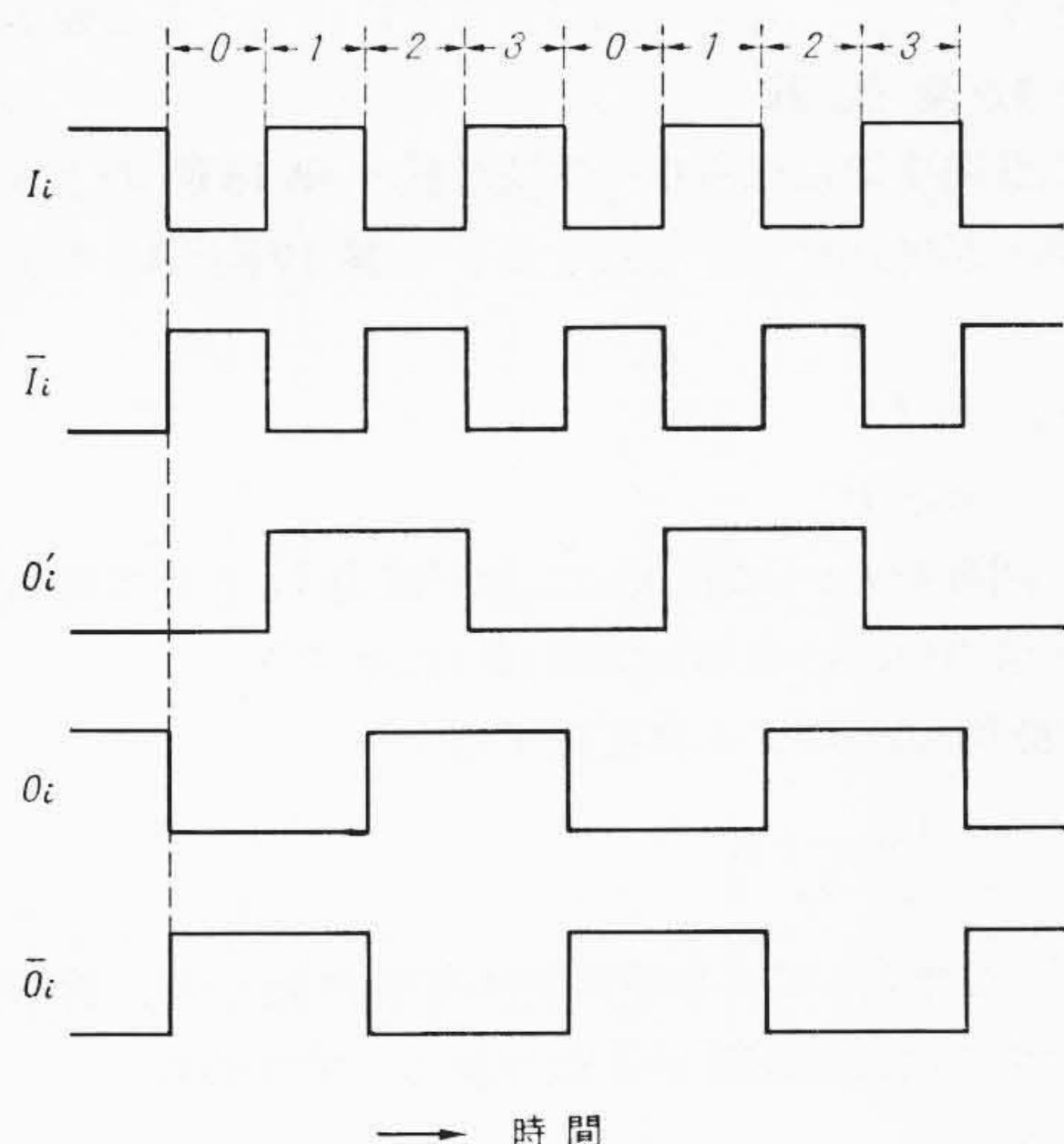
すでに第 3 章で説明したようにデジタル式速度制御装置は種々の構成素子よりなっているが、ここでは主として二進計数器、指令回路、関数発生器について述べる。

6.1 二進計数器⁽⁹⁾

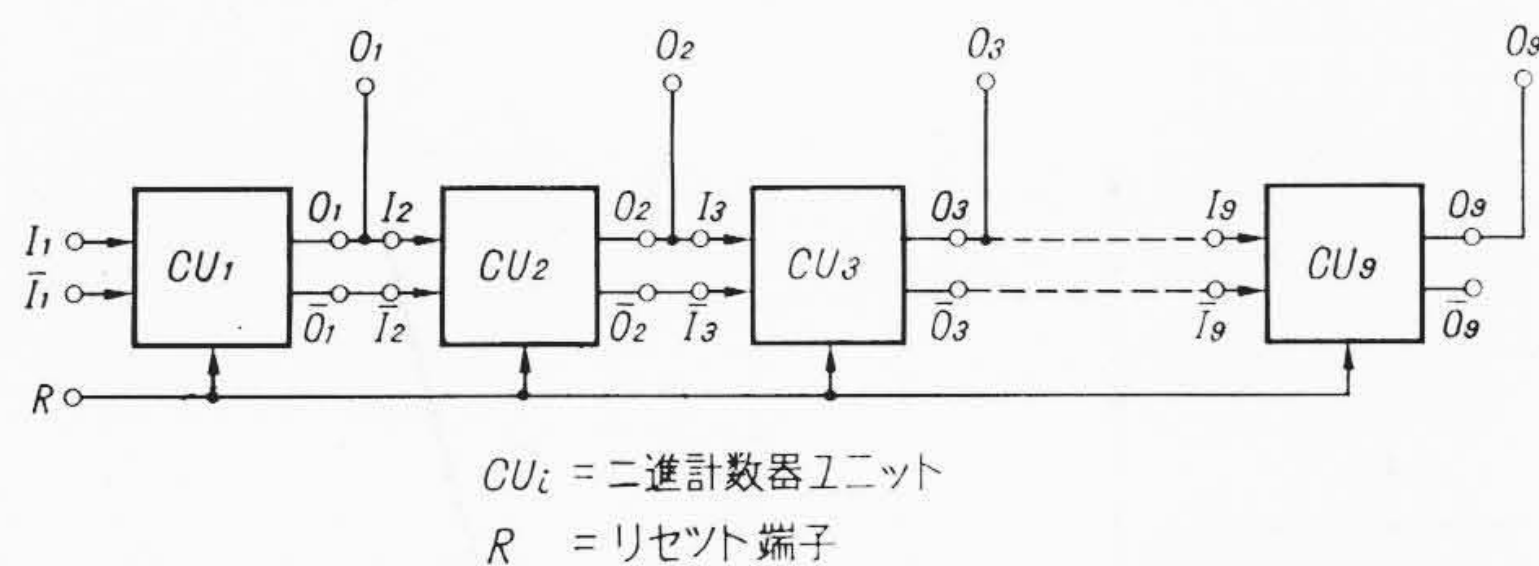
普通電子計算機などに用いられる二進計数器はパルス動作であるため雑音などにより動作しやすい。そのためここではトランジスタの組合せ回路による直流直結式動作の二進計数器を考案し、使用している。



第 14 図 (A) 二進カウンタ・ユニットの論理回路



第14図(B) タイム・チャート



第15図 二進カウンタの構成

6.1.1 動作原理

本二進計数器は第14図(A)に示す二進計数器ユニットを第15図のように必要ビット数接続して構成されている。二進計数器ユニットの構成図第14図(A)ならびにその動作波形(B)について説明する。

入力端子に I_i および $\bar{I}_i$ のような繰返し信号がはいるとする。信号の各期間を 0, 1, 2, 3 のように表わすと、0 期間では記憶要素 M_{ei}' および M_{ei} はリセットされていて、それぞれの出力端子 O_i' および O_i の信号は 0 である。1 期間では $I_i=1$ となるのでゲート A_1 が開かれ M_{ei}' がセットされ $O_i'=1$ となる。次に 2 期間では $\bar{I}_i=1$ となるので、ゲート A_1 が開かれ、 M_{ei} がセットされ $O_i=1$ となる。3 期間では $I_i=1$ となるので M_{ei}' はリセットされ $O_i'=0$ となる。このような状態が以後繰り返される。同図(B)よりわかるように、二進計数器ユニットは入力 I_i の繰返し周波数の 1/2 の繰返し周波数をもつ信号が出力端子 O_i に得られる。

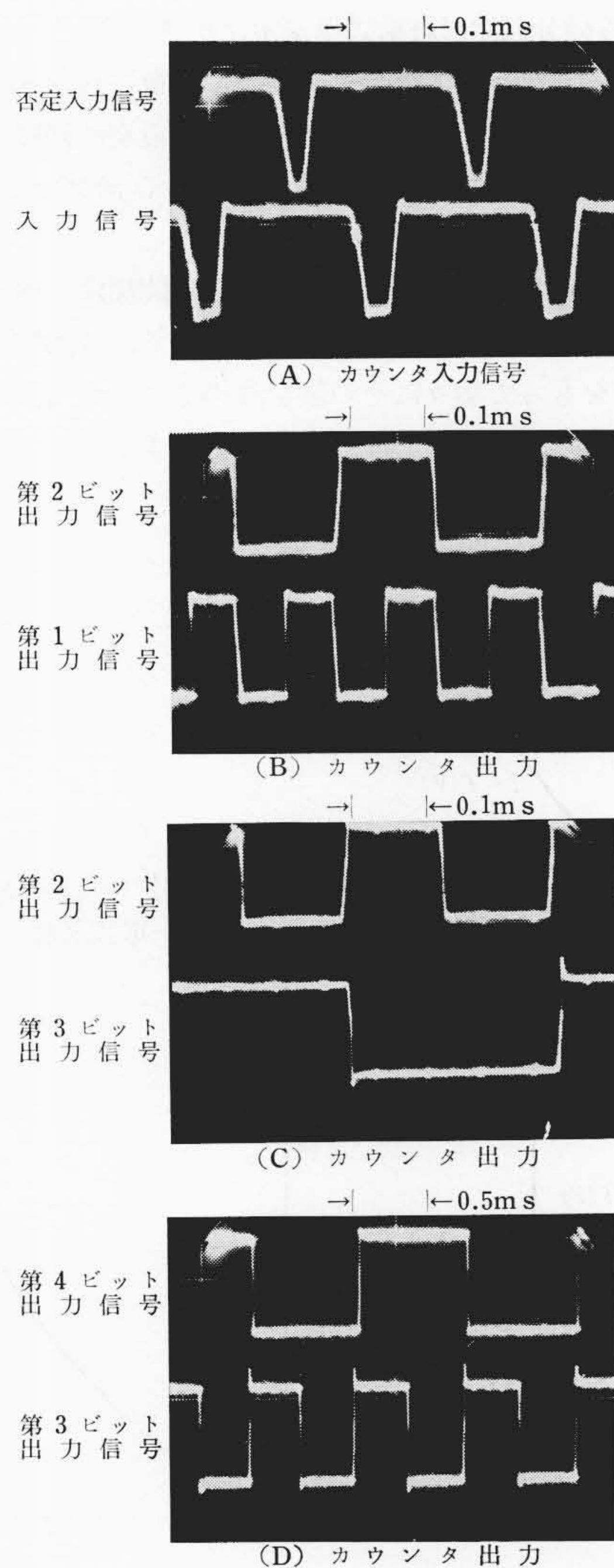
6.1.2 実験結果

第14図(A)の二進計数ユニットを第15図のように構成し 9 ビットの二進計数器を試作した。試作装置により実験した結果 55°C の周囲温度に対しても安定に動作した。その各部の信号を示すオシログラムを第16図に示す。本回路は電源電圧変動 -82~108% に対しても正常に動作した。

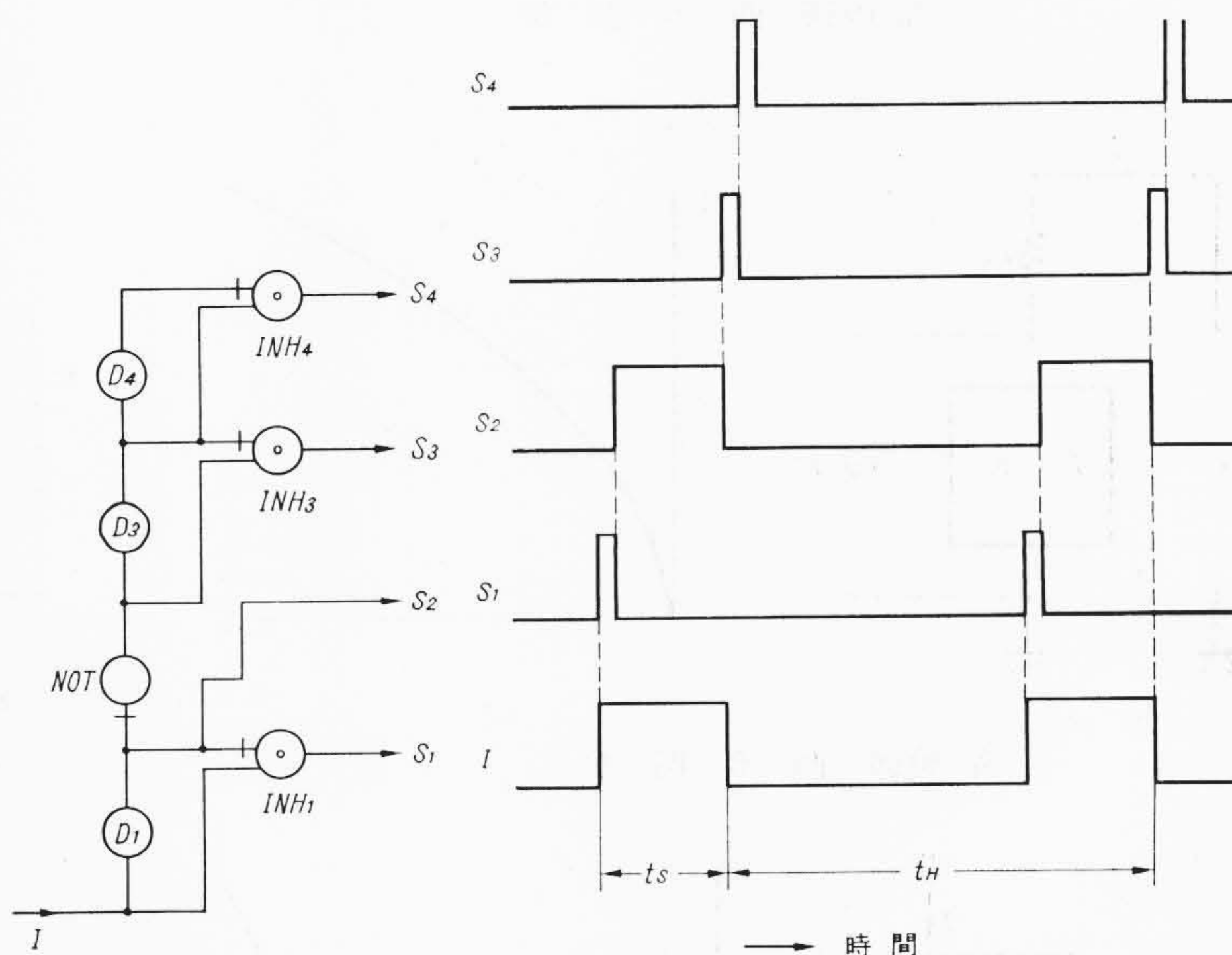
6.2 指令回路

指令回路は次のような動作をするための指令信号を作る。

- (1) 二進カウンタをリセットする。
- (2) 標準パルスを計数するため、サンプリング期間に二進カウンタのゲートを開く。
- (3) 記憶回路をリセットする。



第16図 二進計数器各部の波形



(A) 論理回路

(B) タイム・チャート

第17図 指令回路とその動作

- (4) 二進計数器の内容を記憶回路に移すため、記憶ゲートを開く。

以上のような動作を具現するための回路構成およびタイム・チャートを第17図に示す。入力端子 I にサンプル期間だけ ON 信号がはいる。この信号は指令回路初段の遅延要素 D_1 、インヒビット要素

INH₁よりなる微分回路(直結式単安定マルチバイブレータ)⁽⁸⁾で、図(B)に示すようなパルス信号と、実際に計数に寄与するサンプリング信号に分けられる。またホールド期間の最初に同種の微分回路2段により、記憶回路のリセット信号S₃および同ゲート信号S₄を作る。

微分回路で得られるこれらパルス信号の時間幅は、遅延要素の遅延時間により独立に設定または調整できるので、各動作に必要な時間に十分余裕をもって個々にその値を決めることができる。ただし第1段目の遅延時間については、実際に寄与するサンプリング期間

に直接影響するので、遅延時間の安定度に注意する必要がある。

6.3 関数発生器

普通、関数発生器には電圧-電流特性が第18図のような傾向をもつ物理素子が使われる。これを用いて第19図(A)のように接続すると

$$V_0 = R_0 I \\ = R_0 f(V)$$

のように、関数形 $f(V)$ に比例した量が出力 V_0 として得られる。この場合の入出力特性の概形を同図(B)に示す。

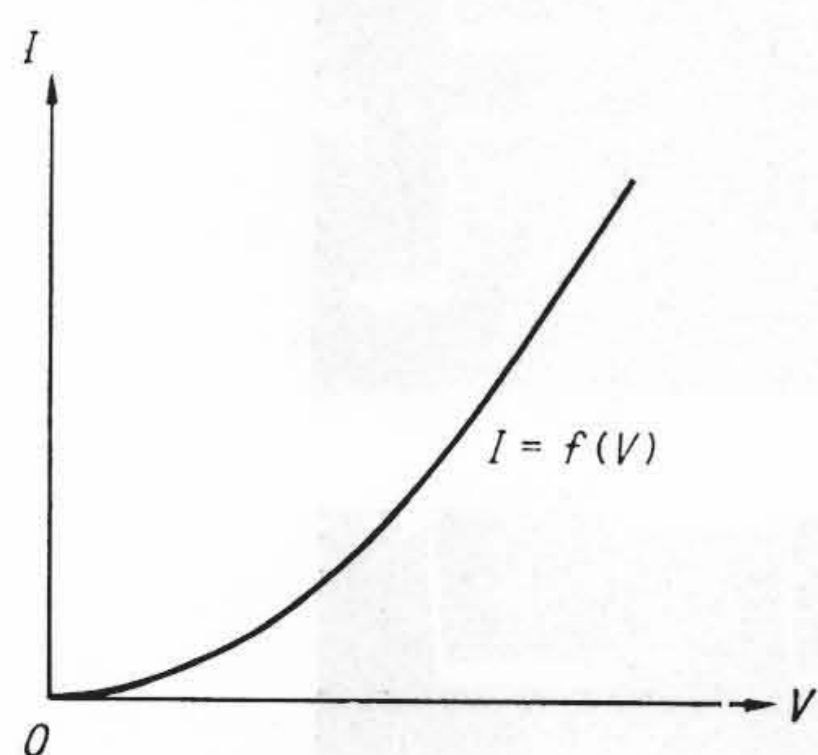
次に第20図(A)のように接続すると

$$V_0 = f^{-1}\left(\frac{V_1 - V_0}{R_1}\right)$$

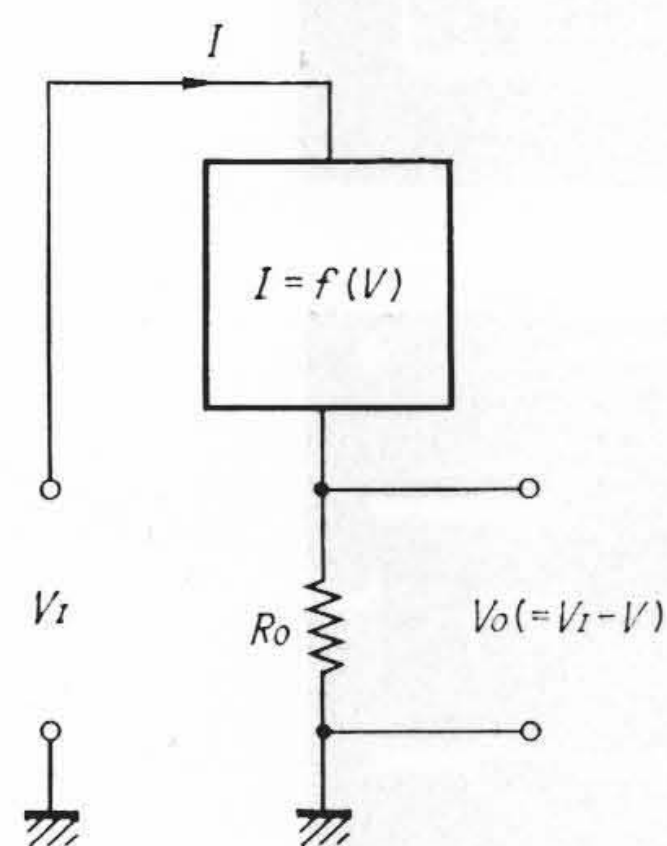
となり、 V_1 に対する完全な逆関数は得られないが、次のような条件を満たす場合には逆関数が近似できる。すなわち

$V_1 \gg V_0$ のとき

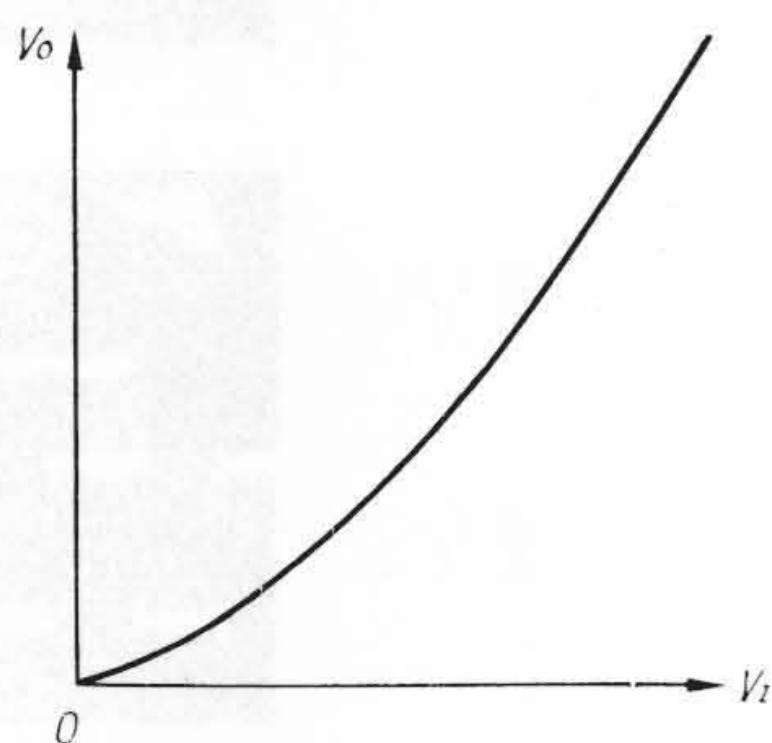
$$V_0 \approx f^{-1}\left(\frac{V_1}{R_1}\right)$$



第18図 非線形素子の電圧-電流特性

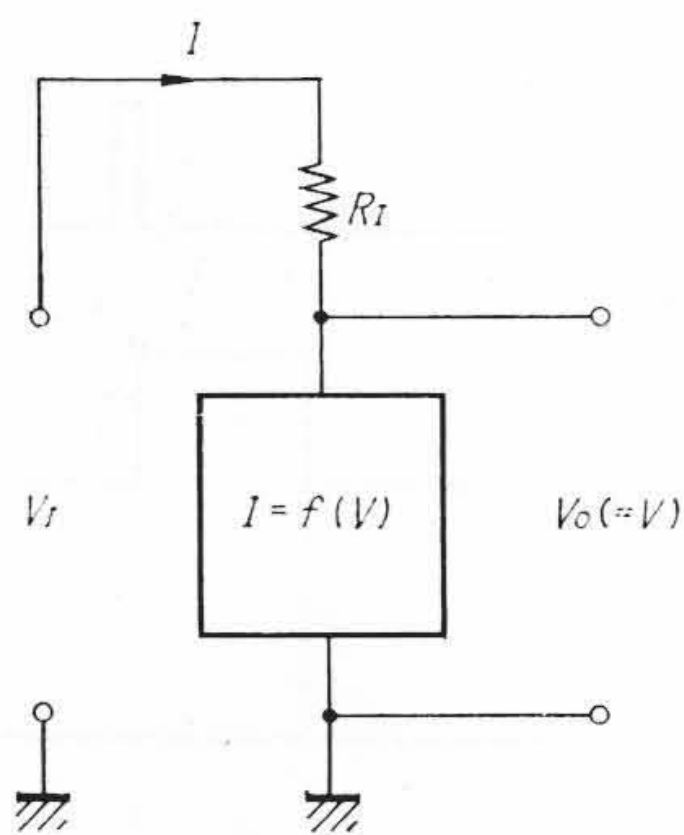


(A)

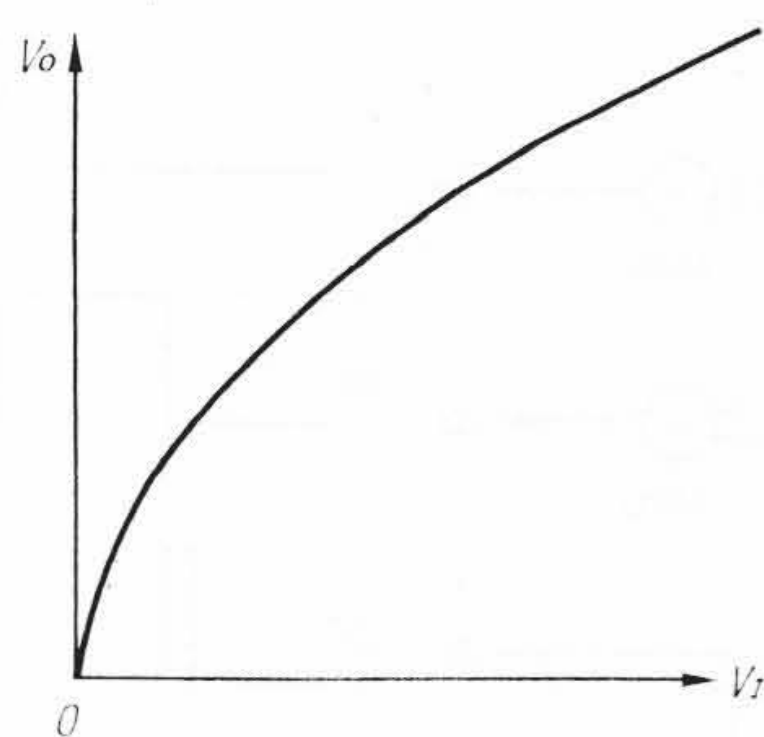


(B)

第19図 四角関数

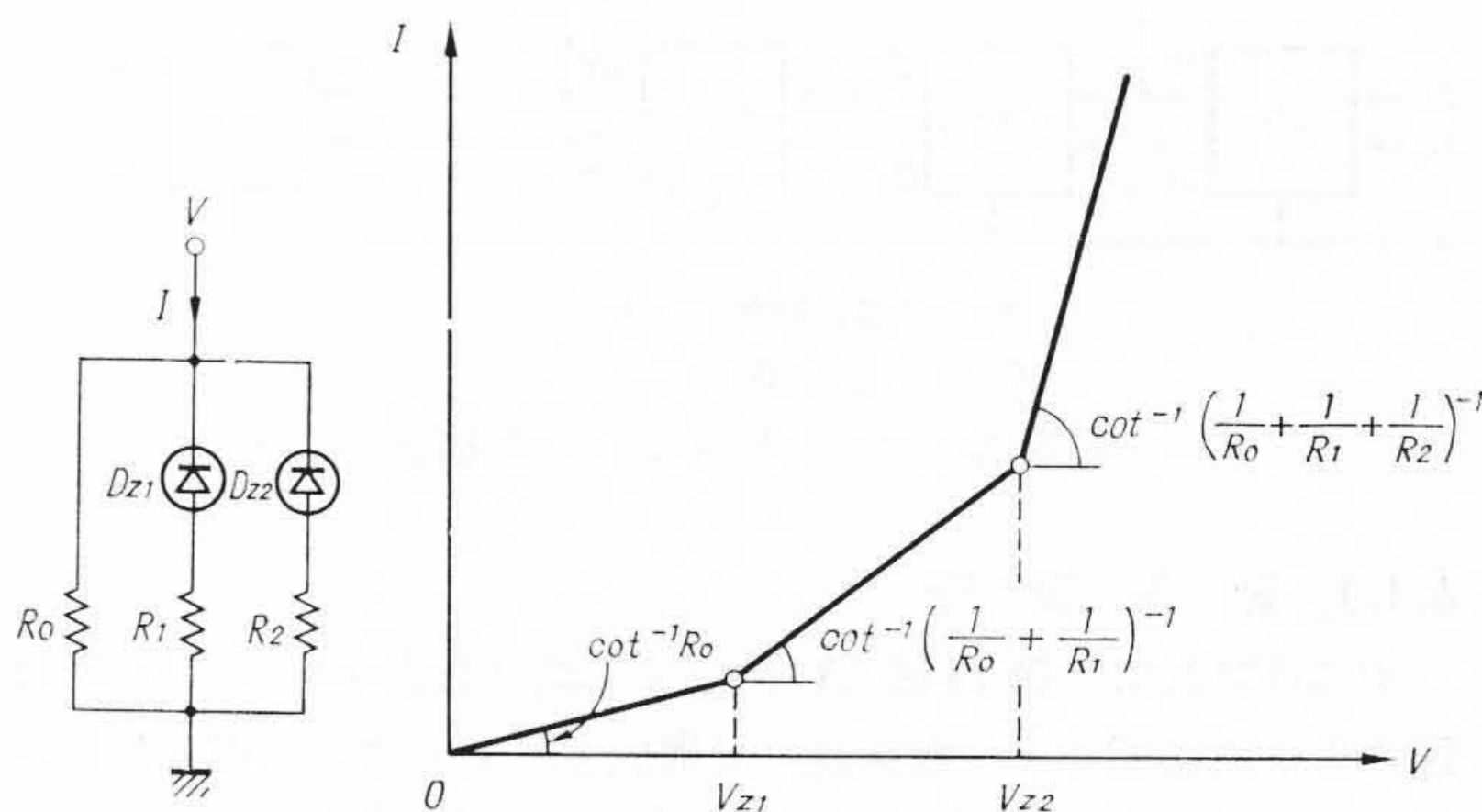


(A)



(B)

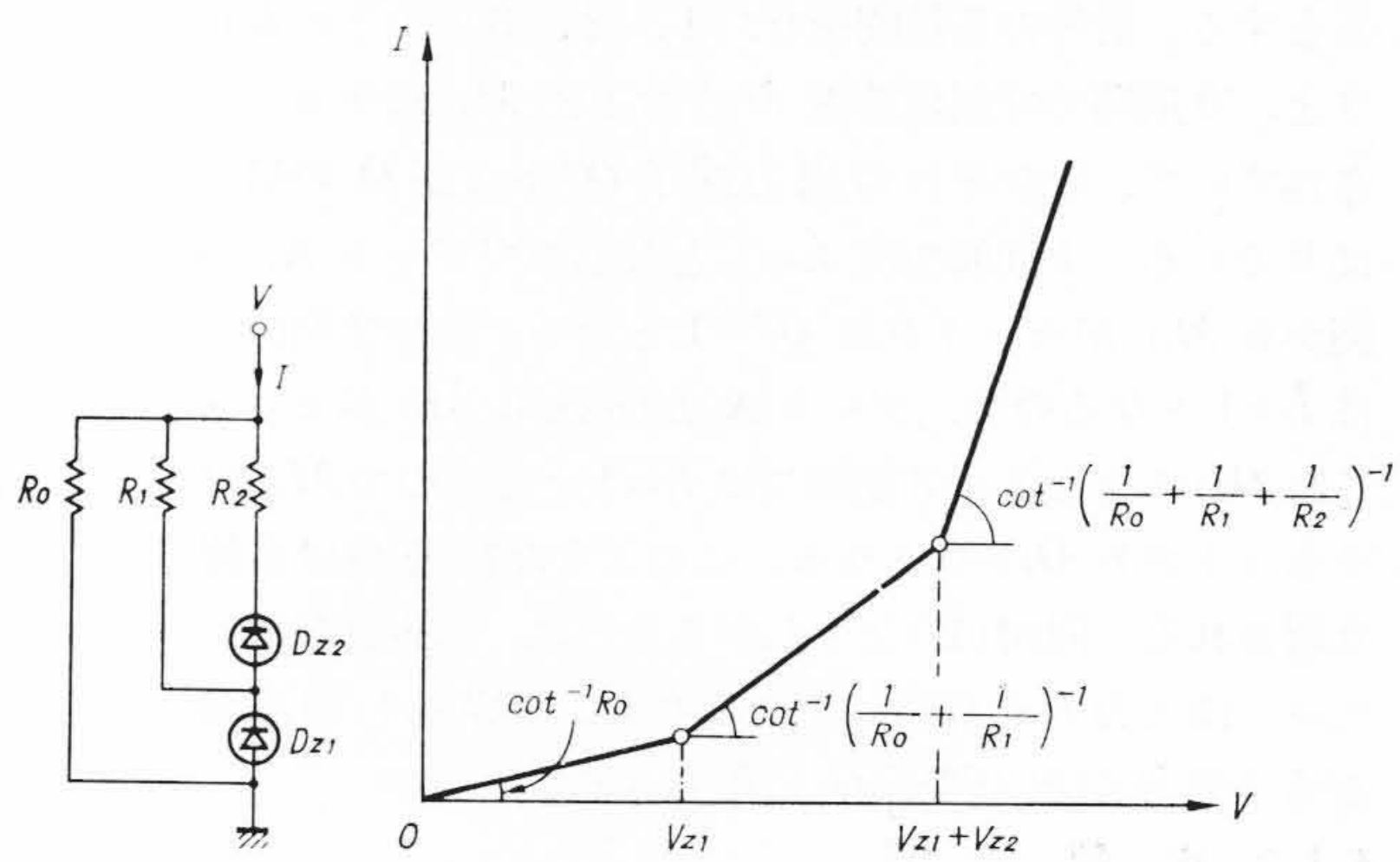
第20図 凸形関数



(A) 接続図

(B) 特性

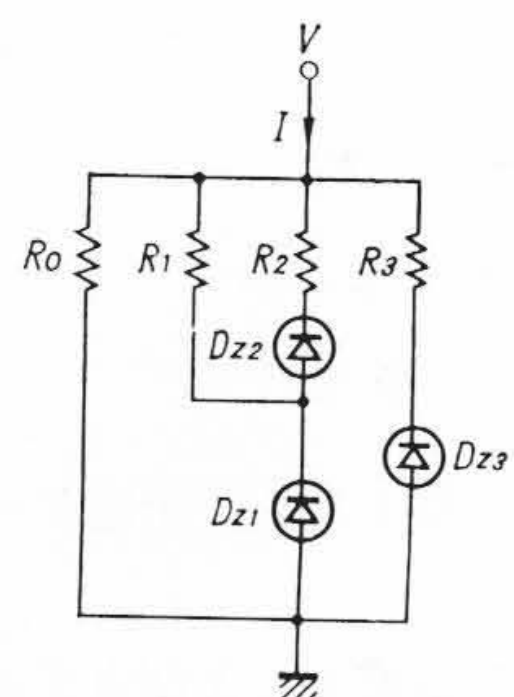
第21図 並列形関数発生器



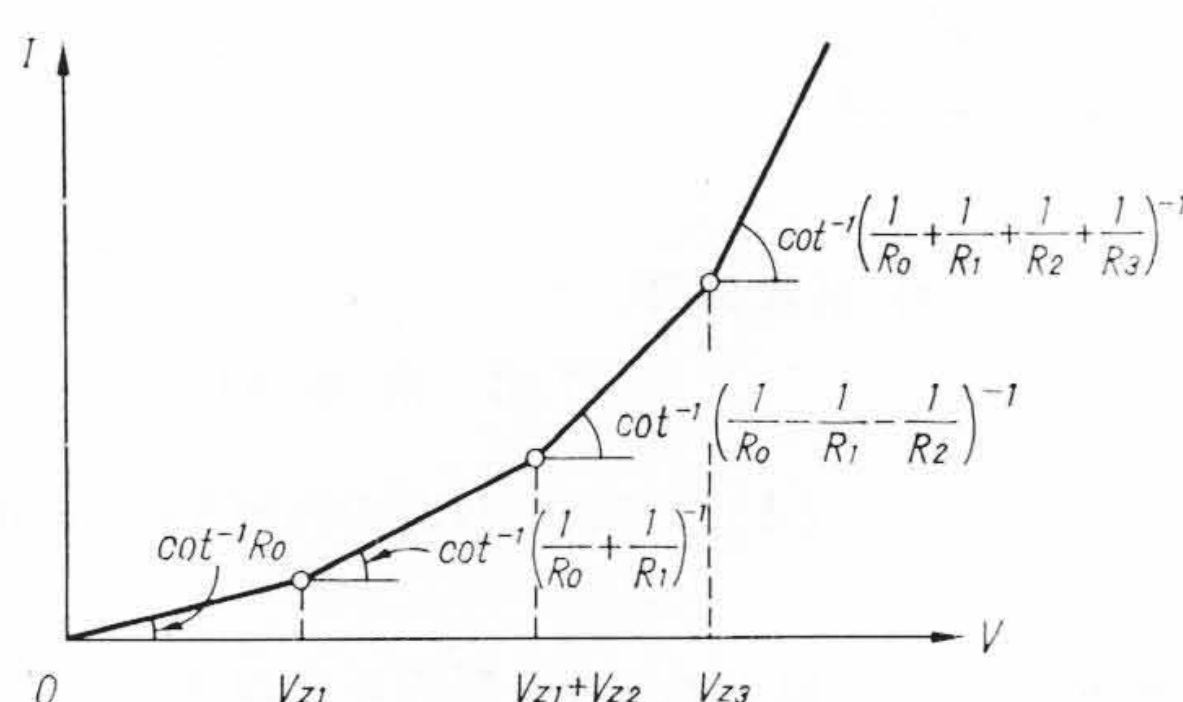
(A) 接続図

(B) 特性

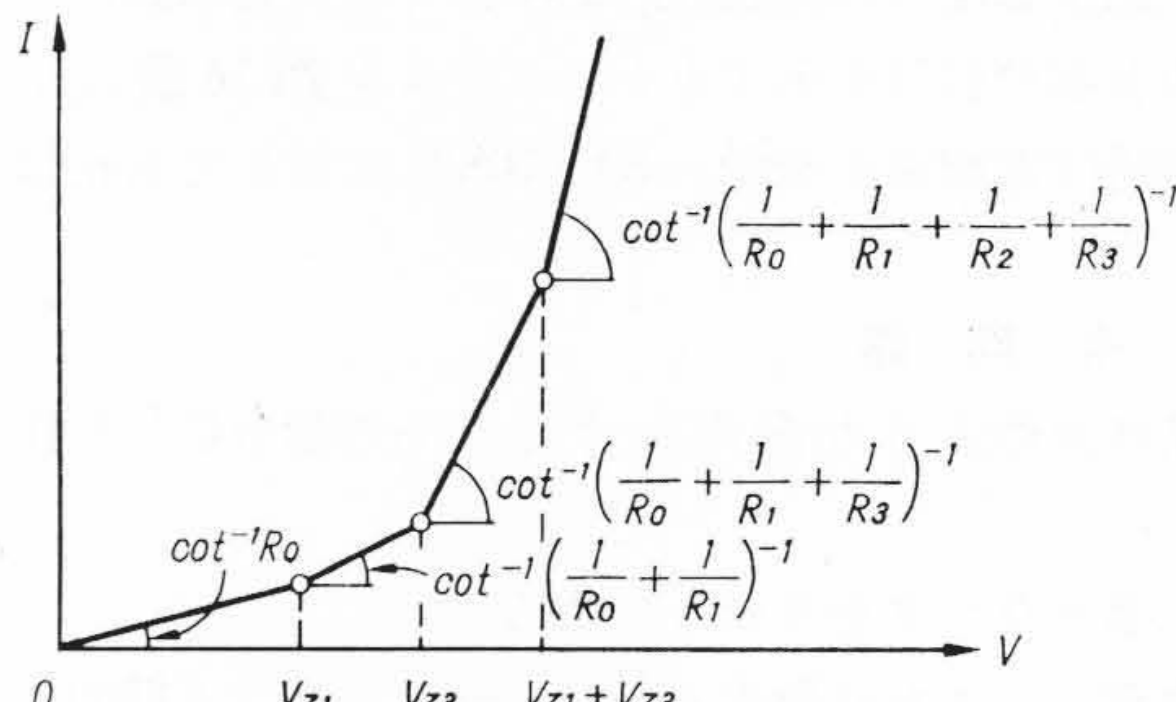
第22図 直列形関数発生器



(A) 接続図



(B) 特性例1



(C) 特性例2

第23図 直並列形関数発生器

この場合の入出力特性の概形を同図(B)に示す。

以上 第 18 図 の特性をもつ素子または回路により、関数発生器が構成できる。そこでツエナ・ダイオードを用いた回路を立案した。その基本的な接続図および特性の概形は 第 21～23 図 に示す。これらをそれぞれ並列形、直列形および直並列形と名付ける。

今の場合、原関数を折線近似するのであるから、近似性をよくするためには任意の電圧で折線することが必要で、この点並列形よりも直列形の方が自由度を大きくとりやすい。しかし直列形では高い電圧部分で高利得を得にくい欠点をもつ。

この点を改良したのが直並列形である。直並列形ではツエナ電圧の組合せ方により、折線電圧の選び方が 第 23 図 (B) あるいは (C) のように選定できる。同図 (B) では高電圧部分の利得を大きくとりやすく、また (C) ではより細かく折線できる。

以上より直並列形は最も細かく折線でき、高電圧部分でも利得を大きくとりやすい。なお直並列形では並列回路が直列回路の電流を分担し、その値を比較的大きくとりやすいので、直列回路の D_{21} に大きい容量のツエナ・ダイオードを要求されることがなくなる。

7. 結 言

ワード・レオナード方式を用いた直流電動機速度制御は制御範囲の広いことで他の速度制御装置にみられない特長を有している

が、それでも定格速度の数%以下における超低速度の安定運転は相当困難な問題である。ここでは速度検出にデジタル方式を用い速度に比例した信号を処理し帰還することにより、0.65～7% 程度の低速度制御に成功した（したがって電動機速度範囲は0.65～100%にできる）。

なおデジタル回路に使用するスイッチング素子には直流直結動作をするトランジスタ論理要素「トランジログ」を用いているので、動作は確実でかつ安定であり、本装置のような強電回路の応用に十分適したものといえる。

本制御方式は圧延機の圧下制御のように高精度の位置決めが要求される場合や工作機械の位置決め制御などに用いて有用なものと考える。

参 考 文 献

- (1) 小西：日立評論 43, 494 (昭 36-4)
- (2) 小西：電学誌 82, 567 (昭 37-4)
- (3) 小西：昭 38 連大 No. 323 (昭 38-4)
- (4) 佐野、宅間、小西：日立評論 43, 1198 (昭 36-10)
- (5) 小西：日立評論 43, 860 (昭 36-7)
- (6) 小西：電学誌 82, 786 (昭 37-5)
- (7) 小西：電学誌 82, 1346 (昭 37-8)
- (8) 小西：日立評論 44, 1000 (昭 37-7)
- (9) 小西：昭 37 連大 No. 200 (昭 37-4)



特 許 と 新 案

最 近 録 登 さ れ た 日 立 製 作 所 の 特 許 (その 3)

(32 頁よりつづく)

特許番号	名 称	氏 名	特許年月日	特許番号	名 称	氏 名	特許年月日
404899	レオナード方式の自動運転制御装置	中山 道男	38. 3. 20	582294	回路素子	湯野 浅政男	38. 2. 25
40900	レオナード方式の安全運転制御装置	加藤 春雄	"	582295	携帯ラジオ用提手機	野崎 耕一	"
581399	高圧導体導出部の衝撃電圧沿面耐圧向上装置	中山 道男	"	582296	電話	田島 喜平太	"
581400	回転電機電機子巻線のコロナ防止装置	加藤 春雄	"	582297	蒸気乾度計	清水 秀樹	"
581432	電子顕微鏡などの像観察部	井上 利夫	38. 1. 26	582298	蓄電池機関車の重連運転装置	岸 武謙	"
581433	防水形積算電力計ケース	井上 利夫	"	582299	記録計の記録紙送り装置	佐々木 鉄二	"
581434	深井戸ポンプの逆転防止用カップリング	岡井 隆一郎	"	582300	精密自動位置決め装置	橋本 三男	"
581435	内燃機関用着火装置	酒井 隆一郎	"	582301	記録計の記録紙折りたたみ装置	河白 井陽一	"
581436	マイカ供給装置	片桐 信二郎	38. 2. 11	582302	マノメーターの封塞液溢流防止装置	岡崎 原博	"
581437	平面研削盤用自動定寸装置	米岡 正四郎	"	582303	自動平衡計器の駆動部	松原 一郎	"
581438	油補給装置を有する油圧ブレーキ	瀬谷 道雄	"	582304	レーンパ内蔵型聴音装置	三本 博雄	"
581439	工作機械における自動定寸装置	館下 忠夫	"	582305	圧力作動式タッチボタンスイッチ	山本 守久	"
581440	工作機械における自動定寸装置	堀江 俊夫	"	582306	水中モーターポンプの吸込管部	永井 井忠	"
581441	温度補償付磁気増幅器	外山 仁一	"	582307	水中モーターポンプの吸込管部	光館 下忠	"
581442	内燃機関用着火装置	安斎 雅政	"	582308	トランジスターを用いた電動機	館下 下忠	"
581443	カム型開閉器	福原 三郎	"	582309	超高周波電子管におけるループ結合装置	館上 村民夫	"
581444	電気掃除機用延長管	勝守 利夫	"	582310	超音波静電塗装装置	佐藤 静男	"
581445	内燃機関用着火装置	神尾 昌史	"	582311	電話機	西安 梅原	"
581446	スリップリング取付装置	川船 和儀	"	582312	半導体装置	清宮 弘基	"
581447	附随車牽引無軌条車両用空気ブレーキ装置	川船 和儀	"	582313	冷凍蔵庫	青木 城治	"
581448	切粉除去装置	加藤 春雄	"	582314	摺動弁式気化器	宮本 田口	"
581449	工作機械におけるアーバー系振り振動防止装置	外山 仁一	"	582315	放電穿孔加工装置	片柳 藤満	"
581612	保護継電装置	塩原 保一	"	582316	固体光増幅板	橋本 川村	"
582293	遠心分離機回転筒	鈴木 富治	"	582317	カッタ研削盤に於ける切換装置	及西 野三	"
		森 通次	"	582807	二函用チップラ下部ホッパ装置	加藤 藤春	38. 3. 18
		鈴木 弘敏	"			田中 雲千	
		大盛 八十次	"			紫堀 水半	
		田上 八次	"				
		古橋 一尊	"				
		風部 三	"				
		Amal Kumar paul	"				
		渡房 吉樹	38. 2. 13				
		小柴 満男	"				
		門馬 光雄	38. 2. 25				

(54 頁へつづく)