

レーミ形磁気増幅器を用いたSCR用点弧制御回路 の実験と解析 (I) 半波形回路の場合

尾山 茂・福田 十

工学部 電気工学科

1. 緒言

シリコン制御整流器(以下SCRと略す)を用いた増幅器の制御特性は、一般に電源電圧変動の影響を受ける。これを防ぐには電源側に安定電源を用いる方法もあるが、この方法は安定電源の容量が大きくなり好ましくない。著者らは、これまでに(A)角形ヒステリシス磁心を利用し、磁気増幅器によりSCRを制御する方式、並びに(B)レーミ形磁気増幅器と自己飽和形磁気増幅器とを縦続接続した、二段増幅器によりSCRを制御する方式を用いて、電源電圧が変動してもSCR増幅器の制御特性が影響を受けないような点弧制御回路方式を提案し、その実験結果について報告した⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし、詳細な動作解析についてはまだ報告していない。又、後者の(B)方式において、前段の磁気増幅器が電流リセット条件に近い状態^{*1}の場合には良好な結果が得られるが、他の回路条件は同じでも電圧リセット条件に近い状態^{*2}の場合には幾分電源電圧変動の影響を受ける。

本論文においては、この点を解明するため、手始めに半波形点弧制御回路の動作解析をおこない、電圧リセット条件に近い場合の回路条件についての検討をおこなうと共に実験と解析の比較を示している。回路の動作解析には、磁心特性を磁心等価抵抗と定磁化電流で近似し、整流器の特性を順方向電圧降下と動作抵抗で近似する等価回路法⁽⁶⁾を用いている。

解析の結果、前段の磁気増幅器のゲート回路抵抗と段間接続抵抗との間の関係が導き出され、回路設計の目安となることがわかった。以下、その概要と実験結果についてのべる。

2. 回路構成及び原理

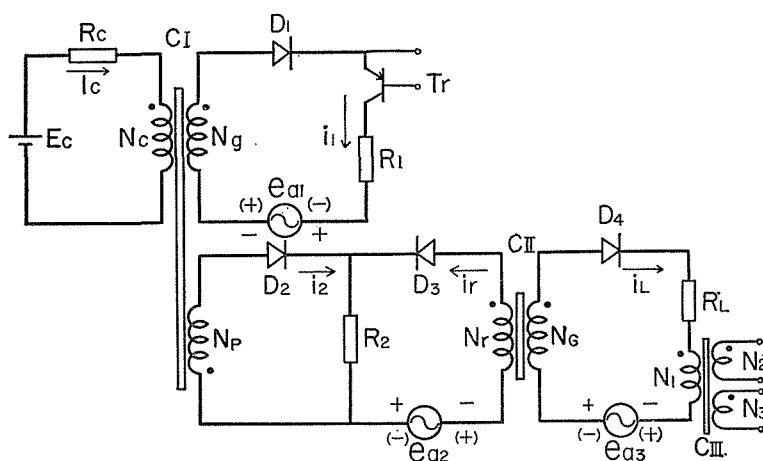
2.1. 回路構成

第1図に半波形の点弧制御回路を示す。 C_I は前段の自己飽和形磁気増幅器の磁心、 C_{II} はレーミ形磁気増幅器の磁心、 C_{III} はSCR用点弧パルスを発生させるための磁心である。その他の記号については、第1表に示す。

第 1 表

E_c ;	制御電源 (信号電圧電源)
R_c ;	制御回路抵抗
N_c ;	制御巻線数
N_g ;	ゲート巻線数
N_p ;	検出巻線数

[註] ※1 制御回路抵抗が非常に大きい場合
※2 制御回路抵抗が非常に小さい場合



第1図 半波形式点弧制御回路

- R_1 ; ゲート回路抵抗
 N_r ; リセット巻線数
 N_g ; ゲート巻線数
 R_L ; 出力抵抗
 $e_{a1}(\sqrt{2} E_{a1} \sin \omega t)$; 電源電圧
 $e_{a2}(\sqrt{2} E_{a2} \sin \omega t)$; リセット用電源電圧
 $e_{a3}(\sqrt{2} E_{a3} \sin \omega t)$; 電源電圧
 R_2 ; 段間接続抵抗
 I_c ; 制御電流
 i_1 ; ゲート電流
 i_2 ; 検出電流
 i_r ; リセット電流
 i_L ; 出力電流
 D_1, D_2, D_3, D_4 ; 整流器
 T_r ; 転流防止用トランジスタスイッチ

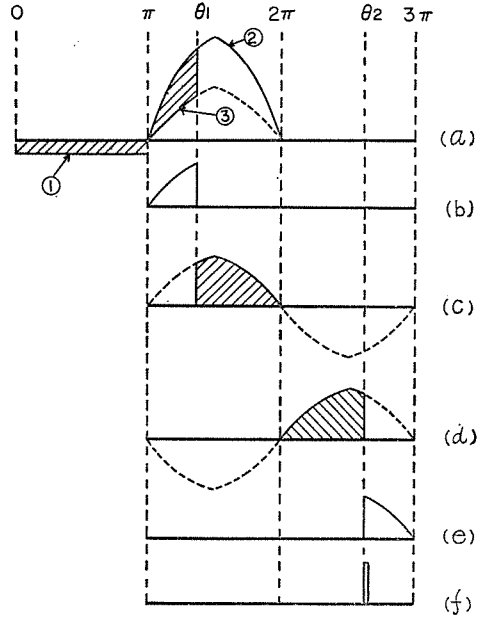
第1図の回路において、巻線数は $N_g = N_p$, $N_r = N_g$ としてあり、電源電圧 e_{a1} , e_{a2} , e_{a3} は同一電源から供給されるものとする。又、電源電圧の大きさは $|e_{a2}| = |e_{a3}|$, $|e_{a1}| = 2|e_{a2}|$ となるようにしてあり、それらの極性は、磁心 C_I のゲート半周期 (C_{II} にとってはリセット半周期) においては (+), (-), C_I のリセット半周期 (C_{II} にとってはゲート半周期) においては +, - となるようにしてある。

2.2. 原理

磁心 C_I のゲート半周期のうち、 C_I が未飽和の期間(第2図の $\pi \sim \pi + \theta_1$ までの期間)において、巻線 N_p には制御入力量(リセット磁束変化量)に応じた誘起電圧が生じ、段間接続抵抗 R_2 の両端にも現われる。このとき、瞬時値で (R_2 両端電圧) \geq (リセット電源電圧 e_{a2}) であれば、この期間中 ($\pi \sim \pi + \theta_1$) において、 e_{a2} によって N_r 巻線を通る電流 i_r が零となる

ので磁心 C_{II} はリセットされない。続いて、点弧角 θ_1 で磁心 C_I が飽和に達すると R_2 両端電圧は零となるので、電源電圧 e_{a2} はそのまま C_{II} の巻線 N_r に印加されリセット電流 i_r が流れ C_{II} はリセットされる。即ち、 C_{II} は正弦波の一部欠けた電圧 (e_{a2} より R_2 両端電圧を差引いた電圧) によって、リセットされることになり、この電圧時間積分値を巻線数 N_r で割った値が磁心 C_{II} のリセット磁束変化量となる。

次に、磁心 C_{II} のゲート半周期においては電源電圧 e_{a3} が磁心 C_{II} の N_G 巻線に印加されるが、この巻数当りの電圧時間積分値(ゲート磁束変化量)がリセット磁束変化量に等しくなったとき C_{II} は飽和に達する。このときの点弧角を θ_2 とする。 C_{II} の飽和後においては、電源電圧 e_{a3} は出力抵抗 R_L に印加され、出力電流 i_L が流れる。こゝでもし電源電圧が変動したとしても、 C_I のリセット磁束変化量が不変であれば、点弧角 θ_1 が変わるのみで R_2 両端電圧の平均値は一定となるため、 C_{II} のリセット磁束変化量は電源電圧の変動分に比例して変わることになる。こゝで、リセット巻線数 N_r とゲート巻線数 N_G とを等しくしておくと、点弧角 θ_2 も電源電圧の変動に応じて変わりレーミ形磁気増幅器の平均出力電圧(または電流)は一定となる。従って、磁心 C_{II} を使って点弧角 θ_2 の位置でSCRを点弧させるようにすれば⁽¹⁾⁽³⁾、SCR増幅器の平均出力電圧(または電流)は電源電圧が変動しても一定となる。



第2図 各部の電圧波形

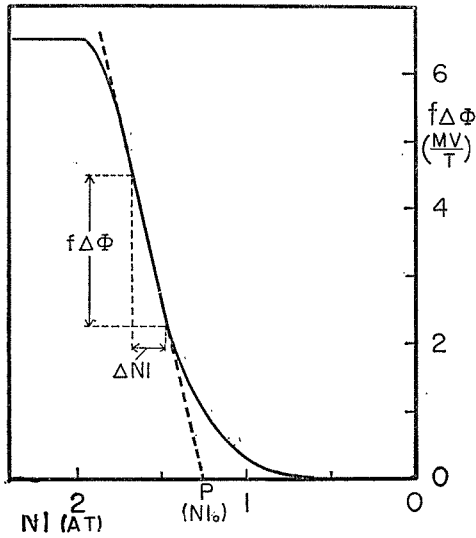
第2図には各部の電圧波形を示す。同図(a)には①磁心 C_I のリセット電圧 ($0 \sim \pi$) 及び、②電源電圧 e_{a1} と③ R_1 両端電圧 ($\pi \sim 2\pi$)、(b)には R_2 両端電圧、(c)には電源電圧 e_{a3} 、(d)には電源電圧 e_{a3} 、(e)には出力電圧 (R_L 両端電圧) の各電圧波形を示し、(f)にはSCR点弧用パルス電圧 (N_r 巻線の両端電圧) の位相を示す。なお、(a)図中斜線の部分は磁心 C_I に吸収される電圧時間積分値、(c)、(d)図中斜線をほどこした部分は C_{II} に吸収される電圧時間積分値を表わしている。

3. 等価回路によるSCR用点弧制御回路の解析

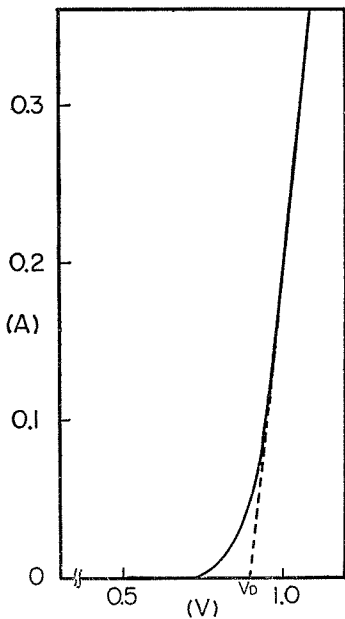
磁心の制御磁化特性(CMC)を測定し⁽⁵⁾、第3図のような特性を得れば、この直線部分に接線を引き横軸との交点 P を求め、磁心特性を磁心等価抵抗 R_0 ($R_0 = \frac{2f\Delta\phi}{\Delta NI} N^2$) と定磁化電流 I_0 ($I_0 = \frac{OP}{N} = \frac{NI_0}{N}$) とで近似して表わす⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾。ただし、 N は巻数とする。

磁心 C_I 、 C_{II} のゲート巻線側からみた磁心等価抵抗をそれぞれ R_{01} 、 R_{02} とし、定磁化電流をそれぞれ I_{01} 、 I_{02} とする。

整流器も第4図に示すような順方向電圧—電流特性を測定し、直線部分に接線を引き横



第3図 磁心の制御磁化特性



第4図 整流器の順方向電圧—電流特性

軸との交点 V_D より、順方向電圧降下 V_D を求め、この直線の勾配より動作抵抗 r_D を求めて、整流器の特性を V_D と r_D で表わすものとする。又、整流器の逆方向の抵抗は無量大とする。

第1図における整流器 D_1, D_2, D_3, D_4 の順方向電圧降下をそれぞれ $V_{D1}, V_{D2}, V_{D3}, V_{D4}$ とし、動作抵抗をそれぞれ $r_{D1}, r_{D2}, r_{D3}, r_{D4}$ とする。

又、巻線 N_g, N_p, N_r, N_G の巻線抵抗をそれぞれ r_g, r_p, r_r, r_G として、第1図の点弧制御回路の等価回路を表わすことにする。考察をすゝめるにあたって、各磁心のリセット、ゲート半周期毎に時間帯を分けて等価回路を考える。

3・1・ C_I のリセット半周期 (C_{II} のゲート半周期) $[0 \sim \pi]$

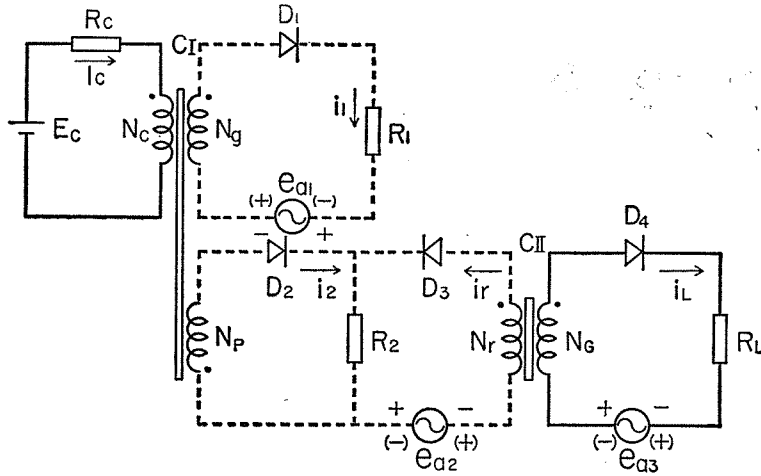
この期間 $(0 < t < \frac{\pi}{\omega})$ においては、第1図の各電源電圧の極性が+、一で示されるので、第5図の実線で示してある部分が導通し、点線で示してある部分は非導通となる。ここで、磁心 C_{III} は磁心も巻数も小さいので、以下等価回路においては省略して考えることにする。なお、実際の動作状態においては、転流現象がおこるのでスイッチングトランジスタ T_r を用い、 C_I のリセット半周期中はゲート回路がオフとなるようにしてあるが、以下等価回路においては省略する。

従って、磁心 C_I のリセット半周期において、 C_I が未飽和の期間における等価回路は第6図に示すように表わされる。又、 C_{II} のゲート半周期における等価回路は第10図及び第11図に示すように表わすことができるがこれについては後でのべる。

第6図において、 R_{01}, I_{01}' はそれぞれ制御側からみた磁心 C_I の磁心等価抵抗及び、定磁化電流を示す。

制御電圧を E_c 、制御回路抵抗を R_c 、制御電流を I_c とするときの C_I のリセット磁束変化量は次のようにして求められる。

まず、 R_{01}' を流れる電流を I_{mr} 、リセット磁束の瞬時値を Φ_{ir} とすれば



第5図 半波形点弧制御回路

$$I_{mr} = \frac{E_c - R_c I_{o1}}{R_c + R'_{o1}} \dots\dots\dots (1)$$

リセット電圧 $N_c \frac{d\phi_{1r}}{dt}$ は

$$\begin{aligned} N_c \frac{d\phi_{1r}}{dt} &= R'_{o1} I_{mr} \\ &= \frac{R'_{o1}(E_c - R_c I_{o1})}{R_c + R'_{o1}} \dots\dots (2) \end{aligned}$$

リセット磁束変化量を $\Delta\phi_{1r}$ とすれば(2)式より

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{1r} &= \frac{1}{N_c} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \frac{R'_{o1}}{R_c + R'_{o1}} (E_c - R_c I_{o1}) dt \\ &= \frac{\pi}{\omega N_c} \frac{R'_{o1}(E_c - R_c I_{o1})}{R_c + R'_{o1}} \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

(3)式より磁心 C_1 がリセットされるためには、次の条件が必要である。

$$E_c \geq R_c I_{o1} \dots\dots\dots (4)$$

3・2. C_1 のゲート半周期, C_{II} のリセット半周期 ($\pi \sim 2\pi$)

この半周期 ($\pi \sim 2\pi$) においては、第1図の各電源電圧の極性が(+), (-)で示される極性となるので、第5図の点線の部分が導通回路、実線の部分は非導通回路となる。

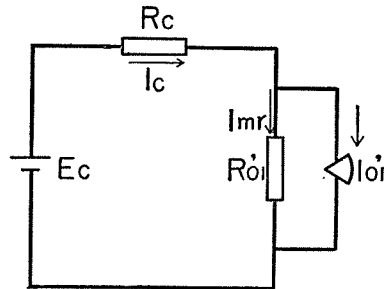
等価回路は、 C_1 が未飽和の期間 ($-\frac{\pi}{\omega} < t < \frac{\pi + \theta_1}{\omega}$) と飽和の期間 ($\frac{\pi + \theta_1}{\omega} < t < \frac{2\pi}{\omega}$) とに分けて考える。ここで、 θ_1 は C_1 が飽和に達したときの点弧角とする。

[A] C_1 が未飽和の期間 ($-\frac{\pi}{\omega} < t < \frac{\pi + \theta_1}{\omega}$)

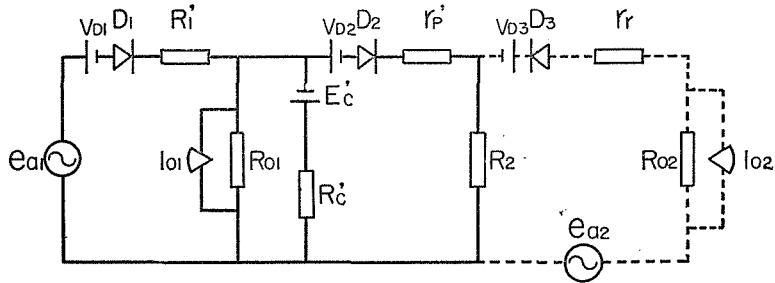
この期間 ($-\frac{\pi}{\omega} < t < \frac{\pi + \theta_1}{\omega}$) における等価回路を第7図に示す。同図において点線で示してある部分は、電源電圧 e_{a1} によって R_2 の両端に生じる電圧が、電源電圧 e_{a2} より大きい場合、即ち(5)式で示される条件が成り立つ状態においては非導通となる。

$$(R_2 \text{ 両端電圧}) \geq (\text{電源電圧 } e_{a2} - V_{D3}) \dots\dots\dots (5)$$

この条件については、後章4においてのべる。



第6図 C_1 のリセット半周期 ($0 \sim \pi$) における等価回路



第7図 C_1 のゲート半周期のうち C_1 が未飽和の期間 $(-\frac{\pi}{\omega} < t < \frac{\pi+\theta_1}{\omega})$ における等価回路

第7図において、 R'_1 、 r'_p は

$$\left. \begin{aligned} R'_1 &= R_1 + r_g + r_{D1} \\ r'_p &= r_p + r_{D2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

を表わし、 E'_c 、 R'_c はそれぞれ制御電圧、制御回路抵抗をゲート巻線側に換算したもので(7)式で表わされる。

$$E'_c = \left(\frac{N_g}{N_c}\right) E_c, \quad R'_c = \left(\frac{N_g}{N_c}\right)^2 R_c \dots\dots\dots (7)$$

ここで、解析を容易にするため、第7図において直流電圧 E'_c によって電流が流れる回路と、交流電圧 e_{a1} によって電流が流れる回路とに分けて考える。これらをそれぞれ第8図(a)(b)に示す。

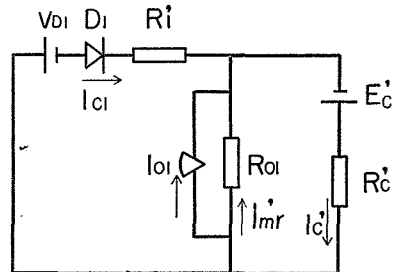
第8図(a)において、直流電圧 E'_c によって R'_1 を流れる電流を I_{c1} 、 R_{01} を流れる電流を I'_{mr} とすれば

$$I'_{mr} = \frac{E'_c - R'_c I_{c1}}{R_{01} + R'_c} \dots\dots\dots (8)$$

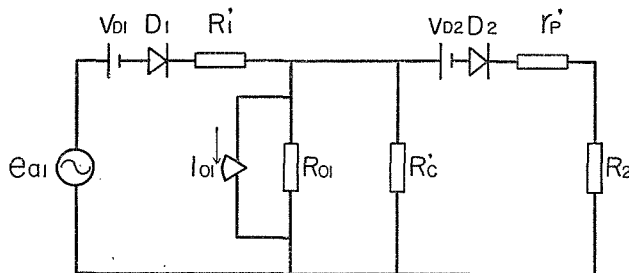
$$I_{c1} = \frac{E'_c - R'_c I_{c1} - V_{D1}}{R'_c + R'_1} \dots\dots\dots (9)$$

従って、 R'_c を流れる直流電流 I'_c は

$$I'_c = I_{c1} + I'_{mr} + I_{c1} \dots\dots\dots (10)$$

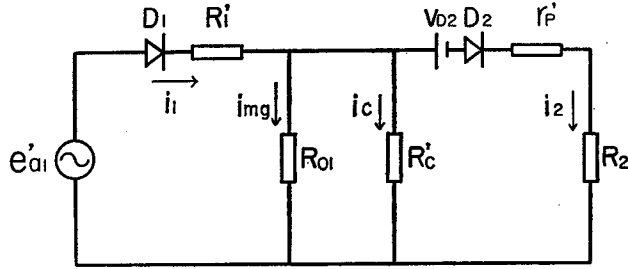


第8図(a) 第7図における直流分による等価回路



第8図(b) 第7図における交流分による等価回路

第8図(b)において、 I_{01} は e_{a1} によって流れる磁心 C_1 の定磁化電流分(無効分)であって、 E'_c によって流れる方向とは逆向きとなる。



第8図(c) 第8図(b)を簡略化した場合の等価回路

次に、第8図(b)を簡略化すると、第8図(c)に示すような等価回路となる。同図(c)において、 e'_{a1} は

$$e'_{a1} = e_{a1} - R'_1 (2I_{01} + I_{c1} + I'_{mr}) - V_{D1} \dots\dots\dots (11)$$

で表わされる。又、 e'_{a1} によって R'_1 , R_2 , R_{01} , R'_c を流れる電流をそれぞれ i_1 , i_2 , i_{mg} , i_c とすれば

$$i_1 = i_2 + i_{mg} + i_c \dots\dots\dots (12)$$

$$i_{mg} = \frac{e'_{a1} - R'_1 i_1}{R_{01}} \dots\dots\dots (13)$$

$$i_c = \frac{e'_{a1} - R'_1 i_1}{R'_c} \dots\dots\dots (14)$$

$$i_2 = \frac{e'_{a1} - R'_1 i_1 - V_{D2}}{R'_2} \dots\dots\dots (15)$$

ただし、 $R'_2 = R_2 + r'_p \dots\dots\dots (16)$

(12)~(15)式より i_1 を求めると

$$i_1 = \frac{K}{R_{01} R'_c R'_2 + R'_1 K} e'_{a1} - \frac{1}{R_{01} R'_c R'_2 + R'_1 K} V_{D2} R_{01} R'_c \dots\dots\dots (17)$$

ただし、 $K = R'_c R'_2 + R_{01} R'_2 + R_{01} R'_c \dots\dots\dots (18)$

(11), (13), (17)式より

$$R_{01} i_{mg} = (1 - AK) \{e_{a1} - R'_1 (I_{01} + I'_c) - V_{D1}\} + A R'_c R_{01} V_{D2} \dots\dots\dots (19)$$

ただし、 $A = \frac{R'_1}{R_{01} R'_c R'_2 + R'_1 K} \dots\dots\dots (20)$

磁心 C_1 のゲート磁束の瞬時値を ϕ_{1g} とすれば、ゲート電圧 $N_g \frac{d\phi_{1g}}{dt}$ は

$$N_g \frac{d\phi_{1g}}{dt} = R_{01} i_{mg} \dots\dots\dots (21)$$

従って、ゲート磁束変化量 $\Delta\phi_{1g}$ は

$$\Delta\phi_{1g} = \frac{1}{N_g} \int_{\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{\pi+\theta_1}{\omega}} R_{01} i_{mg} dt \dots\dots\dots (22)$$

(19), (22)式より

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{1g} &= \frac{1}{N_g} \left\{ \int_{\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{\pi+\theta_1}{\omega}} (1-AK) \{ \sqrt{2} E_{a1} \sin \omega t - R'_1 (I_{o1} + I'_c) - V_{D1} \} dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{\pi}{\omega}}^{\frac{\pi+\theta_1}{\omega}} A R'_c R_{o1} V_{D2} dt \right\} \\ &= \frac{1}{N_g \omega} \left[(1-AK) \{ \sqrt{2} E_{a1} (1 - \cos \theta_1) - (R'_1 (I_{o1} + I'_c) - V_{D1}) \} \theta_1 \right. \\ &\quad \left. + A R'_c R_{o1} V_{D2} \theta_1 \right] \\ &= \frac{1}{N_g \omega} \left\{ C \sqrt{2} E_{a1} (1 - \cos \theta_1) - D \theta_1 \right\} \dots\dots\dots (23) \end{aligned}$$

たゞし、 $C = 1 - AK$ (24)

$$D = C \{ R'_1 (I_{o1} + I'_c) + V_{D1} \} - A R'_c R_{o1} V_{D2} \dots\dots\dots (25)$$

リセット磁束変化量とゲート磁束変化量とは大きさが等しいので、

$$|\Delta\phi_{1g}| = |\Delta\phi_{1r}| \dots\dots\dots (26)$$

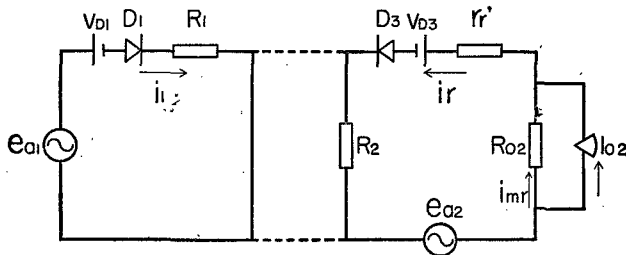
(3), (23), (26)式より

$$\frac{1}{N_g \omega} \left\{ C \sqrt{2} E_{a1} (1 - \cos \theta_1) - D \theta_1 \right\} = \frac{\pi}{N_c \omega} \frac{R_{o1} (E_c - R_c I_{o1})}{R'_{o1} + R_c} \dots\dots\dots (27)$$

従って、点弧角 θ_1 は (27) 式より求められる。

〔P〕 C_I の飽和期間 $(\frac{\pi+\theta_1}{\omega} < t < \frac{2\pi}{\omega})$

磁心 C_I が点弧角 θ_1 で飽和に達すると、 $R_{o1} = 0$ となる故 R_2 両端電圧も零になるので、等価回路は第9図に示すようになり、 C_{II} はリセット電圧 e_{a2} によりリセットされる。



第9図 C_I のゲート (C_{II} のリセット) 半周期のうち
 C_I の飽和期間 $(\frac{\pi+\theta_1}{\omega} < t < \frac{2\pi}{\omega})$ における等価回路

第9図において、 R_{o2} を流れる電流を i_{mr} とすれば

$$i_{mr} = \frac{e_{a2} - V_{D3} - (R_2 + r'_r) I_{o2}}{R_{o2} + R_2 + r'_r} \dots\dots\dots (28)$$

たゞし、 $r'_r = r_r + r_{D3}$ (29)

磁心 C_{II} のリセット磁束の瞬時値を ϕ_{2r} とすれば、磁心 C_{II} のリセット磁束変化量 $\Delta\phi_{2r}$ は

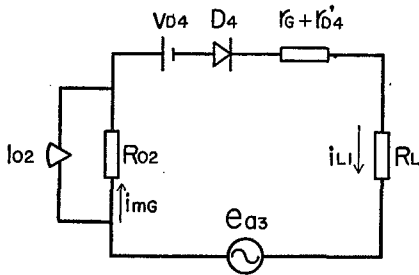
$$\Delta\phi_{2r} = \frac{1}{N_r} \int_{\frac{\pi+\theta_1}{\omega}}^{\frac{2\pi}{\omega}} R_{o2} i_{mr} dt \dots\dots\dots (30)$$

(28) ~ (30) 式より

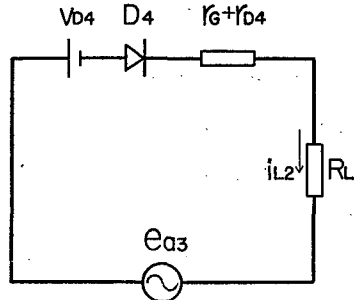
$$\Delta \Phi_{2r} = \frac{1}{N_r \omega} \frac{R_{02}}{R_{02} + R_2 + r_r + r_{D3}} [\sqrt{2} E_{a2} (1 + \cos \theta_1) - \{V_{D3} + (i_{L2} + r_r + r_{L3}) I_{02}\} (\pi - \theta_1)] \dots\dots\dots (31)$$

3.3. C_{II} のゲート半周期 (C_I のリセット半周期) (2π~3π)

この期間 ($\frac{2\pi}{\omega} < t < \frac{3\pi}{\omega}$) は第5図の実線で示した部分が導通回路、点線の部分が非導通回路となるから、等価回路は C_{II} が未飽和の期間 ($\frac{2\pi}{\omega} < t < \frac{2\pi + \theta_2}{\omega}$) は第10図、又 C_{II} が飽和している期間 ($\frac{2\pi + \theta_2}{\omega} < t < \frac{3\pi}{\omega}$) は第11図に示すような回路となる。



第10図 C_{II} のゲート半周期のうち C_{II} の未飽和の期間 ($\frac{2\pi}{\omega} < t < \frac{2\pi + \theta_2}{\omega}$) における等価回路



第11図 C_{II} のゲート半周期のうち C_{II} の飽和期間 ($\frac{2\pi + \theta_2}{\omega} < t < \frac{3\pi}{\omega}$) における等価回路

ただし、 θ_2 は磁心 C_{II} が飽和に達したときの点弧角とする。

[A] C_{II} の未飽和の期間 ($\frac{2\pi}{\omega} < t < \frac{2\pi + \theta_2}{\omega}$)

この期間中整流器 D₄ を流れる電流は C_{II} の励磁電流のみで小さいため、D₄ の電圧-電流特性の曲線部に接線を引き順方向電圧降下及び動作抵抗を求め、それぞれ V'_{D4}、r'_{D4} とした。

第10図において R₀₂ を流れる電流を i_{mG} とすれば

$$i_{mG} = \frac{e_{a3} - V'_{D4} - (R_L + r_G + r'_{D4}) I_{02}}{R_{02} + R_L + r_G + r'_{D4}} \dots\dots\dots (32)$$

磁心 C_{II} のゲート磁束の瞬時値を Φ_{2G} とすれば、C_{II} のゲート磁束変化量 $\Delta \Phi_{2G}$ は

$$\Delta \Phi_{2G} = \frac{1}{N_G} \int_{\frac{2\pi}{\omega}}^{\frac{2\pi + \theta_2}{\omega}} R_{02} i_{mG} dt \dots\dots\dots (33)$$

(32), (33) 式より

$$\Delta \Phi_{2G} = \frac{1}{N_G \omega} \frac{R_{02}}{R_{02} + R_L + r_G + r'_{D4}} [\sqrt{2} E_{a3} (1 - \cos \theta_2) - \{V'_{D4} + (R_L + r_G + r'_{D4}) I_{02}\} \theta_2] \dots\dots\dots (34)$$

| $\Delta \Phi_{2r}$ | = | $\Delta \Phi_{2G}$ | なる故

(31), (34) 式より

$$\frac{1}{N_G \omega} \frac{R_{02}}{R_{02} + R_L + r_G + r'_{D4}} [\sqrt{2} E_{a3} (1 - \cos \theta_2) - \{V'_{D4} + (R_L + r_G + r'_{D4}) I_{02}\} \theta_2]$$

$$= \frac{1}{N_r \omega} \frac{R_{02}}{R_{02} + R_2 + r_r + r_{D3}} [\sqrt{2} E_{a2} (1 + \cos \theta_1) - \{V_{D3} + (R_2 + r_r + r_{D3}) I_{02}\} (\pi - \theta_1)] \dots\dots\dots (35)$$

従って、(35)式より θ_2 は求められる。

次に、この期間 ($\frac{2\pi}{\omega} < t < \frac{2\pi + \theta_2}{\omega}$) 中に出力抵抗 R_L を流れる電流の瞬時値を i_{L1} 、半サイクル平均値を I_{L1} とすれば

$$i_{L1} = I_{02} + i_{mG} \dots\dots\dots (36)$$

$$I_{L1} = \frac{\omega}{\pi} \int_{\frac{2\pi}{\omega}}^{\frac{2\pi + \theta_2}{\omega}} (I_{02} + i_{mG}) dt \dots\dots\dots (37)$$

[B] C_{II} の飽和期間 ($\frac{2\pi + \theta_2}{\omega} < t < \frac{3\pi}{\omega}$)

この期間 ($\frac{2\pi + \theta_2}{\omega} < t < \frac{3\pi}{\omega}$) においては、 $R_{02} = 0$ となるから、第11図に示すような等価回路となる。同図において、 R_L を流れる電流の瞬時値を i_{L2} 、半サイクル平均値を I_{L2} とすると

$$i_{L2} = \frac{e_{a3} - V_{D4}}{R_L + r_G + r_{D4}} \dots\dots\dots (38)$$

$$I_{L2} = \frac{\omega}{\pi} \int_{\frac{2\pi + \theta_2}{\omega}}^{\frac{3\pi}{\omega}} i_{L2} dt \dots\dots\dots (39)$$

(38), (39) 式より、 C_{II} のゲート半周期 ($2\pi \sim 3\pi$) 中に出力抵抗 R_L を流れる電流が求められる。即ち、磁気増幅器の出力電流（全サイクル平均値） I_L は

$$I_L = \frac{\omega}{2\pi} \left\{ \int_{\frac{2\pi}{\omega}}^{\frac{2\pi + \theta_2}{\omega}} (I_{02} + i_{mG}) dt + \int_{\frac{2\pi + \theta_2}{\omega}}^{\frac{3\pi}{\omega}} i_{L2} dt \right\} \dots\dots\dots (40)$$

(32), (38), (40) 式より

$$I_L = \frac{1}{2\pi} [P\sqrt{2} E_{a3} (1 - \cos \theta_2) - Q\theta_2 + S\{\sqrt{2} E_{a3} (1 + \cos \theta_2) - V_{D4} (\pi - \theta_2)\}] \dots\dots\dots (41)$$

たゞし

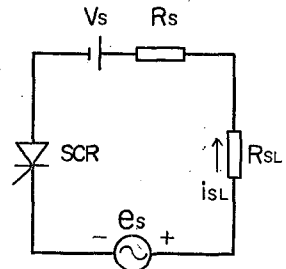
$$P = \frac{1}{R_{02} + R_L + r_G + r'_{D4}} \dots\dots\dots (42)$$

$$Q = I_{02} + \frac{V_{D4} + (R_L + r_G + r'_{D4}) I_{02}}{1/P} \dots\dots\dots (43)$$

$$S = \frac{1}{R_L + r_G + r_{D4}} \dots\dots\dots (44)$$

SCR が点弧角 θ_2 で点弧するものとすれば、この期間 ($\frac{2\pi + \theta_2}{\omega} < t < \frac{3\pi}{\omega}$) における等価回路は第12図のようになる。ここで、 $e_s (= \sqrt{2} E_s \sin \omega t)$ は SCR の電源電圧、 R_{sL} は負荷抵抗、 V_s 、 R_s はそれぞれ SCR の順方向電圧降下及び、動作抵抗とする。

SCR の出力電流の瞬時値を i_{sL} 、全サイクル平均値を I_{sL} とすれば、第12図より



第12図 SCR導通期間における等価回路

$$i_{sL} = \frac{e_s - V_s}{R_{sL} + R_s} \dots \dots \dots (45)$$

従って

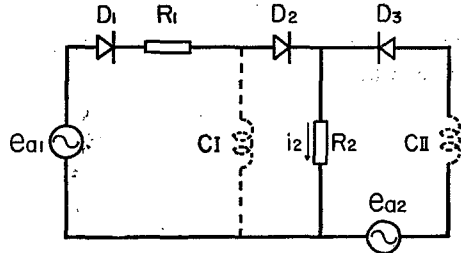
$$I_{sL} = \frac{1}{2\pi(R_{sL} + R_s)} \int_{\frac{2\pi}{\omega} + \theta_2}^{\frac{3\pi}{\omega}} (\sqrt{2} E_s \sin \omega t - V_s) dt$$

$$= \frac{1}{2\pi(R_{sL} + R_s)} \{ \sqrt{2} E_s (1 + \cos \theta_2) - V_s (\pi - \theta_2) \} \dots \dots \dots (46)$$

4. 前段の磁気増幅器のゲート回路抵抗 R_1 と段間接続抵抗 R_2 との関係

4.1 理想的な場合

まず、磁心及び整流器とも理想的なものとし、巻線数は $N_g = N_p$, $N_r = N_G$ であり、巻線抵抗はないものとする。又、交流電源電圧 e_{a1} により制御回路には電流が流れない状態——即ち、磁心 C_I のゲート期間中は制御回路が開路となる状態——を考慮することにする。



第13図 磁心、整流器を理想的とした場合の C_I が未飽和期間における等価回路

以上の状態における C_I のゲート半周期 (C_{II} にとってはリセット半周期) のうち、 C_I が未飽和の期間 ($\frac{2\pi}{\omega} < t < \frac{2\pi + \theta_1}{\omega}$) の等価回路は第13図に示す回路となる。同図において、 R_2 を流れる電流の瞬時値を i_2 とすれば、 R_2 両端電圧 $R_2 i_2$ は

$$R_2 i_2 = \frac{e_{a1}}{R_1 + R_2} R_2 \dots \dots \dots (47)$$

となる。

この期間 ($\frac{2\pi}{\omega} < t < \frac{2\pi + \theta_1}{\omega}$) 中 C_{II} がリセットされないためには $(R_2 i_2) \geq e_{a2}$ であればよいから

$$e_{a2} \leq \frac{R_2}{R_1 + R_2} e_{a1} \dots \dots \dots (48)$$

ここで、

$$\frac{e_{a1}}{e_{a2}} = \frac{E_{a1}}{E_{a2}} = a \dots \dots \dots (49)$$

とすれば、 R_1 と R_2 の間には次の関係が成り立つ。

$$R_1 \leq (a-1) R_2 \dots \dots \dots (50)$$

いま、 $a=2$ とすれば

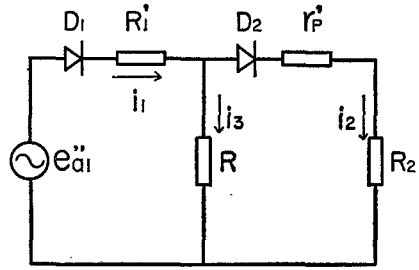
$$R_1 \leq R_2 \dots \dots \dots (51)$$

4.2 電圧リセットに近い状態で、磁心及び整流器を考慮する場合

4.1 では理想的な場合について述べたが、実際には磁心 C_I , C_{II} 、整流器 D_1 , D_2 , D_3 は理想的なものとは考えられないので、前章3で述べたようにこれらを直線近似をもって表わすものとする。又、電圧リセットに近い状態では C_I のゲート半周期中に電源電圧 e_{a1}

よって制御回路にも電流が流れるので、以下これらを考慮した場合の R_1 と R_2 の関係について考察する。

3で述べたように、 C_I のゲート半周期のうち C_I が未飽和の期間における等価回路は、第7図を経て、第8図(c)に示すような等価回路となる。ここで、更に V_{D_2} を電源側に移した簡易等価回路を考えれば、(従って、実際には整流器 D_2 は順方向電圧降下の小さいものを使用するものとする) 第14図のような等価回路となる。ここで、 e''_{a1} 及び R は



第14図 C_I のゲート半周期のうち C_I が未飽和の期間 $(\frac{\pi}{\omega} < t < \frac{\pi + \theta_1}{\omega})$ における簡易等価回路

$$\begin{aligned} e''_{a1} &= e_{a1} - V_{D_2} \\ &= e_{a1} - (V_{D_1} + V_{D_2}) - R'_1(2I_{O1} + I_{C1} + I'_{mr}) \\ &= e_{a1} - (V_{D_1} + V_{D_2}) - R'_1(I_{O1} + I'_c) \dots\dots\dots (52) \end{aligned}$$

$$R = \frac{R_{O1}R'_c}{R_{O1} + R'_c} \dots\dots\dots (53)$$

とする。

従って、 i_1 、 i_2 は次のようになる。

$$i_1 = \frac{R + R'_2}{RR'_1 + RR'_2 + R'_1R'_2} e''_{a1} \dots\dots\dots (54)$$

$$i_2 = \frac{R}{R + R'_2} i_1 \dots\dots\dots (55)$$

故に、 R_2 両端電圧 $R_2 i_2$ は

$$R_2 i_2 = \frac{RR'_2}{R'_1(R + R'_2) + RR'_2} \{e_{a1} - (V_{D_1} + V_{D_2}) - R'_1(I_{O1} + I'_c)\} \dots\dots (56)$$

この期間中 $(\frac{2\pi}{\omega} < t < \frac{2\pi + \theta_1}{\omega}) C_{II}$ がリセットされないためには、 $R_2 i_2 \geq e_{a2} - V_{D_3}$ であればよいから

$$\begin{aligned} &\frac{RR'_2}{R'_1(R + R'_2) + RR'_2} \{e_{a1} - (V_{D_1} + V_{D_2}) - R'_1(I_{O1} + I'_c)\} \\ &\geq (1 - \frac{V_{D_3}}{e_{a2}}) e_{a2} \dots\dots\dots (57) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \therefore R'_1 &\leq \frac{R}{R + R'_2 + \frac{RR'_2}{(1 - \frac{V_{D_3}}{e_{a2}})} \frac{I_{O1} + I'_c}{e_{a2}}} \left[\left\{ \frac{e_{a1} - (V_{D_1} + V_{D_2})}{e_{a2} (1 - \frac{V_{D_3}}{e_{a2}})} - 1 \right\} R_2 \right. \\ &\quad \left. - (r_p + r_{D_2}) \right] \dots\dots\dots (58) \end{aligned}$$

(58)式を書きかえれば

$$R_1 \leq \frac{K}{1 + K \frac{R_2}{1 - \alpha} \beta} \left[\left\{ \frac{\alpha - \gamma}{1 - \alpha} - 1 \right\} R_2 - (r_p + r_{D_2}) \right] - (r_g + r_{D_1}) \dots\dots (59)$$

たゞし

$$\left. \begin{aligned}
 K &= \frac{R}{R + R_2'} \\
 \alpha &= \frac{V_{D_3}}{\sqrt{2} E_{a_2}} \\
 \beta &= \frac{I_{o_1} + I_c'}{\sqrt{2} E_{a_2}} \\
 \gamma &= \frac{V_{D_1} + V_{D_2}}{\sqrt{2} E_{a_2}} \\
 a &= \frac{e_{a_1}}{e_{a_2}} = \frac{\sqrt{2} E_{a_1}}{\sqrt{2} E_{a_2}}
 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (60)$$

5. 実験的検討

実験に使用した磁心及び巻回数を第2表に示す。

整流器は 1S122 (シリコン整流器) 及び SD21 (ゲルマニウム整流器) を使用し、SCR は 2SF14 を使用した。又、電源電圧の大きさの関係は $|e_{a_2}| = |e_{a_3}|$, $|e_{a_1}| = 2|e_{a_2}|$, $|e_s| = 5|e_{a_2}|$ とした。

第2表

	材 質	寸 法 (mm)	巻 回 数
磁 心 C _I	センドルタ	0.1 × 10 × 25 × 35	$N_c = 100, N_g = N_p = 500$
C _{II}	"	"	$N_r = N_G = 800$
C _{III}	" (ポビンコア)	0.025 × 5 35層巻	$N_1 = 34, N_2 = N_3 = 100$

又、実験及び、ゲート抵抗 R_1 を求める計算式に使用した回路の定数を次に示す。

- 磁心 C_I の磁心等価抵抗 $R_{o_1} = 5417.5 \quad (\Omega)$
- " 定磁化電流 $I_{o_1} = 12.5 \quad (mA)$
- 磁心 C_{II} の磁心等価抵抗 $R_{o_2} = 14.045 \quad (K\Omega)$
- " 定磁化電流 $I_{o_2} = 1.60 \quad (mA)$
- ダイオード D₁ の順方向電圧降下 $V_{D_1} = 0.83 \quad (V)$
- " D₂ " $V_{D_2} = 0.29 \quad (V)$
- " D₃ " $V_{D_3} = 0.14 \quad (V)$
- " D₄ " $V_{D_4} = 0.86 \quad (V)$
- " D₄ " $V_{D_4}' = 0.6 \quad (V)$
- " D_s " $V_s = 0.85 \quad (V)$
- ダイオード D₁ の動作抵抗 $r_{D_1} = 0.5 \quad (\Omega)$
- " D₂ " $r_{D_2} = 0.7 \quad (\Omega)$
- " D₃ " $r_{D_3} = 11.0 \quad (\Omega)$
- " D₄ " $r_{D_4} = 0.4 \quad (\Omega)$
- " D₄' " $r_{D_4}' = 21.2 \quad (\Omega)$
- " D_s " $r_s = 1.55 \quad (\Omega)$
- 磁心 C_I のゲート巻線抵抗 $r_g = 5.5 \quad (\Omega)$

'' 検出巻線 抵抗	$r_p = 5.5$	(Ω)
磁心 CII のリセット巻線抵抗	$r_r = 9.3$	(Ω)
'' ゲート巻線抵抗	$r_G = 9.3$	(Ω)
出力 抵抗	$R_L = 10$	(Ω)
SCR 負荷抵抗	$R_{SL} = 40$	(Ω)

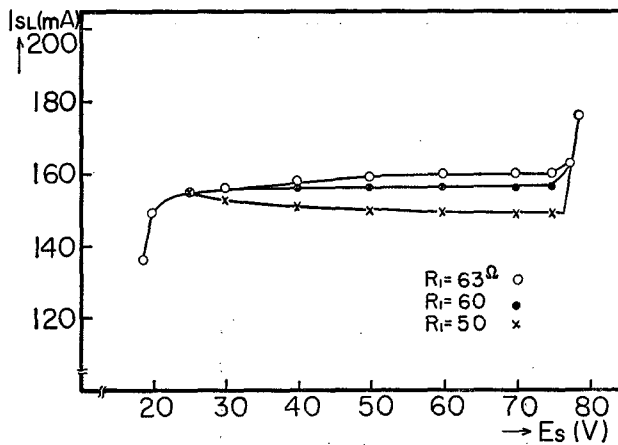
5.1 (59) 式の検討

(59) 式中, α, β, γ は E_{a2} の値により変るので, $E_{a2} = 10$ (V) を中心に $\pm 20\%$ の変動範囲を考え, $R_c = 21$ (Ω) [磁心等価抵抗 R'_c の値 $\frac{1}{10}$], $E_c = 1$ (V) [制御特性の中心附近となるよう] における $R_2 = 49$ (Ω), 99 (Ω), 195 (Ω) に対して R_1 の値を (59) 式により計算すると第3表に示す値となる。

第3表 [R_1 の計算値]

E_{a2} (V)	8	10	12
R_2 (Ω)			
49	27.72	28.64	29.25
99	59.18	61.26	62.67
195	95.01	100.50	104.40

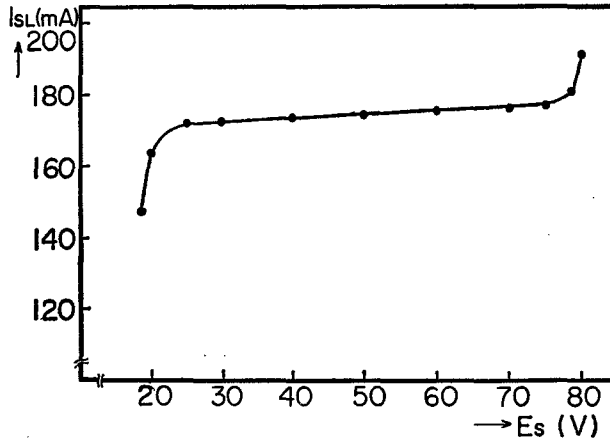
第15図には, $R_2 = 99$ (Ω) のとき, $R_1 = 50$ (Ω), 60 (Ω), 63 (Ω), の各値における電源電圧



第15図 $E_s - I_{SL}$ 特性 (実験値)
 ($E_c = 1$ (V), $R_c = 21$ (Ω), $R_2 = 99$ (Ω) のとき
 $R_1 = 50$ (Ω), 60 (Ω), 63 (Ω) とした場合)

E_s 対 SCR の出力電流 I_{SL} の関係を求めた実験結果を示す。この実験結果から (59) 式より求めた値のうち $E_{a2} = 8$ (V) のときの値を用いれば良いことがわかる。即ち, $R_1 = 60$ (Ω) の場合, 電源電圧 50 (V) $\pm 20\%$ 変動に対し, 出力電流は ± 0.5 (%) 程度以内の変動で殆んど一定である。又 $R_1 = 50$ (Ω) の場合は同じく ± 20 (%) 変動に対し ± 0.7 (%) の変動がみられる。 $R_2 = 49$ (Ω), 195 (Ω) のとき R_1 の値がそれぞれ 27 (Ω), 95

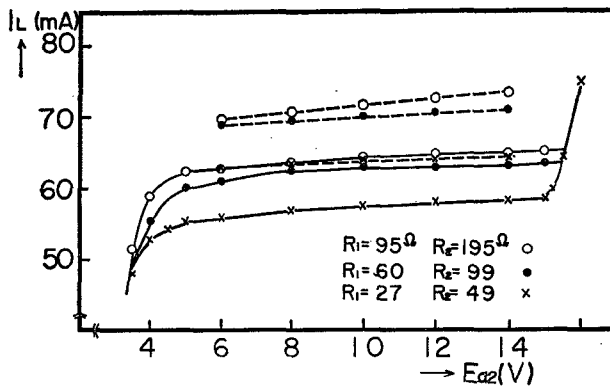
(Q) の場合の実験結果を第17図 (b) に示してあるがいずれも電源の±20(%)変動に対し、出力電流は一定(0.5%程度以内)である。第17図 (b)において、 R_2 の値が大きい程出力電流は大きい値を示しているので、次に $R_2 = 300 (\Omega)$ のとき、 R_1 の(59)式による計算値 $127 (\Omega)$ で同様に実験を行った。その結果、第16図に示すように出力電流は大きくなるが、電源電圧 $50 (V) \pm 20 (\%)$ 変動に対し出力電流は±0.8(%)の変動のみみられる。従って、 R_2 の値は R_L の値に比べて非常に大きくはできないことを示している。



第16図 $E_s - I_{sL}$ 特性 (実験値)
 $(E_c = 1 (V), R_c = 21 (\Omega), R_2 = 300 (\Omega))$
 のとき $R_1 = 127 (\Omega)$ の場合

5. 2 (41), (46) 式の検討

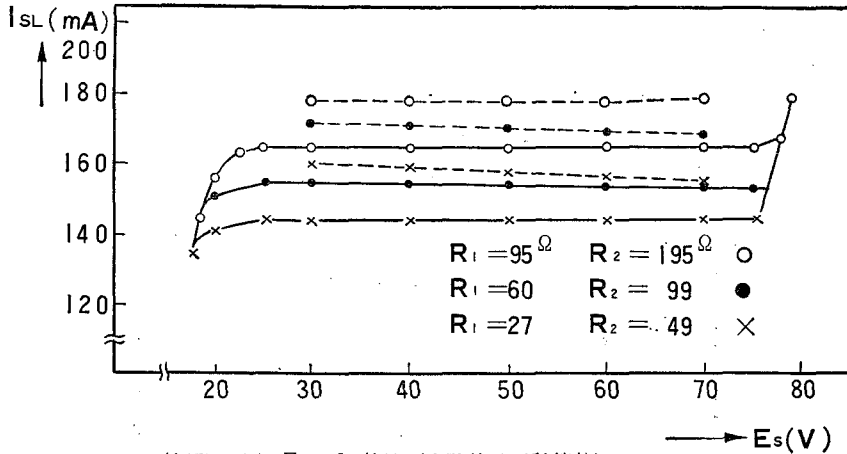
こゝでは、 $E_c = 1 (V)$, $R_c = 21 (\Omega)$ とした場合について述べる。



第17図 (a) $E_{az} - I_L$ 特性 (実験値及び計算値)
 $(E_c = 1 (V), R_c = 21 (\Omega))$ の場合実線は実験値、点線は(41)式による計算値を示す

第17図 (a) (b) は、 $R_2 = 49 (\Omega)$, $99 (\Omega)$, $195 (\Omega)$ に対して、 R_1 の値をそれぞれ、 $27 (\Omega)$, $60 (\Omega)$, $95 (\Omega)$ としたときの実験値(実線)並びに計算値(点線)を示した。(a) 図中、点線の計算値は (41) 式より求めた I_L の値を示し、(b) 図中点線の計算値は (46) 式より求

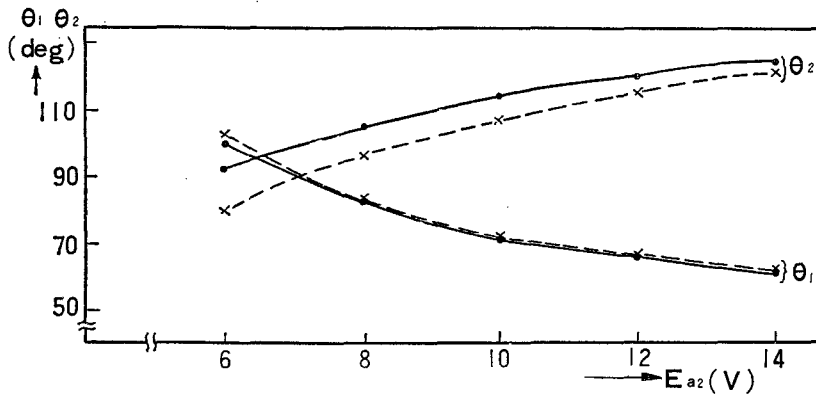
めた I_{SL} の値を示す。



第17図 (b) $E_s - I_L$ 特性 (実験値及び計算値)
 $\{ E_c = 1(V), R_c = 21(\Omega)$ の場合実線は
 実験値, 点線は(46)式による計算値を示す

I_L, I_{SL} いずれも計算値より実験値の方が小さい値を示している。この原因を追求するため、点弧角度 θ_1, θ_2 について (27), (35) 式より求めた計算値と実測値とを比較してみた。その結果が第18図である。ここで、 θ_1 の実測値は R_2 両端電圧波形をブラウン管オシロスコープで観察した値であり、 θ_2 は SCR の出力電圧波形で観察したものである。

第18図から θ_1 の方は計算値と実測値が比較的一致しているが、 θ_2 の方は計算値より実測値の方が大きい。従って、実験による出力電流は小さくなる。これは、計算式において、



第18図 電源電圧 E_{a2} に対する点弧角 θ_1, θ_2 の関係
 $\{ E_c = 1(V), R_c = 21(\Omega), R_2 = 99(\Omega), R_1 = 60(\Omega)$ 場合
 実線は実験値, 点線は(27), (35)式による計算値を示す

磁心 C_{III} の部分を省略したためと考えられるが、詳細についてはなお検討中である。なお (27), (35) 式の計算には本学部電子計算機 Tosbac 3400 を使用した。

6. 結 言

レーミ形磁気増幅器と自己飽和形磁気増幅器とを縦続接続した回路からなる，制御特性が電源電圧変動の影響を受けないような SCR 用点弧制御回路について，等価回路法を用い動作解析をおこなった。その結果，前段の磁気増幅器が電圧リセット条件に近い状態の場合においても，電源電圧変動の影響を受けないための回路条件，即ち，前段のゲート回路抵抗と段間接続抵抗との関係が導き出され実験結果ともよく一致することが明らかとなって，回路設計の目安となることがわかった。又，上述の解析結果より得られた値を用いて実験した結果，電源電圧が±20%変動しても出力電流は0.5%以内の変動におさえることができ，前報告^{(3) (4)}の結果と同じ程度の良好な結果が得られた。全波形回路については後の機会に報告する予定である。

終りに，本研究に対し御指導を賜わった東北大学菊地正教授に深謝する。

文 献

- (1) 菊地・尾山；東北支部連大 2A—13 (昭. 39. 10)
- (2) 菊地・尾山；電気四学会連大 841 (昭. 40. 4)
- (3) 尾山 ; 山形大学紀要 9—1 265 (昭. 41. 1)
- (4) 尾山・福田；東北支部連大 2A—14 (昭. 40. 10)
- (5) 菊地・村上；電気学会誌 75 746 (July 1955)
- (6) 許・菊地；東北大電通談話会記録 32 No. 4 (Dec. 1963)
- (7) D.L. Lafuze; "Magnetic Amplifier Analysis" p 1~53 John Wiley & Sons. Inc. (1961)

Experiment and Analysis of Firing Circuit for SCR with Ramey Type Magnetic Amplifier. (I) On the Half-Wave Type circuit

Shigeru OYAMA and Momoki FUKUDA

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering

In this paper, experiment and analysis of a new firing circuit for Silicon Controlled Rectifier (SCR) which compensates the supply voltage variation are described.

The circuit is composed of two half-wave type magnetic amplifiers (i.e., Ramey type and self-saturation type magnetic amplifier) which are connected to cascade by a coupling resistance. The circuit is analyzed by using the equivalent circuit method, in which the characteristics of magnetic cores and of rectifiers are represented by an appropriate approximation. The relation between the gate circuit resistance of the first stage magnetic amplifier and the coupling resistance is verified by the analysis.

As a result, it can be said that the fluctuation of the load current of SCR amplifier is only 0.5% for a supply voltage variation of $\pm 20\%$ by the experiments.

山形大学紀要（工学）第9巻第2号 正誤表

頁	行	誤	正
22	下から6行目	$F = \frac{\pi}{4} GR^4 \theta^3$	$F = \frac{\pi}{4} GR^4 \theta^3$
" 31~41	見出し	(Ⅲ)	式の次に(1)と入れる (Ⅱ)
72	下から7行目	$\nabla^2 \cdot B$	$\nabla^2 B$
73	上から5行目	函 数	関 数
76	上から11行目	$\left(\frac{1}{2} ir_+ - 1\right)$	$\left(\frac{1}{2} ir_+\right)$
"	上から13行目	$r_{\pm} = \text{Tan}^{-1}$	$r_{\pm} = \text{Tan}^{-1}$
77	上から12行目	(4・21)	(4・2・1)
"	下から7行目	$e^{-i\theta} j_z$	$e^{-i\theta} j_z$
"	下から5行目	$e^{-i\theta} \theta_{EZ}$	$e^{-i\theta} E_z$
"	下から2行目	θ_{j_z} 及び θ_{Ez}	θ_{j_z} 及び θ_{Ez}
"	"	の位相か	の位相か
82	下から1行目	の位相と x との	の位相と χ との
94	上から9行目	$\xi > \xi$	$\xi > \xi$
101	第20図	R_2	R_{a2}
"	下から17行目	$\sqrt{R_a^2 - R_g^2}$	$\sqrt{R_a^2 - R_g^2}$
"	下から16行目	$\sqrt{(R_g + \delta)^2 - R_g^2}$	$\sqrt{(R_g + \delta)^2 - R_g^2}$
"	下から15行目	R_g	R_g
105	下から12行目	低	位
"	下から5行目	$l \sin \alpha$	$l \sin \alpha$
106	上から5行目	D_g	D_g
118	第3図 第4図		タテシク Rolling Force Pkg/mm 横シク H _R B
130	上から13行目	不鮮明	[B] C ₁ の
"	上から14行目	"	磁心 C ₁ が点
"	下から2行目	"	$\int_{\frac{\pi+\theta_1}{w}}^{\frac{2\pi}{w}}$
131 153~161	下から13行目 見出し	" 近野:	V' _{D1} , r' _{D1} 近野・富川・高野:
153	下から13行目	$\sqrt{\left\{ \left(\frac{1}{w_1^2} - \frac{1}{w_2^2} \right) + \right.$	$\sqrt{\left\{ \left(\frac{1}{w_1^2} - \frac{1}{w_2^2} \right) + \right.$
155	下から1行目 (注)	$\left. \frac{1}{L_2} \left(\frac{w_1}{w_2} \right) \right\}$	$\frac{1}{L_2} \left(\frac{w_1}{w_2} \right) \right\}^2$
157	上から2行目	らの側定を	らの測定を
167	下から11行目	Sc= の式	(13)
"	下から10行目	Sc= の式	(14)
169	下から1行目	$\frac{w^2 - w_j^2}{w^2 - w_{j\infty}^2}$	$\frac{w - w_{j0}^2}{w^2 - w_{j\infty}^2}$
190	下から5行目	Ou	OV
199	上から2行目	Frectional	Fractional
207	下から8行目	explicitely	explicitly
"	下から1行目	(i, j=0, 1, 2, 3)	(i, j=0, 1, 2, 3)
208	上から10行目	$-\overset{*}{C}^{i\nu\sigma} \overset{*}{g}^{i\mu}$	$-\overset{*}{C}^{j\nu\sigma} \overset{*}{g}^{i\mu}$
"	上から17行目	$\overset{*}{G}^{i\nu\sigma} = 0$	$\overset{*}{G}^{i\nu\sigma} = 0$
"	上から21行目	Discusson	Discussion
211	下から17行目	electrode	electrode
"	下から7行目	Inor der	In order
213~217	見出し	SUGANVMA	SUGANUMA
215	下から1行目	craked	cracked
216	下から14行目	NO ₃ -	NO ₃ ⁻