

光電形回転計の出力により制御される加速度 検出用磁気増幅器（静特性）

福寿三典・大内隆夫・鈴木春男

工学部電気工学科

1. 緒 言

これまで電動機などの速度制御への磁気増幅器およびサイリスタの適用例は非常に多く速度計発電機の出力をこれら増幅器の入力として帰還する方法を使用した例も多いが、微分帰還を付加すればさらに制御系が安定に動作することが知られている。しかし、速度計発電機による低速回転速度の微分検出には解決すべき問題が残されている。

ところで、角形ヒステリシスループを有する磁心は安定した飽和値が存在するほか電圧の積分作用や記憶の機能があり、従来からパルス整形⁽¹⁾、パルス計数⁽²⁾、アナログ演算⁽³⁾、アナログ記憶⁽⁴⁾などのパルス回路への応用が提案されてきた。これらの磁心パルス回路はサンプル値制御系におけるパルス幅変調器および遅延素子として興味ある応用がなされている。

最近、回転あたり 6,000パルスを発生する光電式ピックアップが市販されており、デジタル回転計などに用いれば低速回転での測定精度を上げることができる。しかし、電動機などの回転速度検出の一方法として、これらの光電装置と急しゅんな飽和特性を有する磁心を用いた光電形回転計⁽⁵⁾、⁽⁶⁾が最近用いられるようになった。

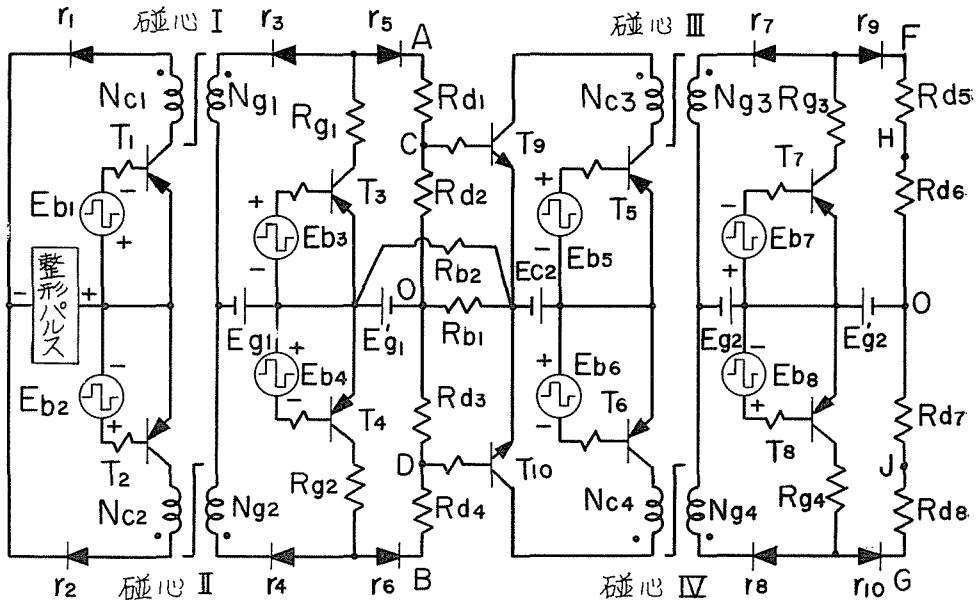
本論文では、この磁心を用いた光電形回転計の出力でパルス幅変調器として動作する初段磁気増幅器を制御する場合、適当な回路的考慮を払えば、パルス電圧を直接磁気増幅器に加えることにより、回転数の変化に比例して初段のゲート出力パルス幅を変化させることができる。さらに次段をアナログ記憶素子として動作させ、初段と次段のゲート出力パルス幅の差を検出すれば、高感度の低速回転加速度の検出が可能となる。あわせて磁気増幅器固有の交流電源の半周期のむだ時間だけを考えればよく、速応性磁気増幅器の動作が可能となる。

このような見地から二つの検出回路方式について検討を加え、回転あたり発生するパルス数を適当に選ぶことにより、広範囲の速度変化に対しても回転速度の変化分を出力パルス幅の差に変換する回路を実現することができる。この回路方式は微分検出装置ともなり、制御系の分野でも応用できる範囲も少なくないと思われるのでその大要を報告する。

2. 光電形回転計の出力により制御される一方向性入力形検出回路の動作原理

回転機に取り付けられた穴あき円板により断続された光をホトトランジスタで受け、トランジスタの微分回路と増幅回路を用いてトリガパルスに変換する。このトリガパルスで磁心を用いたパルス整形回路を動作させる。この急しゅんな飽和特性を有する磁心を用い

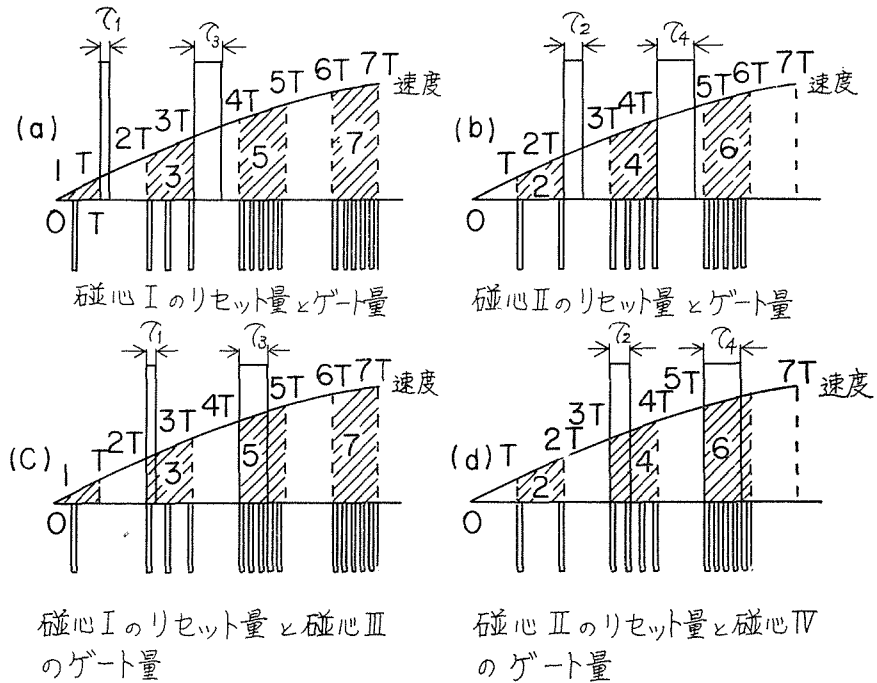
たパルス整形回路には拘束磁化状態で動作する電流リセット形の Pittman⁽¹⁾ 氏の回路がある。しかし、この出力パルスで磁気増幅器を制御すると、この整形回路のゲート巻線には励磁アンペア回数と負荷アンペア回数のほかに直流バイアスアンペア回数の和に打ち勝つ起磁力に相当する電流が流れなければならない。そのためゲート巻線に接続されたスイッチングトランジスタの容量が大きくなるのでここでは電圧リセット形パルス整形回路⁽⁷⁾を使用した。



第1図 一方向性入力形回路

常に同一方向で回転する回転機の回転加速度を検出するため光電形回転計の出力で制御される検出回路を第1図に示す。ここで各巻線数はいずれも等しい。同図の $E_{b1} \sim E_{b8}$ はスイッチングトランジスタ $T_1 \sim T_8$ を駆動する 50 c/s の矩形波電源電圧である。回転速度に比例した整形パルスの繰り返し周波数は、上記の駆動電圧によってスイッチングトランジスタ T_1 と T_2 が動作し 50 c/s の半周期ごとにサンプリングされ、それに比例したレベルまで磁心 I と II がリセットされる。このさい同図に示すように制御回路と出力回路にそれぞれスイッチングトランジスタを接続すれば、電源波形のいかにかわらざリセット時のゲート側に対する転流電流はトランジスタによって阻止され、さらにゲート時の制御側に対する転流電流も同様にして阻止される。加えるに、リセット半周期の間一定の高さの整形パルスでリセットされるので、磁束リセット量は減少せず回転速度に比例する。

第2図は各サンプリングされた速度（斜線期間）に比例した整形パルスによって磁心 I と II がリセットされる整形パルスと各磁心のゲートパルス間の関係を示す。最初のサンプリング期間（ $0 \sim T$ ）に第1図に示す各種電源電圧が同図に示す極性に印加されるもの



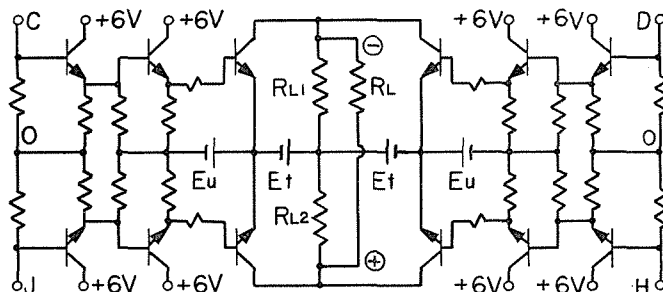
第2図 各磁心のリセット量とゲート量

とすると、トランジスタ T_1 が導通して磁心 I が回転数に比例した磁束レベルまでリセットされる。次のサンプリング期間 ($T \sim 2T$) には、トランジスタ T_1 が非導通で T_2 と T_3 が導通し磁心 II が回転数に比例した磁束レベルまでリセットされる。(第2図 (b))。それと同時に磁心 I がゲートされ出力 A-0 端子には第2図 (a) に示すような τ_1 幅のゲートパルスが発生するように回路定数を決定する。このパルス幅の期間、スイッチングトランジスタ T_3 は導通し T_2 も導通状態にあるから、このパルス幅の期間に磁心 III は直流電圧によってリセットされる。次のサンプリング期間 ($2T \sim 3T$) には磁心 I もまた整形パルスでリセットされると同時に磁心 III がゲートされる。このとき F-0 端子に発生するパルス幅が磁心 I の出力 A-0 端子に発生するパルス幅 τ_1 に等しくなるように磁心 III の回路定数を決定する。ここで磁心 III はアナログ記憶を行ない遅延素子として動作させるので、A-0 端子と F-0 端子に現われるパルス巾は等しいが後者の方が半周期だけ遅れている。さらにこの期間には磁心 II も同時にゲートされ B-0 端子には τ_2 幅(第2図 (b)) のパルスが発生する。このパルス幅の期間、スイッチングトランジスタ T_4 は導通し T_3 も導通状態にあるから、このパルス幅の期間に磁心 IV は直流電圧によってリセットされる。次のサンプリング期間 ($3T \sim 4T$) には磁心 II が整形パルスでリセットされると同時に磁心 I がゲートされ出力 A-0 端子には τ_1 幅のゲートパルスが発生する。さらにこの期間には磁心 IV もゲートされ、出力 G-0 端子に発生するパルス幅が磁心 II の出力 B-0 端子に発生するパルス幅 τ_2 に等しくなるように磁心 IV の回路定数を決定する。ここで磁心 IV もアナログ記憶を行ない遅延素子として動作させるので、B-0 端子と

G-0 端子に現われるパルス幅は等しいが後者の方が半周期だけ遅れている。第1図のトランジスタ T_9 と T_{10} の共通バイアス抵抗 R_{b1} と R_{b2} および直流電源 E'_{g1} により両トランジスタのベースに負のバイアスをかけ、無入力時には非導通にしておく。磁心 I のゲート巻線抵抗を r_{wg1} とすれば磁心 I の出力側回路には近似的には次式の条件が成立しなければならない。

$$\frac{R_{g1}}{R_{g1} + r_{wg1}} E_{g1} > E'_{g1} \quad (\text{磁心 I 飽和後})$$

磁心 I の未飽和時には A-0 端子に出力が現われ飽和後にはこの端子に電流が流れないので出力は現われない。磁心 II, III と N の出力側回路も上記と同様な条件が成立しなければならない。



第3図 トランジスタ出力回路

第3図は各出力端子のゲートパルス幅の差を検出する回路である。第1図の初段と次段の各出力端子の記号を第3図の入力端子の記号に示すように接続すれば、第3図のトランジスタ出力回路の負荷 R_L には C-0 端子と J-0 端子に発生するゲートパルス幅の差(第2図(a)と同図(d)のその差)および D-0 端子と H-0 端子に発生するゲートパルス幅の差(第2図(b)と同図(c)のその差)が現われる。回転数が増加する場合(増分が正とする)負荷 R_L には図示した極性のパルスが現われ、減少する場合(増分が負とする)には図示と反対の極性のパルスが発生する。第2図に示すごとくサンプリングされた期間 1, 2, 3, …… の速度をそれぞれ V_1, V_2, V_3, \dots で表わせれば $(V_1 - V_0)$, $(V_2 - V_1)$, $(V_3 - V_2)$, …… に等しい速度の変化分が一サンプリング期間遅れてゲートパルス幅の差として第3図の負荷 R_L で検出できる。

3. 光電形回転計の出力により制御した場合の点弧角

初段磁心 I と II の制御入力に光電形回転計の出力で制御するため、スイッチングトランジスタ駆動用電源 (50 c/s) の半周期に含まれる整形パルスの数 n によって次のゲート半周期の点弧角が変動する場合があります、回転速度の変化をパルス幅の差として検出するとき

その変動が測定誤差となる場合がある。

整形パルス幅が駆動用電源の半周期に比べてきわめて小さければ、この半周期（リセット期間）の中に含まれる整形パルスの数 n について大別して次の2通りが考えられる。

イ) 整形パルスの繰り返し周波数 $f_p(kp \cdot p \cdot s)$ がトランジスタ駆動用電源の周波数の整数倍で各半周期に含まれる位相関係も同一とすれば n と f_p との間には次の関係が成り立つ

$$n = 10 f_p \quad (1)$$

ロ) 整形パルスの繰り返し周波数が $\Delta f_p(kp \cdot p \cdot s)$ だけ変化すれば次式となる。

$$\left. \begin{aligned} n \pm \Delta n &= 10(f_p \pm \Delta f_p) = 10f_p \pm 10\Delta f_p \\ \Delta n &= 10\Delta f_p = n_0 \pm \eta, \quad 0 \leq \eta < 1, \quad n_0 = 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

η が $0 < \eta < 1$ の場合には各半周期に含まれる整形パルスの数は $n \pm n_0$ と $n \pm n_0 \pm 1$ とが周期的に繰り返えされる。この両者の差は1となり、リセット磁束に差 $\Delta\Phi_d$ が生ずる。いま最大リセット磁束に相当するこのパルスの数を n_m とすれば最大リセット磁束 $\Delta\Phi_m$ と上記の $\Delta\Phi_d$ との比は次式となる。

$$\Delta\Phi_d / \Delta\Phi_m = 1 / n_m \quad (3)$$

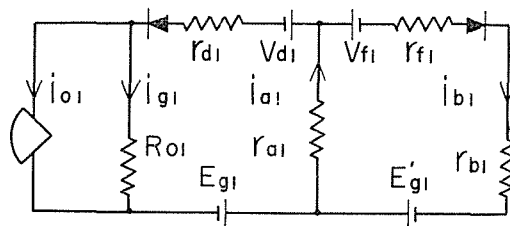
そこで点弧角変動にともなう測定誤差は一個の整形パルスの電圧・時間積分値を小さくし n_m を大きく選べば小さくすることができる。

初めに n と f_p との間には(1)式が成立するものと仮定する。各巻線には印加したパルスが誘起した直後これと反対の極性にもどりパルスが誘起する。リセット半周期を通してこのもどりパルスの電圧・時間積分値を一定と仮定する。この仮定は、この回路方式ではほぼ成立することを実験的に確かめた。このもどりパルスは磁束リセット量を減少させる。

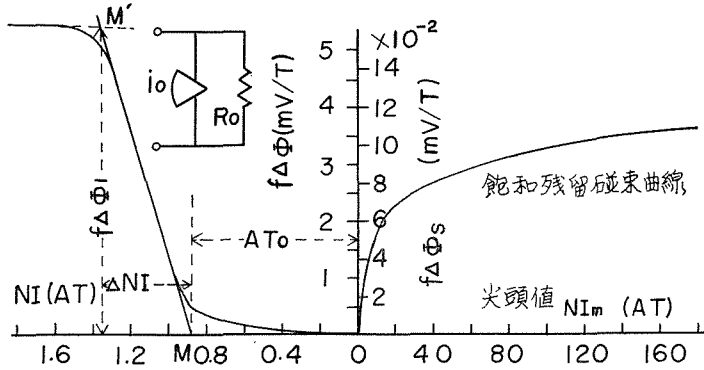
定常状態で磁心 I が、あるサンプリング期間に n 個の整形パルスでリセットされるものとする。この場合の有効リセット磁束を $\Delta\Phi_{r1}$ とする。一方1個の整形パルスでリセットされる有効磁束を $\Delta\Phi_{p1}$ とする。これは1個の整形パルスによりリセット磁束からもどり磁束を差引いた磁束である。この両者の間には近似的に次式が成り立つ

$$\Delta\Phi_{r1} \doteq n \Delta\Phi_{p1} \quad (4)$$

次に制御磁化特性⁽⁸⁾(CMC)を用いて磁気増幅器を等価回路で表わし制御特性を解析する方法は既に発表⁽⁹⁾されているが、スイッチングトランジスタを使用した本回路に新たに適用した。磁心 I のゲート期間中未飽和時の等価回路を第4図に示す。第5図は磁心 I の



第4図 磁心 I のゲート期間中未飽和時の等価回路



第5図 磁心の CMC

CMC を示す。第4図の R_{01} は第5図の CMC より求めた磁心等価抵抗を示し $R_{01} = 2 N_1^2 f \Delta \Phi_1 / \Delta NI$, i_{01} は励磁電流で $i_{01} = AT_0 / N_1$ となる。ただし, $N_1 \equiv N_{c1} = N_{g1} = N_{c2} = N_{g2} = N_{c3} = N_{g3} = N_{c4} = N_{g4}$ とする。磁心 I の出力側ダイオード r_3 に流れる電流を $(\Delta NI + AT_0) / N_1$ と近似しこの点を満足する r_3 の順方向静特性曲線上に接線を引き等価逆起電力 v_{d1} と等価順方向抵抗 r_{p1} を求める。ゲート巻線抵抗を r_{wg1} とすれば $r_{p1} + r_{wg1}$ を第4図の r_{d1} とする。また C-0 端子の合成抵抗を R_{c0} とすると, ダイオード r_5 に流れる電流を $E'_{g1} / (R_{g1} + R_{d1} + R_{c0})$ と近似しその点を満足する r_5 の順方向静特性曲線上の接線より等価逆起電力 v_{f1} と等価順方向抵抗 r_{f1} を求める。抵抗 R_{d1} と R_{c0} の和を r_{b1} , 抵抗 R_{g1} を r_{a1} とする。

第4図の等価回路より回路方程式をたてれば次式となる。

$$E'_{g1} = r_{a1} i_{a1} + (r_{f1} + r_{b1}) i_{b1} + v_{f1} \quad (5)$$

$$E_{g1} = r_{a1} i_{a1} + r_{d1} (i_{01} + i_{g1}) + R_{01} i_{g1} + v_{d1} \quad (6)$$

$$i_{a1} = i_{01} + i_{g1} + i_{b1} \quad (7)$$

上式より i_{g1} を求めると次式となる。

$$i_{g1} = \frac{E_{g1} - AE'_{g1} + Av_{f1} - v_{d1} + \{r_{a1}(A-1) - r_{d1}\}i_{01}}{r_{a1}(1-A) + r_{d1} + R_{01}} \quad (8)$$

ただし, $A = r_{a1} / (r_{a1} + r_{f1} + r_{b1})$

第5図の飽和残留磁束曲線より磁心 I の飽和残留磁束を求めこれを $\Delta \Phi_{s1}$ とする。リセット磁束を $\Delta \Phi_{r1}$, ゲート磁束を $\Delta \Phi_{g1}$ とすれば次の関係が成立する。

$$\Delta \Phi_{s1} + \Delta \Phi_{r1} \doteq \Delta \Phi_{g1} \quad (9)$$

磁心 I の有効リセット磁束量は(4)式より

$$N_1 \Delta \Phi_{r1} \doteq N_1 n \Delta \Phi_{p1} \quad (10)$$

ゲート時の点弧角を θ_{g1} とすれば次式が成立する。

$$N_1 \Delta \Phi_{s1} + N_1 n \Delta \Phi_{p1} = \frac{1}{\omega} \int_0^{\theta_{g1}} R_{01} i_{g1} d\theta \quad (11)$$

(11) 式を書きなおせば

$$\omega N_1 \Delta \Phi_{g1} + \omega N_1 n \Delta \Phi_{p1} = R_{01} i_{g1} \theta_{g1} \quad (12)$$

ゲートパルス幅を τ_{g1} で表わすと

$$\tau_{g1} = \theta_{g1} / 2\pi f \quad (13)$$

これまででは定常状態で磁心 I があるサンプリング期間に n 個の整形パルスでリセットされた場合のゲートパルス幅についての計算式を求めてきたが、このサンプリング期間に含まれる整形パルスの数が 1 個だけ増加した場合の有効リセット磁束を $(n+1) \Delta \Phi_{p1}$ とする。この場合の点弧角の増加分を $\Delta \theta_{g1}$ で表わせれば次式が成り立つ

$$\omega N_1 \Delta \Phi_{g1} + \omega N_1 (n+1) \Delta \Phi_{p1} = R_{01} i_{g1} (\theta_{g1} + \Delta \theta_{g1}) \quad (14)$$

(14) 式より変化分のみを式で示せば次式となる。

$$\omega N_1 \Delta \Phi_{p1} = R_{01} \cdot i_{g1} \Delta \theta_{g1} \quad (15)$$

ゲートパルス幅の変化分を $\Delta \tau_{g1}$ で表わすと

$$\Delta \tau_{g1} = \Delta \theta_{g1} / 2\pi f \quad (16)$$

$\Delta \tau_{g1}$ を小さくするには一個の整形パルスの電圧・時間積分値を小さくし n_m を大きく選べばよいことになる。

次段磁気増幅器はアナログ記憶による半周期遅延素子として動作する。次段の入力は直流電圧の大きさが一定で初段のゲートパルス幅が変化する。また次段の制御回路はトランジスタ T_8 と T_9 の直列回路よりなり T_9 の導通時(入力パルス印加時)と非導通時(入力パルスが印加されない時)の二つのモードに分けられる。この二つの相違点を除けば回路構成上初段と同様である。ここで次段の入力パルス幅と同じパルス幅の出力が一サンプリング期間遅れて発生するように各回路定数を決定してあるので、定常状態で、初段と次段の出力端子 $A-0$ と $G-0$ に発生するパルス幅の差および $B-0$ と $F-0$ に発生するパルス幅の差にも前述のように整形パルス 1 個分に相当するパルス幅の変動が生ずる。これも前述と同様にして小さくできる。

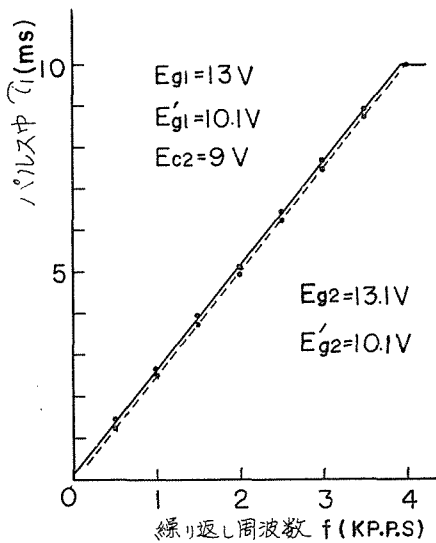
4. 一方向性入力形回路の実験的検討

電圧リセット形パルス整形回路に使用した磁心はセンドルタ、ボビン No.21, $0.025 \times 5 \text{ mm}$, 35 層巻でゲート巻線回数は $40T$, 出力巻線回数は $200T$ である。この回路の電源電圧 E_g が $6.5V$ のときで出力巻線端子に $10K\Omega$ を接続したときの整形パルスの高さは $29V$ で幅は $8 \mu s$ であり、一個の整形パルスの電圧・時間積分値は $232 \mu Vs$ である。

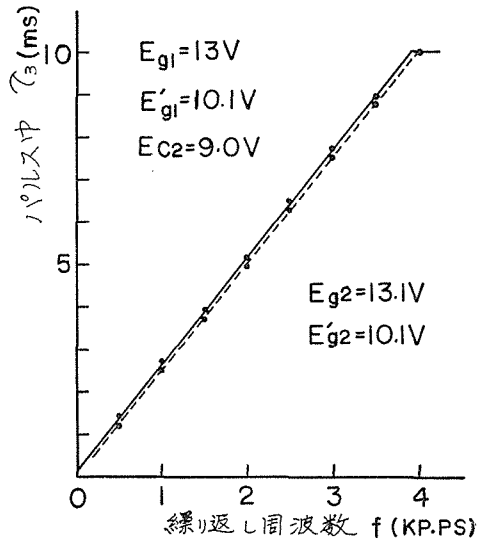
この整形回路の出力端子を第 1 図の入力として図示した極性に接続する。磁心 I がリセットされる半周期間に 1 個の整形パルスによってリセットされる有効磁束を $\Delta \Phi_{p1}$ とすれば実測の結果 $f \Delta \Phi_{p1} = 0.133 \text{ mV/T}$ がえられた。これは整形パルスによるリセット磁束からもどり磁束を差引いた磁束である。第 1 図のすべての巻線回数はすべて等しく $N_1 = 800T$ である。磁心 I ~ IV はセンドルタ, $0.025 \times 10 \times 25 \times 35 \text{ mm}$ トロイダル形を使用した。同図のトランジスタ $T_1 \sim T_8$ は $2SB82\text{C}$, T_9 と T_{10} は $2SD194$ である。ダイオード $r_1 \sim r_{10}$ は $SD21$ を使用した。

各段の出力端子 $C-0$, $J-0$, $D-0$ と $H-0$ を第 3 図の入力端子として図示した

ように接続すればこの負荷 R_L には各端子のパルス幅の差が現われる。それゆえ定常状態において整形パルスの繰り返し周波数を増加させても、各段の出力端子に発生されるパルスが等しくなるように回路定数を初めに調整しておく。



第6図 f - τ_1 特性



第7図 f - τ_3 特性

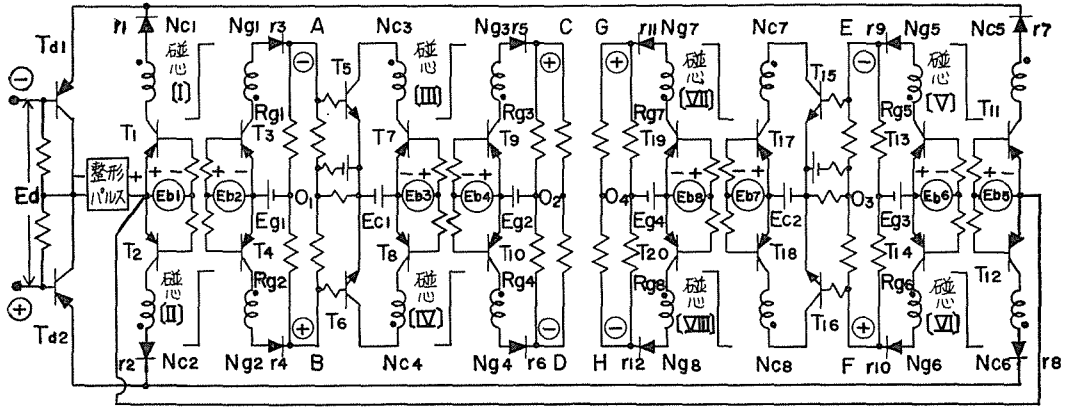
第6図は磁心Ⅰのゲート期間中出力 $C-0$ 端子に現われる整形パルスの繰り返し周波数に対するゲートパルス幅 τ_1 特性を示す。同図中点線はリセット半周期に含まれる整形パルスが1個だけ少ないときのパルス幅を示す。第7図は磁心Ⅲのゲート期間中出力 $H-0$ 端子に現われる整形パルスの繰り返し周波数に対するゲートパルス幅 τ_3 特性を第6図と同様に示す。

第4図の等価回路定数を求めると、 $R_{01}=14533.3\Omega$ 、 $i_{01}=0.0011A$ 、 $v_{f1}=0.212V$ 、 $v_{d1}=0.1V$ 、 $r_{a1}=146.2\Omega$ 、 $r_{h1}=211.8\Omega$ 、 $r_{d1}=49.6\Omega$ 、 $r_{f1}=2.1\Omega$ 、 $E_{g1}=13V$ 、 $E'_{g1}=10.1V$ これらの定数を使用し(8)式より i_{q1} を求め、実測値 $f\Delta\Phi_{p1}=0.133mV/T$ を(15)式に代入して $\Delta\theta_{g1}$ を求めこれを(16)式に代入すれば $\Delta\tau_{g1}=0.245ms$ がえられた。これが1個の整形パルスの増分による点弧角の変動分で $10ms$ に対し 2.45% の変動となる。実験値では $\Delta\tau_{g1}=0.22ms$ である。

5. 光電形回転計の出力により制御される二方向性入力形検出回路の動作原理

回転方向が反転すれば出力電圧の極性が反転する回転加速度検出回路を構成するため、磁気増幅器をプッシュプル接続し前述と同様にしてゲートパルス幅の差を検出すれば二方向性入力時の回転加速度⁽¹⁰⁾を検出することができる。この磁気増幅器を急しゅんな飽和特性を有する磁心を用いた電圧リセット形整形パルス回路によって構成される光電形回転計の出力で制御する場合の検出回路を第8図に示す。同図の制御回路に回転方向弁別用と

磁束リセット用およびゲート回路に逆耐電圧 100V のスイッチングトランジスタを接続すれば、各巻線に誘起する電圧による相互作用と転流現象による磁心のリセット起磁力変化が除去され、速応性磁気増幅器の動作が可能となる。光電形回転方向弁別回路⁽¹¹⁾の出力 E_d が時計方向回転時に第 8 図のスイッチングトランジスタ T_{d1} と T_{d2} の入力に図示し

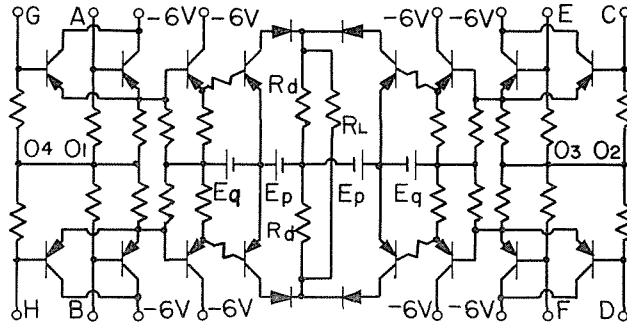


第 8 図 二方向性入力形回路

た極性に印加されるものとする。磁心 I ~ VIII の材質と大きさおよび各巻線数は一方向性入力形検出回路で使用したものすべて等しく、CMC もほとんど等しいものを選んだ。各トランジスタ $T_1 \sim T_{20}$ はすべてスイッチとして動作し $E_{b1} \sim E_{b8}$ はこのトランジスタ駆動用 50 c/s の矩形波電源電圧である。初段磁心 I, II, V と VI はパルス幅変調用磁心であり、次段磁心 III, IV, VII と VIII はアナログ記憶用磁心で遅延素子として動作する。入力整形パルスが第 8 図に示す極性に印加されるものとする。最初のサンプリング期間〔第 2 図の(0 ~ T)〕に各種電源の極性が図示した方向にあるものとすればトランジスタ T_1 と T_{d1} が導通し磁心 I が回転数に比例した磁束レベルまでリセットされる。一方トランジスタ T_{d2} は非導通で磁心 II はリセットされない。次のサンプリング期間 ($T \sim 2T$) には磁心 V のみが整形パルスでリセットされるが、磁心 I と II がゲート期間にある。しかし、磁心 II はリセットされないからこの全期間飽和状態にあるので、出力 B-A 端子には磁心 I が飽和するまで図示した極性に出力パルスが現われる。このパルス幅の期間にトランジスタ T_6 が導通し磁心 IV が直流電圧によってリセットされる。次のサンプリング期間 ($2T \sim 3T$) では、磁心 V がゲートされこれが飽和するまで出力 F-E 端子には図示した極性の出力パルスが現われる。このパルス幅の期間トランジスタ T_{16} が導通し磁心 VIII が直流電圧でリセットされる。同時にこのサンプリング期間 ($2T \sim 3T$) には磁心 III と IV がゲート期間にある。しかし、磁心 III はリセットされないからこの全期間飽和状態にあるので、出力 C-D 端子には磁心 IV が飽和するまで図示した極性に出力パルスが現われる。このパルス幅は B-A 端子に発生する出力パルス幅と等しくなるように回路定数を決定するが一サンプリング期間遅れる。次のサンプリング期間 ($3T \sim 4T$) では磁心 V が整形パルスでリセットされると同時に磁心 VII と VIII がゲート期間にある。しかし、磁心 VII はリセットされないからこの全期間飽和状態にあるので、出力 G-H 端子には磁心 VIII が飽和するまで図示した極性に出力パルスが現われる。このパルス幅は F-E 端子に発生する出力パルス幅と等しくなるように回路定数を決定するが一サンプリング期間遅れる。

回転方向が反転すれば、光電形回転方向弁別回路の出力電圧 E_d の極性が反転しトラン

ジスタ T_{a1} は非導通となり T_{a2} は導通する。最初のサンプリング期間 ($0 \sim T$) に各種電源の極性が図示したようにあるものとすれば、磁心Ⅱが整形パルスでリセットされる。次のサンプリング期間 ($T \sim 2T$) には磁心Ⅰが整形パルスでリセットされると同時に磁心ⅠとⅡがゲート期間にある。前述と同様にして出力 $A-B$ 端子に発生する出力パルス電圧の極性も反転する。以下同様にして、 $C-D$ 、 $F-E$ および $G-H$ 端子に発生する出力パルス電圧の極性も反転する。



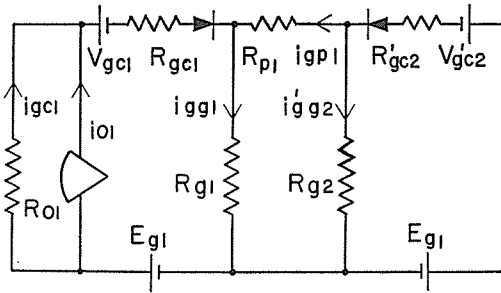
第9図 トランジスタ出力回路

第9図は各出力端子のゲートパルス幅の差を検出する二方向性入力形出力回路を示す。第8図の初段と次段の出力端子 $A-B$ 、 $C-D$ 、 $E-F$ および $G-H$ を第9図の入力端子として同図に示したように接続すれば、 $A-B$ と $G-H$ 端子に発生する出力パルス幅の差と $E-F$ と $C-D$ 端子に発生する出力パルス幅の差を検出し、その出力をそれぞれトランジスタエミッタホロウ回路を介してトランジスタ差動回路で増幅される。時計方向回転時で回転数が過渡的に増加する場合（増分を正とする）、各段の出力端子は図示した極性の出力パルスが発生するので、第9図の負荷 R_L には図示した極性の差のパルスが現われる。同じ回転方向で回転数が過渡的に減少する場合（増分を負とする）には負荷 R_L には図示とは反対極性の差のパルスが発生する。次に回転方向が反転し過渡的に回転数が増加する場合（増分を負とする）には各段の出力端子に図示とは反対極性の出力パルスが発生するので、同図の負荷 R_L には図示とは反対極性の差のパルスが発生する。また同じ回転方向で回転数が過渡的に減少する場合（増分を正とする）には負荷 R_L には図示した極性の差のパルスが発生する。即ち回転速度の変化分がパルス幅の差として検出できる。

第8図のそれぞれ次段の入力であるスイッチングトランジスタ T_5 と T_6 および T_{15} と T_{16} の共通バイアス抵抗と直流電源電圧により、それぞれ両トランジスタのベースに負のバイアスをかけ、無入力時には非導通しておく。

6. 二方向性入力形回路の点弧角

一方向性入力形回路と同様に半周期間に含まれる整形パルスの数 n によって次のゲート半周期の点弧角が変動する場合がある。 n 個の整形パルスによる有効リセット磁束 $\Delta\Phi_{r1}$ と1個の整形パルスによる有効磁束 $\Delta\Phi_{p1}$ の間に(4)式と同様な関係が成り立つ



第10図 磁心 I のゲート期間中未飽和時の等価回路

された T_3 と r_3 の静特性曲線に接線を引き等価逆起電力を V_{gc1} 、その等価順方向抵抗と磁心 I のゲート巻線抵抗の和を R_{gc1} とする。 R_{p1} は端子 A-B 間の合成抵抗である。また、 R_{g1} および R_{g2} は磁心 I および II のゲート回路の分割抵抗である。磁心 II の巻線に流れる電流を $E_{g1}(R_{g1}+R_{p1}+R_{g2})/R_{g2}(R_{g1}+R_{p1})$ と近似して、その点を満足する直列接続された T_4 と r_4 の静特性曲線に接線を引き等価逆起電力を V'_{gc2} 、その等価順方向と磁心 II のゲート巻線抵抗の和を R'_{gc2} とする。

同図の等価回路より回路方程式をたてれば次式となる。

$$E_{g1} = R_{01}i_{gc1} + R_{gc1}(i_{gc1} + i_{01}) + R_{g1}i_{gg1} + V_{gc1} \quad (17)$$

$$0 = R_{g1}i_{gg1} + R_{p1}i_{gp1} - R_{g2}i'_{gg2} \quad (18)$$

$$E_{g1} = R'_{gc2}(i_{gp1} + i'_{gg2}) + R_{g2}i'_{gg2} + V'_{gc2} \quad (19)$$

$$i_{gg1} = i_{gc1} + i_{01} + i_{gp1} \quad (20)$$

上式より i_{gc1} を求めれば次式となる。

$$i_{gc1} = \frac{1}{B} \left[\left(\frac{A}{R_{g1}} - 1 \right) E_{g1} + V'_{gc2} - \frac{A}{R_{g1}} V_{gc1} - \left\{ \frac{R_{gc1}}{R_{g1}} A + \left(1 + \frac{R_{p1}}{R_{g2}} \right) R'_{gc2} + R_{p1} \right\} i_{01} \right] \quad (21)$$

ただし

$$A = \left\{ \left(1 + \frac{R_{p1}}{R_{g2}} \right) R'_{gc2} + R_{p1} \right\} + \frac{R_{g1}}{R_{g2}} (R'_{gc2} + R_2)$$

$$B = \left\{ \left(1 + \frac{R_{p1}}{R_{g2}} \right) R'_{gc2} + R_{p1} \right\} + \frac{A}{R_{g1}} (R_{01} + R_{gc1})$$

磁心 I の飽和残留磁束 $\Delta\Phi_{ds1}$ 、有効リセット磁束 $\Delta\Phi_{dr1}$ およびゲート磁束 $\Delta\Phi_{dg1}$ の間には (9) 式と同様の関係が成立するものとする。ここで磁心 I のゲート時の点弧角を θ_{dg1} とすれば、一方向性入力形回路の場合と同様にして次式が成り立つ

$$N_1 \Delta\Phi_{ds1} + N_1 \Delta\Phi_{dr1} = -\frac{1}{\omega} \int_0^{\theta_{dg1}} R_{01} \cdot i_{gc1} d\theta \quad (22)$$

ゲートパルス幅を τ_{dg1} で表わせば次式となり、これが出力 A-B 端子に現われる。

$$\tau_{dg1} = \theta_{dg1} / 2\pi f \quad (23)$$

定常状態で、あるサンプリング期間に含まれる整形パルス数が1個だけ増加した場合、1個の整形パルスによるリセット磁束の増加分を $\Delta\Phi_{dp1}$ 、この場合の点弧角の増加分を $\Delta\theta_{dg1}$ で表わせば次式が成り立つ

$$\omega N_1 \Delta\Phi_{ds1} + \omega N_1 (n+1) \Delta\Phi_{dp1} = R_{01} i_{gc1} (\theta_{dg1} + \Delta\theta_{dg1}) \quad (24)$$

(24) 式より変化分のみを式で示せば次式となる。

$$\omega N_1 \Delta\Phi_{dp1} = R_{01} i_{gc1} \Delta\theta_{dg1} \quad (25)$$

ゲートパルス幅の変化分を $\Delta\tau_{dg1}$ で表わすと

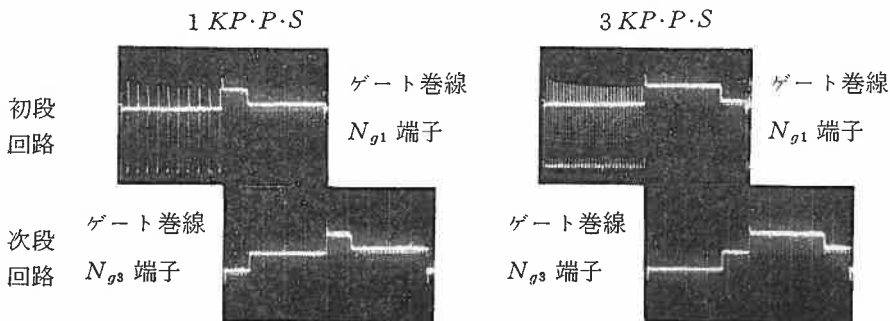
$$\Delta\tau_{dg1} = \Delta\theta_{dg1} / 2\pi f \quad (26)$$

ここで、 $\Delta\tau_{dg1}$ を小さくするには一方向性入力形回路と同様に1個の整形パルスの電圧・時間積分値を小さくし最大リセット磁束量に相当するこのパルス数 n_m を大きく選べばよいことがわかる。

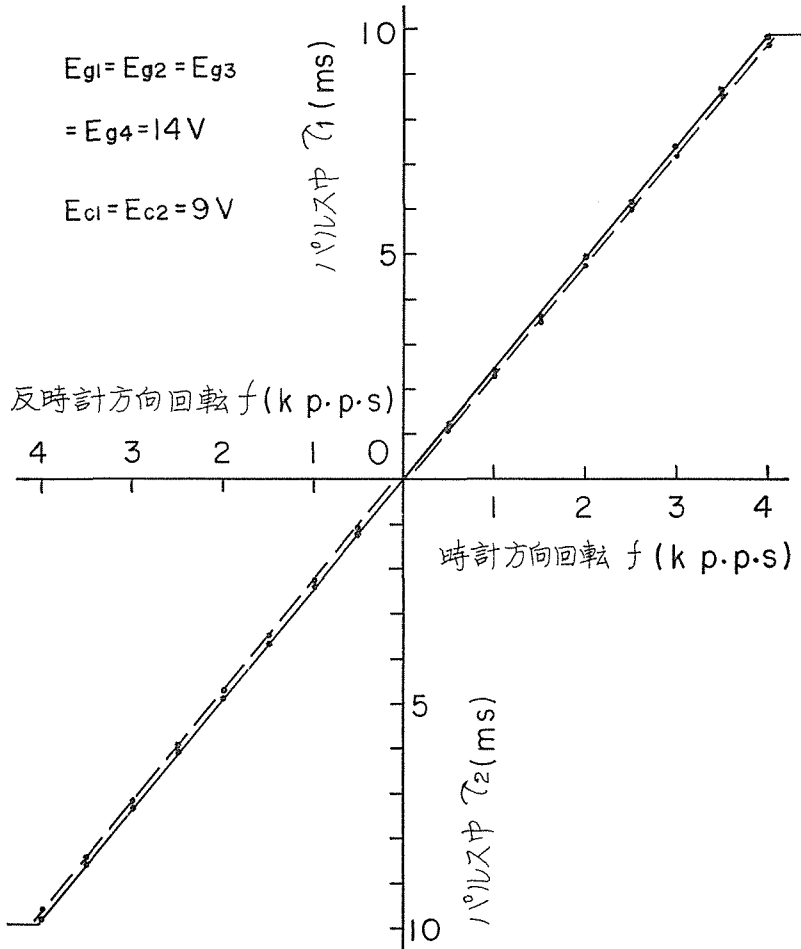
7. 二方向性入力形回路の実験的検討

電圧リセット形パルス整形回路の磁心、巻線回数および電源電圧は一方向性入力形回路に使用したものと同じで出力巻線端子に $10K\Omega$ を接続したときの整形パルスの高さは $29V$ で幅は $8\mu s$ であり、1個の整形パルスの電圧・時間積分値は $232\mu Vs$ である。この整形回路の出力端子を第8図の入力として図示した極性に接続する。磁心Iがリセットされる半周期間に1個の整形パルスによってリセットされる有効磁束を $\Delta\Phi_{dp1}$ とすれば実測の結果 $f \Delta\Phi_{dp1} = 0.133 mV/T$ がえられた。 $N_1 = 800 T$ 、磁心I~VIIIはセンデルタ、 $0.025 \times 10 \times 25 \times 35mm$ トロイダル形を使用した。同図のトランジスタ $T_1 \sim T_4$ 、 $T_7 \sim T_{10}$ 、 $T_{11} \sim T_{14}$ 、 T_{d1} および T_{d2} は $2SB82\textcircled{C}$ 、 T_5 、 T_6 、 T_{15} と T_{16} は $2SD194$ を使用した。ダイオード $r_1 \sim r_{12}$ は $SD21$ を使用した。定常状態において、時計方向回転および反時計方向回転の場合にも整形パルスの繰り返し周波数を増加させても、各段の出力端子に発生されるパルス幅が等しくなるように初めに回路定数を調整しておく。

第11図は整形パルスの繰り返し周波数 $1k \cdot p \cdot s$ および $3k \cdot p \cdot s$ における初段回路のゲート巻線 N_{g1} 端子および次段回路のゲート巻線 N_{g3} 端子のオシログラム波形を示す。



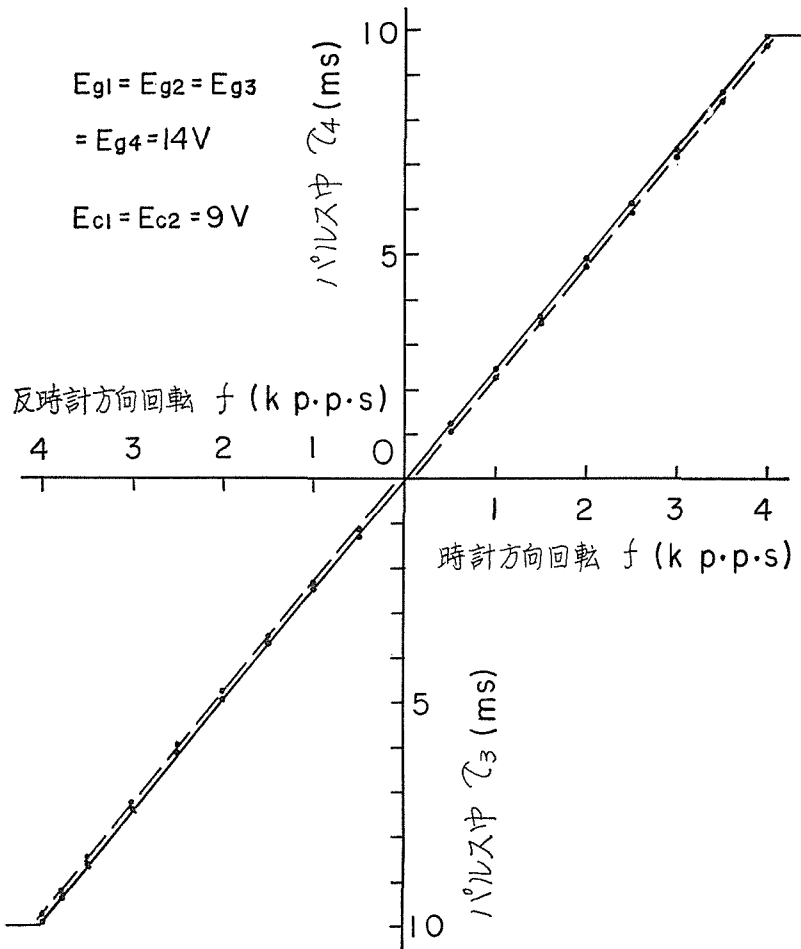
第11図 ゲート巻線波形



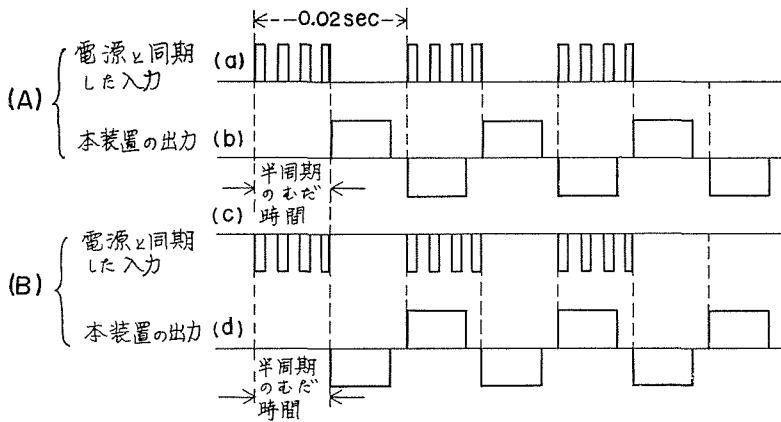
第12図 制御特性 (初段回路)

時計方向回転時には磁心 I がリセットされ、次のゲート期間中出力 $B-A$ 端子に現われる整形パルスの繰り返し周波数に対するゲートパルス幅 τ_1 特性および反時計方向回転時には磁心 II がリセットされ、次のゲート期間中出力 $A-B$ 端子に現われる同様なゲートパルス幅 τ_2 特性を第12図に示す。第13図は次段回路の両回転方向の繰り返し周波数に対する磁心 IV および III のゲート期間に出力 $C-D$ 端子に現われるゲートパルス幅 τ_4 および τ_3 を同様に示す。

第10図の等価回路定数を求めると $R_{o1} = 14533.3\Omega$, $i_{o1} = 0.0011A$, $V_{gc1} = 0.05V$, $R_{gc1} = 67.3\Omega$, $R_{g1} = 148.1\Omega$, $R_{p1} = 183.6\Omega$, $R_{g2} = 148.2\Omega$, $R'_{gc2} = 26.3\Omega$, $V'_{gc2} = 0.24V$, $E_{g1} = 14V$, これらの定数を使用して(21)式より i_{gc1} を求め、実測値 $f\Delta\Phi_{dp1}$ を(25)式に代入して $\Delta\theta_{dg1}$ を求める。これを(26)式に代入すれば $\Delta\tau_{dg1} = 0.241ms$ がえられた。これが1個の整形パルスの増分による点弧角の変動分で $10ms$ に対して 2.41% の変動となる。実験値では $\Delta\tau_{dg1} = 0.22ms$ である。

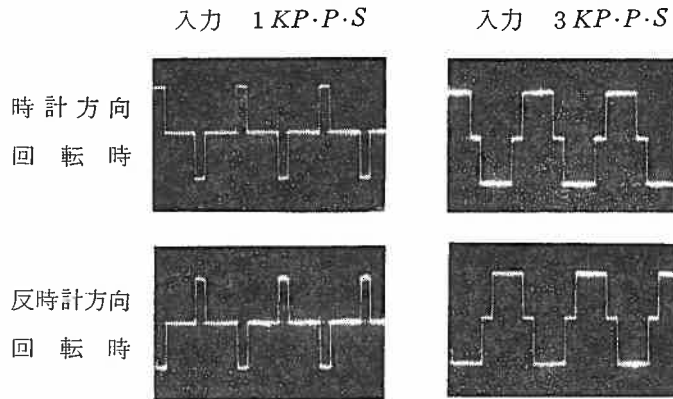


第13図 制御特性（次段回路）



第14図 応答波形

第14図(A)は時計方向回転時に繰り返し周波数一定の整形パルスが磁気増幅器駆動用電源と同期した周波数で半周期ごとにスイッチングされた信号(同図(a))を入力とした場合の本装置の出力(第9図の負荷 R_L)の応答波形(同図(b))を示すものであり、同図(B)は反時計方向回転時における同様な入力信号(同図(c))に対する本装置の出力応答波形(同図(d))を示す。



第15図 応答波形のオシログラフ

第15図は繰り返し周波数 $1\text{kp}\cdot\text{p}\cdot\text{s}$ および $3\text{kp}\cdot\text{p}\cdot\text{s}$ 一定の整形パルスを磁気増幅器駆動用電源と同期した周波数で半周期ごとにスイッチングされた信号を入力とした場合、時計方向および反時計方向回転時における本装置の応答出力のオシログラフ波形を示す。磁気増幅器固有の交流電源の半周期のむだ時間だけの遅れとなる。時計方向回転時のみの出力応答波形を考えれば一方向性入力形のそれと同じである。

8. 結 言

これまで、光電形回転計の出力で制御される加速度を検出する一方向性入力形および二方向性入力形回路構成法について述べた。また、スイッチングトランジスタ駆動用電源の半周期に含まれる整形パルスの数 n によってゲート半周期の点弧角が変動する場合のあることを指摘した。しかし、1個の整形パルスの電圧・時間積分値を小さくし最大リセット磁束量に相当するこのパルス数を大きくすれば点弧角の変動にともなう測定誤差は小さくできる。

電動機の最終回転速度が決まると、回転速度が低くなればなるほど、その時の回転速度に対する誤差は相対的に大きくなるが、これもパルス数を適当に選ぶことにより緩和できる。特に回転あたり6,000パルスを発生する光電形ピックアップを使用すれば、毎秒1回転あたりの繰り返し周波数は $6\text{kp}\cdot\text{p}\cdot\text{s}$ となり、きわめて低速回転での速度の変化分も検出できる長所がある。

励磁アンペア回数の比較的小さな磁心を使用し、各巻線回数もすべて等しく巻線回数も

多いため、各巻線に流れる励磁電流も少ないので制御特性に与える励磁電流の影響も無視できる程小さい。そのため二方向性入力形の場合では特にバイアス巻線をほどこさなくてもよい。二方向性入力形回路はプッシュプル磁気増幅回路方式を採用しているので磁心の飽和残留磁束の影響もほとんど相殺されてしまうので、初段磁心の飽和残留磁束による次段磁心のリセットは無視できる。終りに親しく御指導賜わっている東北大学菊地正教授に深謝する。

文 献

- (1) G. F. Pittman : Trans Amer. Inst. Elect. Engrs, 74, Pt. 1, 54 (1955)
- (2) 志田・菊地 : 電学誌84, 1946 (昭39)
- (3) D. H. Shoafer : Trans Amer. Inst. Elect. Engrs, 74, Pt. 1 (1955)
- (4) 菊地・小西 : 自動制御連合講演会 第7回203 (昭39)
- (5) 菊地・乳井 : 東北大学電通談話会記録 30, 1 (昭36-3)
- (6) 大内 : 電学誌 85, 863 (昭40-5)
- (7) 菊地・稲葉 : 東北大学電通談話会記録 31, 2 (昭37-6)
- (8) 村上・菊地 : 電学誌78, 571 (昭33-5)
- (9) 許・菊地 : 東北大学電通談話会記録 33, 1 (March, 1964)
- (10) 大内・福寿・鈴木 : 電気四学会連大 688 (昭42)
- (11) 大内・福寿・鈴木 : 東北支部連大 4 B-15 (昭38)

Magnetic Amplifier Controlled by the Output of Photoelectric Tachometer for Detecting Acceleration (Static Characteristics)

Mitsunori FUKUJU, Takao OUCHI and
Haruo SUZUKI

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering

Since the photoelectric pickups which generate 6000 pulses for one revolution have been on the market, greater accuracy of low-speed measurements has been obtained using digital tachometers.

The photoelectric tachometer which employs a magnetic core having very sharp saturation characteristic has recently been utilized as a method of detecting the rotating speed of motors.

In case that the first stage magnetic amplifier which acts as a pulse-width modulator is controlled by the output of photoelectric tachometer using this core, if the pulse voltage is applied directly to the magnetic amplifier under moderate consideration, the gate output pulse-width of the first stage circuit varies in proportion to the rotating speed, while the second stage circuit acts as an analog memory element. It is possible to convert the variation of very low rotating speed into the difference of pulse-width; to detect high-sensitively rotating acceleration if the difference between the gate pulse-widths of the first and the second stages is detected. In addition, since the magnetic amplifier has inherently a half-cycle dead time, a fast-response magnetic amplifier can be realized.