

全波出力形回転速度検出用磁気増巾器の伝達函数

大内 隆夫・福寿 三典・鈴木 春男

工学部電気工学科

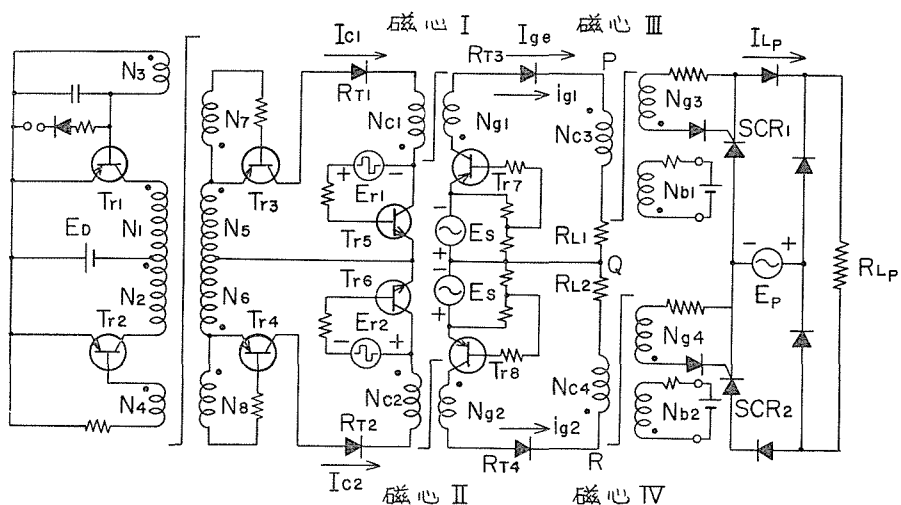
1. 緒 言

これまで、光電形回転速度検出用磁気増巾器の種々の回路方式について報告⁽¹⁾してきた。これらは、回転あたり発生するパルス数を適当に選べば、広範囲の速度変化に対しても直線性が良好で回転速度を磁気増巾器の出力平均電流に変換することができる。この回路方式は磁気増巾器またはシリコン制御整流器 (SCR) 回路との多段接続を行ない電動機
の速度制御などにも応用できる。

電磁式ピックアップおよび標準信号とからビート回路を構成し、これを用いて全波出力形回転速度検出磁気増巾器と全波ブリッジ形 SCR 回路とを多段接続して直流電動機の速度制御を行なった。無制御で全負荷時の回転速度変化は $360r.p.m$ であるが、制御すれば $15r.p.m$ の変化におさえることができ、回転速度の応答時間は 0.17 秒が得られた。ここではこれらの制御系の動的特性を論ずるためにも、前述の全波出力形回転速度検出用磁気増巾器を制御系の一つの素子として、この動的特性をブロック線図で表わし伝達函数を求める。さらに近似的にこのブロック線図を SCR 回路にまで拡張できることを明らかにした。

2. 全波出力回路構成および動作原理

第 1 図に全波出力磁気増巾器と全波ブリッジ形 SCR 回路の多段接続回路を示す。 E_{r1} , E_{r2} , E_s および E_p は共に同期した $50c/s$ で同図に示した極性の半周期動作について考え



第 1 図 全波出力形回転速度検出用磁気増巾器と SCR 回路

る。スイッチングトランジスタ T_{r5} と T_{r8} が導通し、 T_{r6} と T_{r7} は非導通となると磁心Ⅰが回転数に比例した整形パルスでリセットされ、磁心Ⅱがゲートされる。飽和と同時に N_{c4} 巻線に電圧が印加され磁心Ⅳがゲートされる。このさい N_{g4} 巻線にはパルス電圧が誘起し、 SCR_2 が点弧される。磁心Ⅳが飽和と同時にリセット巻線 N_{b2} に流れる電流によってリセットされる。磁心ⅢとⅣとは SCR_1 と SCR_2 との点弧用パルスを発生⁽²⁾させるためのものである。ここで、励磁電流の小さな磁心を選び N_{c4} 巻線に吸収される電圧－時間積分値が小さくなるようにその巻線回数を選べば、磁気増巾器と SCR の点弧時点の位相差を小さくできる。次の半周期には磁心ⅠとⅡの動作が入れかわるだけである。磁心ⅠとⅡのゲートおよびリセット時における変圧器作用による誘起起電力はスイッチングトランジスタ $T_{r5} \sim T_{r8}$ によって抑制される。

3. 全波出力形回転速度検出用磁気増巾器のブロック線図

ブロック線図をつくる場合、ここでは次のような仮定を行なった。

i) 磁気増巾器の制御および出力巻線に接続せられたスイッチングトランジスタの開特性は理想的なものとし、変圧器作用による入出力巻線相互の干渉は無視するものとする。従来の磁気増巾器に見られる転流電流による磁心の入力側に対する正帰還作用が除去されるため、2個の独立した半波回路と等価とした。

ii) 磁気増巾器電源電圧 E_s (50c/s) の半周期に含まれる整形パルスの数 n は整形パルス巾が E_s の半周期よりきわめて小さければ、大別して次の2通りが考えられている。

整形パルスの繰り返し周波数が電源電圧 E_s 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 [KP・P・S] との間には次の関係が成り立つ

$$n = \frac{1000 f_p}{100} \dots\dots\dots (a)$$

繰り返し周波数が Δf_p だけ変化すれば次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} n \pm \Delta n &= \frac{1000 (f_p \pm \Delta f_p)}{100} = 10 f_p \pm 10 \Delta f_p \\ \Delta n &= 10 \Delta f_p = n_0 \pm \eta \quad 1 > \eta \geq 0, \quad n_0 = 1, 2, \dots \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (b)$$

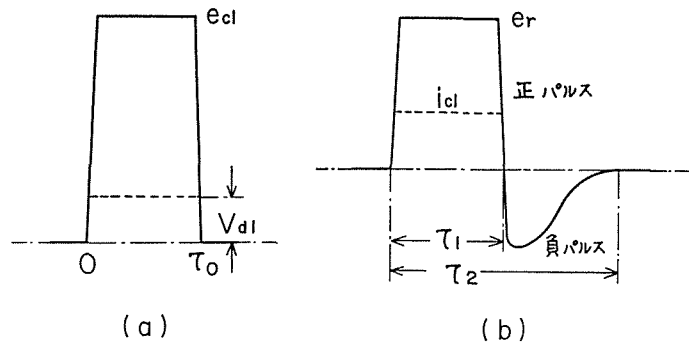
$1 > \eta > 0$ の場合には各半周期に含まれる整形パルス数は $n \pm n_0$ と $n \pm n_0 - 1$ とが周期的に繰り返されこの両者の差は1となり、リセット磁束量に差 $\Delta \phi_d$ が生ずる。

いま最大リセット磁束量に相当するこのパルス数を n_m とすれば最大リセット磁束量と上記の $\Delta \phi_d$ の比は $1/n_m$ となるが、整形パルスの電圧－時間積分値を小さくし n_m を大きく選べばこの誤差を小さくできる。ここでは n と f_p との間に (a) 式が成立するものと仮定して解析する。

iii) パルスでリセットを行なえば磁心のもどり電圧および巻線容量などによって、リセット巻線には整形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どのもどりパルスの電圧－時間積分値も一定と仮定する。この仮定は、この回路方式では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には負帰還作用があるのでこれらを新たに考慮した。

〈3.1〉 リセット半周期

パルス整形回路出力巻線 N_s 両端の正のパルス波形の瞬時値を e_{c1} とする〔第2図(a)〕。トランジスタ T_{r3} , T_{r5} とダイオード R_{r1} の直列回路の順方向電圧降下を V_{d1} とし、制御巻線抵抗を含めた制御等価抵抗を R_c とする。このパルスが制御巻線 N_{c1} に印加される



第2図 (a) 一個の整形パルス電源波形
(b) 一個のリセット巻線パルス波形

と第2図(b)のリセット波形となる。このリセット電圧の瞬時値を e_r とする。この波形の正の部分は整形パルスが印加されたことによるものでこのとき N_{c1} と鎖交する磁束を ϕ_{r1} とし、負の部分は磁心のもどり電圧および巻線容量などによって生ずるものでこのとき N_{c1} と鎖交する磁束を ϕ_{r2} とする。ここで磁心 I のリセット半周期に 1 個の整形パルスに対する制御回路の式は次のようになる。

$$e_{c1} = V_{d1} + i_{c1}R_c + N_{c1} \frac{d\phi_{r1}}{dt} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$e_r = N_{c1} \frac{d\phi_{r1}}{dt} - N_{c1} \frac{d\phi_{r2}}{dt} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$\omega = 2\pi f$, $f = 50 \text{ c/s}$ とすれば、前述の仮定(b)により、 e_{c1} , i_{c1} と V_{d1} を半周期平均値の式で表わせば

$$\left. \begin{aligned} E_c &= \frac{n\omega}{\pi} \int_0^{\tau_0} e_{c1} dt \\ I_c &= \frac{n\omega}{\pi} \int_0^{\tau_1} i_{c1} dt \\ E_d &= \frac{n\omega}{\pi} \int_0^{\tau_0} V_{d1} dt \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

となる。

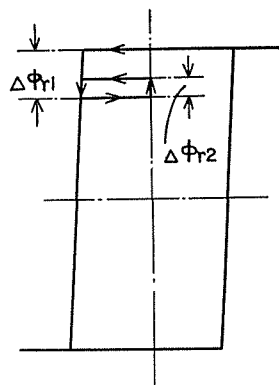
(3) 式の E_c と繰り返し周波数 f_p [KP.P.S] との間には近似的に次の式で表わされる。

$$E_c = K_o f_p \quad \dots\dots\dots (4)$$

一つの整形パルスによってリセットされる磁束変化量は第3図に示すごとく $\Delta\phi_{r1}$, $\Delta\phi_{r2}$ とすると、リセット電圧の半周期平均値 E_r は

$$\begin{aligned}
 E_r &= \frac{n\omega N_{c1}}{\pi} \int_0^{\tau_2} e_r dt \\
 &= \frac{n\omega N_{c1}}{\pi} \int_0^{\tau_1} \frac{d\phi_{r1}}{dt} dt - \frac{n\omega N_{c1}}{\pi} \int_{\tau_1}^{\tau_2} \frac{d\phi_{r2}}{dt} dt \\
 &= 2fnN_{c1} [\Delta\phi_{r1} - \Delta\phi_{r2}] \\
 &= 2fnN_{c1}\Delta\phi_r \dots\dots\dots (5)
 \end{aligned}$$

但し $\Delta\phi_r = \Delta\phi_{r1} - \Delta\phi_{r2}$



第3図 磁心の理想的 B-H 曲線

となる。

(1) と (2) 式を半周期平均値の式で表わせれば

$$\begin{aligned}
 E_c - E_d &= I_c R_c + 2fn N_{c1} \Delta\phi_{r1} \\
 &= I_c R_c + E_r + 2fn N_{c1} \Delta\phi_{r2} \dots\dots (6)
 \end{aligned}$$

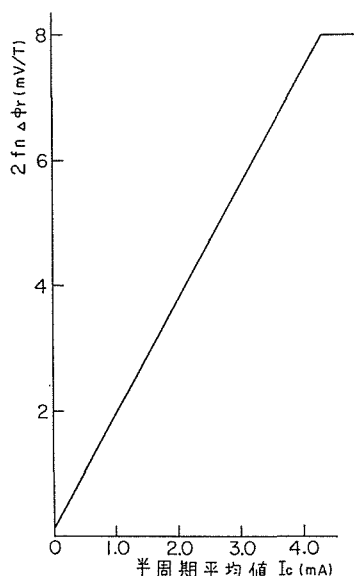
となる。

第一図の N_s 巻線端の一つの整形パルスの電圧-時間積分値を E_{c0} とし第2図 (a) の V_{d1} によって減少されるその値を E_{d0} とすれば、

$$\left. \begin{aligned}
 E_{c0} &= \int_0^{\tau_0} e_{c1} dt \\
 E_{d0} &= \int_0^{\tau_0} V_{d1} dt
 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

ここで $\frac{E_{d0}}{E_{c0}} = \delta$ とすれば $\dots\dots\dots (7)'$

$$E_c - E_d = E_c (1 - \delta) \dots\dots\dots (8)$$



第4図 パルスリセット時の磁束制御特性

となる。

リセット期間中の半周期制御電流平均値と磁束リセット量との関係を示す曲線を磁束制御特性と呼ぶ。第4図は動作状態における磁心 I の磁束制御特性を磁束電圧計で測定したものである。この特性の直線の傾斜よりパルスリセット時の等価磁心抵抗 R_{p0} を求めることができ次のようになる。

$$R_{p0} = \frac{2fn\Delta\phi_r}{I_c} \times N_c \dots\dots\dots (9)$$

$$E_r = 2fn \Delta\phi_r N_{c1} = R_{p0} I_c \dots\dots (10)$$

次に第2図 (b) の正、負パルスのリセット半周期平均電圧を次の如く定義する。

$$\left. \begin{aligned}
 E_{r0} &= \frac{n\omega}{\pi} \int_0^{\tau_1} e_r dt \\
 E_{b0} &= \frac{n\omega}{\pi} \int_{\tau_1}^{\tau_2} e_r dt
 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

(5) と (11) 式から

$$\frac{E_{bo}}{E_r - E_{bo}} = \gamma \quad \dots\dots\dots (11)'$$

(5), (6) と (11)' 式から $2fn N_{c1} \Delta\phi_{r2}$ は次式のように表わされる。

$$2fn N_c \Delta\phi_{r2} = \gamma E_r \quad \dots\dots\dots (12)$$

ここで (8), (10) と (12) 式を (6) 式に代入すれば次の式が得られる。

$$E_c (1 - \delta) = \left(1 + \frac{R_c}{R_{p0}} + \gamma \right) E_r \quad \dots\dots\dots (13)$$

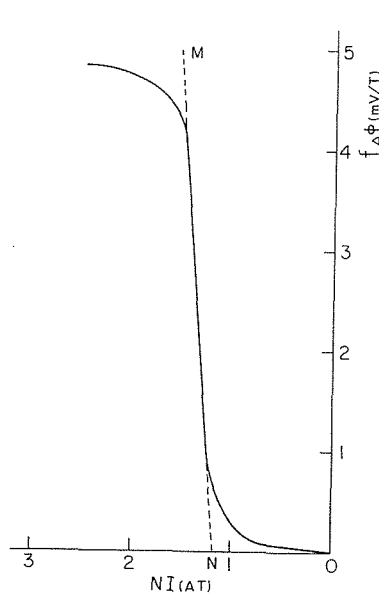
次のリセット磁束量とゲート磁束量との間には半周期の時間遅れがあるから、リセット半周期平均電圧 E_r をゲート側に換算した値を E_g とすれば次式が成り立つ

$$E_g = \frac{E_{g1}}{N_{c1}} E_r \times e^{-sT} \quad \dots\dots\dots (14)$$

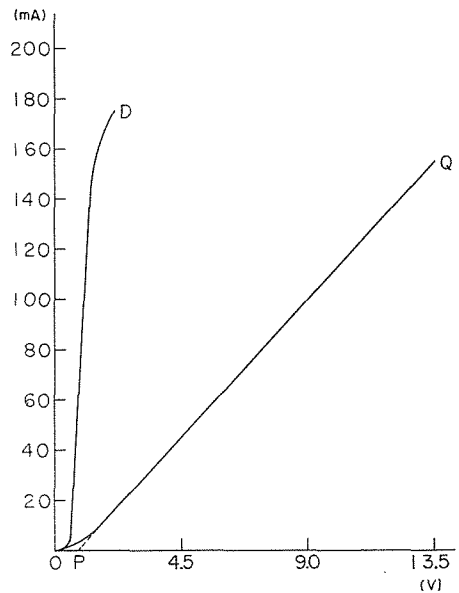
但し、 T = 半周期の時間とする。

〈3.2〉 ゲート半周期

ゲート半周期には $50c/s$ の正弦波電圧によって磁束レベルが変化するので、定電流リセットによる磁束制御特性 ($C.M.C$ と呼ぶ) を用いて解析することができる。第5図は磁心 I の $C.M.C$ を示す。同図より起磁力 ON に相当する励磁電流を I_0 とし、 NM 直線の傾斜より求めた磁心の等価抵抗を R_0 とする。また第1図のスイッチングトランジスタ T_{r7} とダイオード R_{T3} の直列回路の順方向電圧電流特性曲線を第6図の OD 曲線に示し、負荷抵抗、巻線抵抗および T_{r7} と R_{T3} の直列回路の抵抗を含む全等価抵抗を示す曲線が同図中の OQ 曲線である。これを二つの折線近似で示し $OP = V_d'$, PQ の傾斜より求めたゲート回路の全等価抵抗を R'_L とすると磁心 I のゲート回路の等価回路⁽³⁾ は第7図



第5図 磁心 I の制御磁化曲線



第6図 等価抵抗曲線

に示すごとくなる。この回路よりゲート時に磁心に吸収される電圧は次式のようになる。但し磁気増巾器電源 E_s の最大値を E_{ms} とする。

$$iR_0 = \frac{R_0 (E_{ms} \sin \omega t - I_0 R'_L - V_{d'})}{R_0 + R'_L} \dots\dots\dots (15)$$

ゲート半周期の間に ゲートされる磁束量は電圧－時間積分値で表わされるから、 $\omega t = \theta$ とおけば次式で表わされる。

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega} \int_0^{\theta_f} i R_0 d\theta &= \frac{1}{\omega} \int_0^{\theta_f} \frac{R_0 (E_{ms} \sin \theta - I_0 R'_L - V_{d'})}{R_0 + R'_L} d\theta \\ &= \frac{1}{\omega} \frac{R_0}{R_0 + R'_L} \left\{ E_{ms} (1 - \cos \theta_f) - (V_{d'} + I_0 R'_L) \theta_f \right\} \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

但し θ_f は磁心の点弧角とする。

磁心 I の負荷電流半周期平均値 I_{ge} は

$$\begin{aligned} I_{ge} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_f} \frac{(E_{ms} \sin \theta - I_0 R'_L - V_{d'})}{R_0 + R'_L} d\theta + \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_f} I_0 d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\theta_f}^{\pi} \frac{1}{R'_L} (E_{ms} \sin \theta - V_{d'}) d\theta \\ &= \frac{1}{\pi (R_0 + R'_L)} \left\{ E_{ms} (1 - \cos \theta_f) - (V_{d'} + I_0 R'_L) \theta_f \right\} \\ &\quad + \frac{I_0 \theta_f}{\pi} + \frac{1}{\pi R'_L} \left\{ E_{ms} (1 + \cos \theta_f) - V_{d'} (\pi - \theta_f) \right\} \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

となる。

ここで飽残留磁束量が無視すれば、リセット磁束量をゲート側に換算した値 $(\pi/\omega) E_g$ はゲート磁束量と等しいから (16) 式から次の関係が得られる。

$$\frac{\pi}{\omega} E_g = \frac{1}{\omega} \frac{R_0}{R_0 + R'_L} \left\{ E_{ms} (1 - \cos \theta_f) - (V_{d'} + I_0 R'_L) \theta_f \right\} \dots\dots\dots (18)$$

電源電圧 E_s の平均値を E_a とすると E_{ms} と E_a の間には $2/\pi E_{ms} = E_a$ の関係があるから (17) と (18) 式から

$$I_{ge} = \frac{1}{R'_L} \left\{ E_a - E_g - V_{d'} \right\} \dots\dots\dots (19)$$

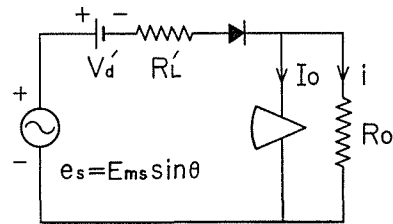
が得られる。

負荷抵抗を R_{L1} とし、 $R'_L = R_{L1} + R_g'$ とおくと負荷電圧の平均値 E_L は

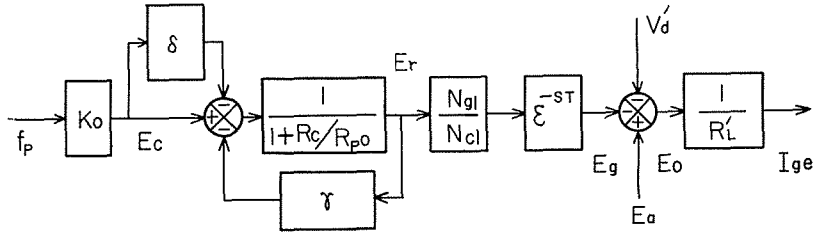
$$E_L = I_{ge} R_{L1} \dots\dots\dots (20)$$

〈3.3〉 総合ブロック線図

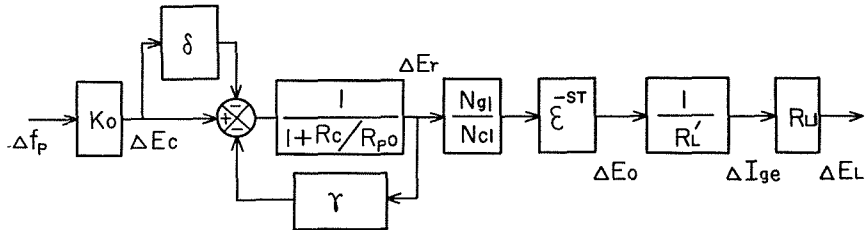
パルスリセット時のこの磁気増巾器の総合ブロック線図は (4), (6), (8), (12), (14) と (19) 式から第8図のように示すことができる。



第7図 等価ゲート回路



第 8 図 検出用磁気増巾器のブロック線図



第 9 図 繰り返し周波数の変化分に対する
検出用磁気増巾器のブロック線図

即ち 回転速度検出用磁気増巾器は半周期のむだ時間要素を含む系で表わすことができる。次に繰り返し周波数の変化量 Δf_p に対するブロック線図は第 9 図となる。この図から繰り返し周波数の変化分に対する出力電流の変化分の伝達函数は次式で表わされる。

$$\left| \frac{\Delta I_{ge}}{\Delta f_p} \right| = \left| \frac{K_o (1 - \delta) \frac{1}{R'_L} \cdot \frac{N_g}{N_c}}{1 + \gamma + \frac{R_c}{R_{p0}}} \right| \epsilon^{-ST} \dots\dots\dots (21)$$

但し $-\Delta E_g = \Delta E_o$ と定義する。

繰り返し周波数の変化分に対する負荷電圧の変化分の伝達函数は次式で表わされる。

$$\left| \frac{\Delta E_L}{\Delta f_p} \right| = \left| \frac{K_o \frac{R_{L1}}{R'_L} (1 - \delta) \frac{N_g}{N_c}}{1 + \gamma + \frac{R_c}{R_{p0}}} \right| \epsilon^{-ST} \dots\dots\dots (22)$$

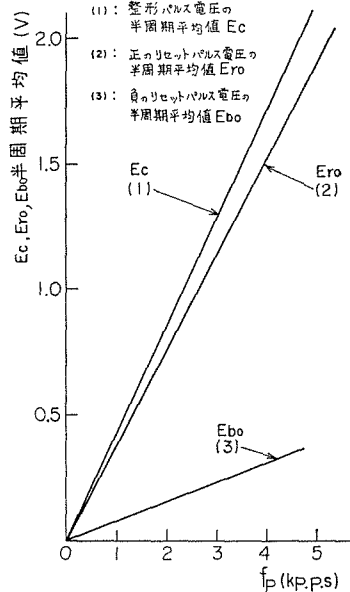
〈3.4〉 実験結果

パルス整形回路電源 $E_D = 5.5V$ としたとき N_s と N_g 巻線端の一つの整形パルスの電圧－時間積分値は $E_{co} = 430\mu Vs$ である。トランジスタ T_{rs} , T_{rs} とダイオード R_{T1} の直列回路の順方向電圧電流特性から $V_{d1} = 0.5V$, $R_c = 13\Omega$ が得られる。この V_{d1} によって一つの整形パルスの減少する値は $E_{do} = 33\mu Vs$ となり (7)' 式より δ を求めると $\delta = 0.076$ となる。検出用磁気増巾器の制御およびゲート巻線回数 $N_{c1} = N_{c2} = 200T$, $N_{g1} = N_{g2} = 1500T$ であるから第 4 図に示すパルスリセットによる磁束制御特性と (9) 式より等価磁心抵抗 R_{p0} を求めると $R_{p0} = 368\Omega$ が得られる。

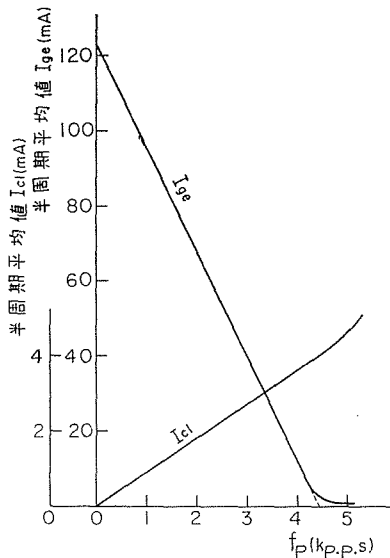
第 1 図に示す磁心 I のリセット巻線 N_{c1} に印加されるリセットパルスのうち第 2 図 (b)

に示すようなこのパルスの正の部分および負の部分にわたったものの繰返し周波数 f_p に対するリセット半周期平均電圧 E_{r0} および E_{b0} [(11) 式] を描いたものが第10図の (2) および (3) の直線である。同図の (1) は N_s 巻線端の正の整形パルスの半周期平均電圧 E_c を示す。この第10図の ($f_p \sim E_{r0}$) と ($f_p \sim E_{b0}$) との特性および (11) 式から r を求めると $r = 0.228$ となり、同図の (1) の特性と (4) 式から K_0 を求めると $K_0 = 0.43$ (V/KP.P.S) が得られる。また第6図より $V_d' = OP = 0.9V$, PQ の傾斜より $R_L' = 82\Omega$ が得られるが、負荷抵抗 $R_{L1} = 51\Omega$ である。これまで求めた諸定数を (21) 式に代入すれば

$$\left| \frac{\Delta I_{ge}}{\Delta f_p} \right| = 0.028 \epsilon^{-0.01s} [A/KP.P.S] \quad \dots\dots\dots (23)$$



第10図 繰返し周波数に対するパルスのリセット半周期平均値

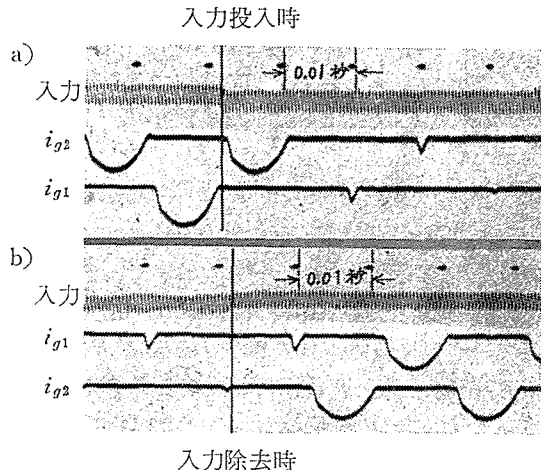


第11図 繰返し周波数に対する増巾器の枝電流半周期平均値

〈3.5〉 過渡応答

第1図に示す検出用磁気増巾器の負荷 $P-Q$ と $Q-R$ 両端子に純抵抗負荷 $R_{L1} = R_{L2} = 51\Omega$ を接続し、 $E_s = 13V$ においてこの出力回路の各枝電流 i_{g1} と i_{g2} の平均値

第11図は第1図の磁心Iのリセット巻線およびゲート巻線に流れる半周期平均電流を繰返し周波数に対して描いたものである。この図より出力電流平均値の変化量と繰返し周波数の変化量との比の絶対値は 0.028 (A/KP.P.S) となる。



第12図 過渡応答波形

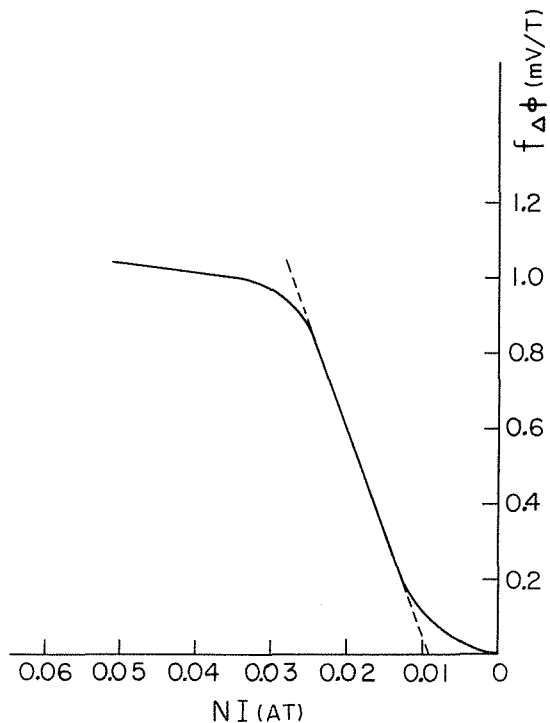
が最小出力電流になるような繰り返し周波数 $f_p = 4.4 [KP \cdot P \cdot S]$ に調整したのち一定にする。ここでは、この増巾器電源電圧 E_s の半周期の始めに入力整形パルスをステップ状に印加または定常状態からこの半周期の始めにステップ状に入力整形パルスを除去した場合の各出力枝電流 i_{g1} と i_{g2} の過渡応答を調べる。

第12図 (a) は第1図に示した極性の半周期の始めに入力整形パルスをステップ状に印加した場合の出力枝電流 i_{g1} と i_{g2} の過渡応答波形を示す。第12図 (b) は定常状態で動作していたものを第1図に示した極性の次の半周期の始めに入力整形パルスをステップ状に除去した場合の各出力枝電流 i_{g1} と i_{g2} の過渡応答波形を示す。これらから、入力信号を投入または除去した場合、出力電流の応答は半周期のむだ時間があることがわかる。

4. 回転速度検出用磁気増巾器 と SCR 回路との多段接続 によるブロック線図

SCR を点弧させるためのパルス発生用磁心ⅢとⅣの動作原理については既に説明した。ここでは磁気増巾器のブロック線図を SCR 回路まで拡張したブロック線図を近似的に求めてみる。

磁心ⅢとⅣには励磁電流の少ない材質のセンバーマックスで大きさが $0.025 \times 5 \times 25 \times 35mm$ を使用した。この磁心Ⅲの制御磁化特性曲線 (C.M.C) は第13図に示す。この図より飽和点の起磁力は $0.027AT$ で巻線 N_{c3} が $100T$ であるから $270\mu A$ に相当する。一卷線回数当りに誘起する電圧の平均値は $f\Delta\phi = 0.98 mV/T$ であり、 $\Delta\phi = 1.96 \times 10^{-5} (V - S/T) N_{c3}\Delta\phi = 0.98 \times 10^{-3} (V - S)$ となる。



第13図 磁心Ⅲの制御磁化曲線

磁心Ⅰが点弧角 θ_f で飽和後 N_{c3} と R_{L1} の直列回路に電源電圧 $e_s = E_{ms} \sin \omega t$ が印加されるものとし、その後磁心Ⅲが飽和する位相角を $\theta_f + \Delta\theta$ とすれば、磁心Ⅲの励磁電流がきわめて小さいのでこの磁心について次の関係が成り立つ

$$\begin{aligned} N_{c3} \Delta\phi &= \int_{\theta_f/\omega}^{(\theta_f + \Delta\theta)/\omega} e_s dt = \frac{E_{ms}}{\omega} [\cos \theta_f - \cos (\theta_f + \Delta\theta)] \\ &= 0.98 \times 10^{-3} (V - S) \dots\dots\dots (24) \end{aligned}$$

(24) 式を変形して

$$\Delta\theta = \cos^{-1} \left\{ \cos \theta_f - \frac{0.98 \times 10^{-3}}{\frac{E_{ms}}{\omega}} \right\} - \theta_f \quad \dots\dots\dots (25)$$

上式より $\Delta\theta$ は θ_f の値によって変化するが (25) 式に $E_{ms} = \sqrt{2} \times 13$ を代入しそれぞれの点弧角に対する $\Delta\theta$ を求め、度で表わせれば次表のようになる。

θ_f (度)	10°	30°	60°	90°	120°	150°	170°
$\Delta\theta$ (度)	4°31′	1°52′	1°6′	57′	1°6′	1°52′	4°31′

上表に示すように磁心Ⅰが飽和してから磁心Ⅲが飽和するまでの期間が小さいのでこれを見捨てるものとすれば磁心Ⅰの点弧と同時に SCR_1 がゲートされるものとする。

いまここで SCR 回路電源電圧 E_p の最大値を E_{mp} 、平均値を E_q とする。 SCR_1 の順方向電圧降下を V_{d0} とすれば SCR_1 回路に流れる電流はこの回路の全等価抵抗を R_{LP} とすれば次式のようになる。

$$i = \frac{E_{mp} \sin\theta - V_{d0}}{R_{LP}} \quad \dots\dots\dots (26)$$

電源電圧が順方向電圧降下 V_{d0} 以上でなければ電流が流れないから、点弧制御を行わなければならない場合でも $E_{mp} \sin\theta_0 = V_{d0}$ すなわち

$$\theta_0 = \sin^{-1} \left(\frac{V_{d0}}{E_{mp}} \right) \quad \dots\dots\dots (27)$$

を満足する θ_0 と $\pi - \theta_0$ の間だけ電流が通ることになり点弧制御を行わなければならない場合の半周期直流電流の平均値 I'_{LP} は次のようになる。

$$\begin{aligned} I'_{LP} &= \frac{1}{\pi} \int_{\theta_0}^{\pi-\theta_0} \frac{E_{mp} \sin\theta - V_{d0}}{R_{LP}} d\theta \\ &= \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E_{mp}}{R_{LP}} \left\{ \cos\theta_0 - \left(\frac{\pi}{2} - \theta_0 \right) \sin\theta_0 \right\} \quad \dots\dots\dots (28) \end{aligned}$$

$$\text{今 } K_2 = \cos\theta_0 - (\pi/2 - \theta_0) \sin\theta_0 \text{ とおくと} \quad \dots\dots\dots (28)'$$

$$I'_{LP} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E_{mp}}{R_{LP}} K_2 = \frac{E_q}{R_{LP}} K_2 \quad \dots\dots\dots (29)$$

ここで点弧制御を行い制御角が θ_f の場合の半周期平均電流は I_{LP} は θ_0 が小さければ次式で表わして差支えない。

$$I_{LP} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{E_{mp}}{R_{LP}} K_2 (1 + \cos\theta_f) \quad \dots\dots\dots (30)$$

SCR 回路電源電圧の平均値 E_q と磁気増巾器の電源電圧の平均値 E_a との比を次のように K_1 と定義すれば

$$\frac{E_q}{E_a} = \frac{E_{mp}}{E_{ms}} = K_1 \quad \dots\dots\dots (31)$$

順方向電圧降下が無い場合、SCR 回路の半周期平均出力電圧 E_{q0} は次のようになる。

$$E_{q0} = K_1 E_0 = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_f}^{\pi} E_{mp} \sin \theta d\theta \quad \dots\dots\dots (32)$$

ここで SCR の半周期平均出力電流 I_{LP0} は

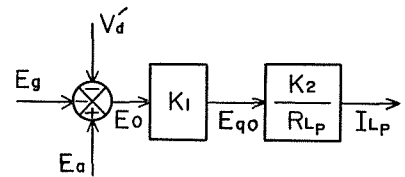
$$I_{LP0} = \frac{E_{q0}}{R_{LP}} = \frac{1}{\pi} \frac{E_{mp}}{R_{LP}} (1 + \cos \theta_f) \quad \dots\dots\dots (33)$$

ゆえに (30) 式は (33) 式より次のようになる。

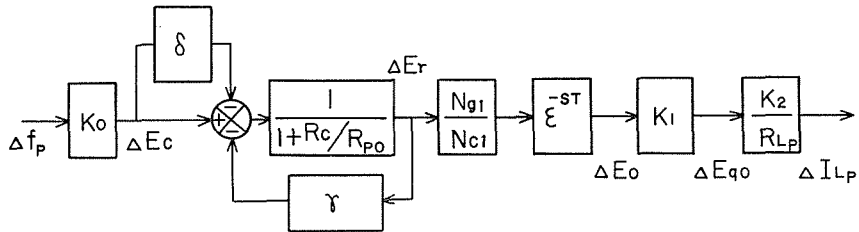
$$I_{LP} = I_{LP0} \cdot K_2 = E_{q0} K_2 \frac{1}{R_{LP}} \quad \dots\dots\dots (34)$$

(32) 式および (34) 式よりこの多段接続による部分的ブロック線図は第 14 図のようになる。

繰り返し周波数の変化分に対する SCR 回路の半周期平均出力電流の変化分を示すブロック線図は第 15 図に示される。同図より繰り返し周波数に対する SCR 回路の出力電流の総合伝達函数は次式にて表わされる。



第 14 図 SCR 回路のブロック線図



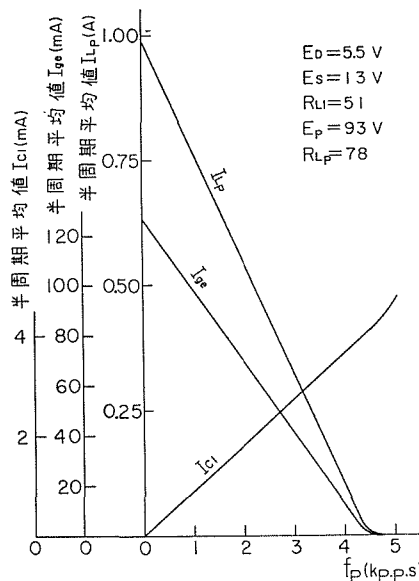
第 15 図 検出用磁気増巾器と SCR 回路の総合ブロック線図 (変化分)

$$\left| \frac{\Delta I_{LP}}{\Delta f_p} \right| = \left| \frac{K_0 K_1 K_2 \frac{1}{R_{LP}} \frac{N_g}{N_c}}{1 + \gamma + \frac{R_c}{R_{p0}}} \right| e^{-sT} \quad \dots\dots\dots (35)$$

(27) 式に $E_{mp} = \sqrt{2} E_p = \sqrt{2} \times 93V$, $V_{d0} = 2V$ を代入して θ_0 を求めこれを (28)' 式の K_2 に代入すれば $K_2 = 0.976$ が得られる。さらに $E_{ms} = \sqrt{2} E_s = \sqrt{2} \times 13V$, $E_{mp} = \sqrt{2} E_p = \sqrt{2} \times 93V$ を (31) 式に代入すれば $K_1 = 7.15$ が得られる。SCR 回路の等価抵抗は $R_{LP} = 78\Omega$ である。これらの諸定数を (35) 式に代入すれば

$$\left| \frac{\Delta I_{LP}}{\Delta f_p} \right| = 0.22 e^{-0.01s} (A/KP.P.S) \quad \dots\dots\dots (36)$$

第 16 図は繰り返し周波数に対する磁気増巾器の制御電流、出力電流および SCR 回路の出力電流の半周期平均値 I_{c1} , I_{LP} を描いたものである。この図より SCR 回路の出力電流平均値の変化量と繰り返し周波数の変化量との比の絶対値はほぼ $0.22A/KP.P.S$ となる。



第16図 繰り返し周波数に対する I_{cl} , I_{ge} , I_{LP} の測定値

5. 結 言

従来の全波出力形磁気増巾器回路は制御回路， バイアス回路を介して行なわれる入出力回路の相互作用は微分帰還伝達関数で表わされ， 微分帰還量は応答時間をきめる支配的要素であった。 また抵抗負荷の場合の転流現象はリセット磁束量を減少させるもので制御特性の非直線性を増加させる一要素である。 これらは回転速度検出用磁気増巾器の場合， 入出力回路にスイッチングトランジスタを使用し， 入出力間の相互作用を除去したため微分帰還量の影響も無視することができ電源の半周期のむだ時間のみを考えればよく， (21)， (22) 式に見られるように速応性回路となる。 また抵抗負荷の転流現象もブロック線図には現われない。

しかし， 従来の磁気増巾器のリセット方式と異なりパルスリセットを行なっているのもどり電圧が現われる。 これは磁束リセット量には負帰還作用となり新たに付け加えたが前記の仮定のもとでは応答時間に無関係となる。

整流器とトランジスタの順方向特性を折線近似し， 新たにこれらの順方向電圧降下をブロック線図に導入することができた。 さらに検出用磁気増巾器のブロック線図を SCR 回路にまで拡張し， この総合伝達関数を求めたが (35) 式に見られるように速応性回路を実現することができた。

最後に御指導いただいている東北大学菊地正教授に深謝する。

文 献

- (1) 大内；電学誌 85, 5 No. 920, P 863 (昭40)
- (2) 菊地・尾山；非線形磁気応用専門委員会 (昭39.12.1)
- (3) 許；東北大学電通談話会記録 33巻, 1号 (昭39)

Transfer Function of Magnetic Amplifier of Full-wave Output Type for Detecting Rotating Speed

Takao OUCHI Mitsunori FUKUJU Haruo SUZUKI

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering

The authors have investigated on the circuits of various types of the magnetic amplifiers for detecting the rotating speed.

These circuits proved to be better in linearity over a wide range of change in rotating speed and could convert the speed into the average output current. By means of multi-stage connecting these circuits with silicon controlled rectifier (SCR) circuits, this circuit form is applicable to a fairly wide range of the speed control of electric motors.

The purpose of this paper is to explain on dynamic characteristics of this circuit, as an element of the control system, of the full-wave output type on the block diagram, and to develop the transfer function of this circuit. Moreover, authors made clear of being able to extend approximately the block diagram of the above-mentioned amplifier to one of SCR circuits.