

全波形磁気増幅器のリセット磁束量に およぼす電源変動の影響とその補償法

尾 山 茂

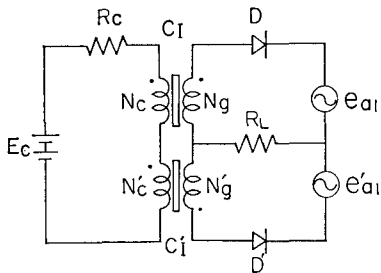
工学部 共通講座

1 まえがき

全波形磁気増幅器の制御回路において、制御回路抵抗が小さい場合には、ゲート半周期にある磁心からの誘起電圧によってリセット磁束量が増加し、いわゆる正帰還がかかる。したがって、増幅器として使用する場合には増幅率が大きくなり都合が良い。しかし、交流電源電圧が変動した場合、制御電圧が一定であってもリセット磁束量が増加するため、制御特性に影響を与えることになり不都合である。特に、電源変動に対する補償回路をもつSCR増幅器用点弧制御回路等に利用する場合に問題となる。

そこで、本論文では電源変動がリセット磁束量にどの程度の影響を与えるかを実験的に検討し、それに対する二種類の補償法を提案し実験的にも良好な結果が得られたので、以下その概要を報告する。

2 リセット磁束量におよぼす電源変動の影響

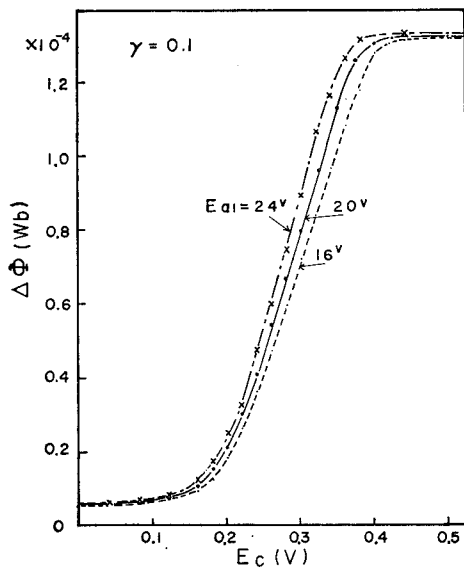


第1図 全波形磁気増幅器

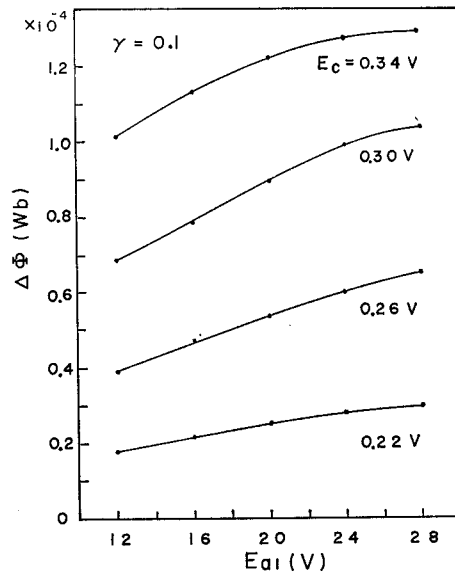
第1図に示す全波形磁気増幅器の回路において、制御回路抵抗の値を変えると、制御電流に対する出力電流の関係すなわち制御特性がずれてくることは周知の通りである。この理由として、村上、菊地氏⁽¹⁾は、磁心のリセットする有効電圧の作用はDC形リセットとS形リセットの合成によるリセットであることを明らかとし、制御回路抵抗の小さい場合はS形リセットに近いからであると説明している。一方、制御回路抵抗と制御電圧を一定に保ったまま交流電源電圧を変えた場合にもリセット磁束量

が変わってくる⁽²⁾。したがって、電源変動の影響を受けないSCR増幅器用点弧制御回路等にこの全波形磁気増幅器を使う場合、制御電圧は一定であっても交流電源電圧が変動すれば、出力も変わってくる。ここでは全波形磁気増幅器において、電源電圧変動によって制御特性にどの程度の影響を与えるかについて実験的に検討した結果をのべる。

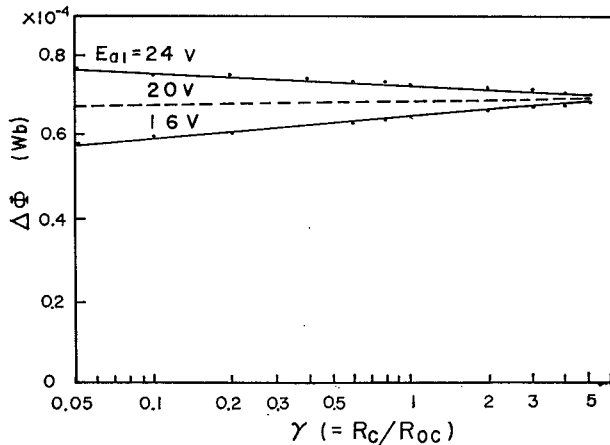
第2図は制御回路抵抗 $R_c = 21 \Omega$ ($r = R_c/R_{oc} = 0.1$) のとき、交流電源電圧 e_{a1} を20Vを中心に $\pm 20\%$ 変動させた場合の制御電圧 E_c に対するリセット磁束量 $\Delta \Phi$ (磁束電圧計で測定) の関係を図示したものである。これを更に交流電源電圧の変化に対するリセット磁束量の変化分として E_c をパラメータにとり測定すれば第3図のようになる



第2図 電源電圧 $20V \pm 20\%$ 変動した場合の制御電圧対リセット磁束量の関係 ($R_c = 21\Omega$)



第3図 電源変動によるリセット磁束量の変化 (制御電圧パラメータ, $R_c = 21\Omega$)



第4図 電源変動によるリセット磁束量の変化
 した。このように制御電圧は一定であっても電源電圧が変動すると、制御回路抵抗 R_c の大きさによって磁心のリセット磁束量が変わり、 R_c の値が小さい程変化量が大きい。例えば $\gamma = 0.1$ の場合、電源の $\pm 20\%$ 変動に対してリセット磁束量の変動は約 $\pm 8\%$ となる。また $\gamma = 4$ の場合は約 $\pm 2\%$ となる。

第4図は、電源電圧 $20V$ を基準として $\pm 20\%$ 変動させた値をパラメータとし、制御回路抵抗をいろいろ変えてリセット磁束量の変化分を測定したものである。このときのリセット磁束量の基準は、電源電圧が $20V$ のとき制御特性の中央付近となるようきめた。横軸は磁心等価抵抗 ($R_{oc} = 217\Omega$) に対する制御回路抵抗 (R_c) の比 γ で表わし、

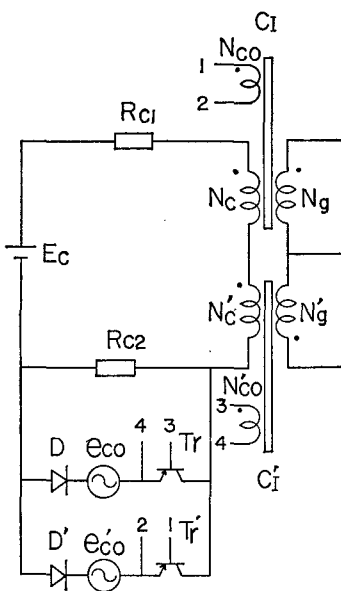
縦軸はリセット磁束量を示

3 補償回路

前述のように制御回路抵抗が小さいとき、ゲート半周期にある磁心の制御巻線に誘起される電圧によってリセット磁束量が変わるから、これを防ぐには、この誘起電圧の影響を打ち消すようにしなければならない。その一方法として既に一部報告⁽²⁾⁽³⁾してあるが、スイッチングトランジスタを利用し、各リセット半周期毎に誘起電圧を打ち消す方法——これを直列補償法とよぶ——と制御巻線のほかに並列に補償巻線を設け極性を互に逆にし電流として打ち消す方法——これを並列補償法とよぶ——の二種類が考えられる、以下、これらについて説明する。

3.1 直列補償回路

第5図に直列補償回路を示す。スイッチングトランジスタ T_r と電源電圧 e_{co} により、制御回路抵抗の一部の R_{c2} 両端に誘起電圧と等しい波形の補償電圧を与え、誘起電圧を打ち消すようにしてある。このようにすれば磁心 C_I または C_I' のリセット磁束量は制御電圧 E_c によるもののみとなり、 E_c が一定であれば電源電圧が変動してもこのリセット磁束量は変わらない。しかし、回路素子としてトランジスタやダイオードそれに交流電源を必要とする点など後述の並列補償回路と比べて不利である。その上、電源 e_{co} の大きさはダイオードの順方向電圧降下があるため波形の上から余り小さくもできず、最低 10V 位は必要である。したがって、例えば SCR 用点弧制御回路等に使用する場合には、磁気増幅器の電源電圧を 10V~20V 位とするから、 e_{co} の大きさも同じ程度にしなければならない。制御巻線 N_c の巻数はゲート巻線 N_g と同じ巻数とする必要があるとか R_{c2} の値を余り小さくできないなど、ある程度の制限をうける。

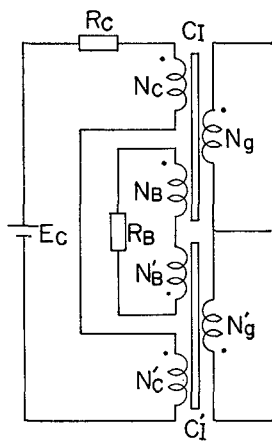


第5図 直列補償回路

3.2 並列補償回路

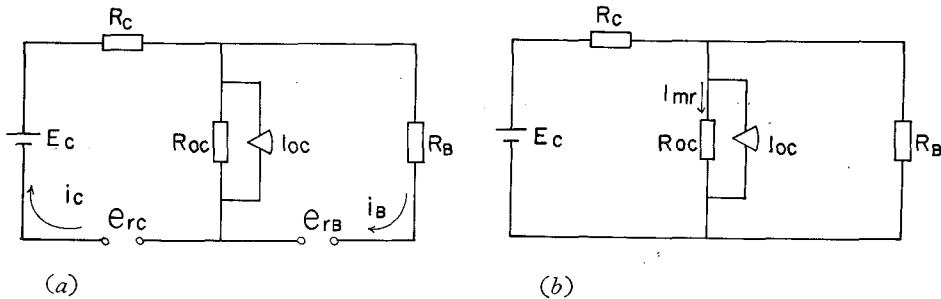
直列補償回路がトランジスタやダイオードなどの回路素子を必要とするのに反し、この並列補償回路は第6図に示すように N_B 、 N_B' 巻線と抵抗 R_B とからなる簡単な回路である。したがって直列補償回路にみられたような制限はない。

第6図において、 $N_c = N_c' = N_B = N_B'$ 、 $R_B = R_C$ とし、磁心 C_I がリセット、 C_I がゲート半周期にある場合を考える。巻線 N_c' 、 N_B' に誘起する電圧は大きさが等しく、リセット半周期にある磁心 C_I にとっては極性が反対であるから、 C_I への誘起電圧による影響は互に打ち消し合い、磁心 C_I のリセット磁束量は電源変動があっても制御電圧 E_c さえ一定であれば変わらない。



第6図 並列補償回路

このときの等価回路を求め、磁心 C_I のリセット磁束量を求めることにする。
 まず、第6図において磁心 C_I' がゲート、 C_I がリセット半周期にあるとすれば、 C_I' が未飽和の期間中の等価回路は第7図(a)のようになる。ここで R_c, R_B には N_c, N_c' 巻線の巻線抵抗、 N_B, N_B' 巻線の巻線抵抗を含むものとし、 e_{rc}, e_{rB} はそれぞれ N_c' 巻線、 N_B' 巻線に誘起した電圧の瞬時値を示す。また i_B, i_c はこの誘起電圧によって回路を流れる電流の瞬時値を示す。ここで、 $N_c' = N_B'$ としたから $e_{rc} = e_{rB}$ 、したがって $i_B = i_c$ と



第7図 磁心 C_I のリセット半周期における等価回路

なって磁心 C_I のリセット磁束量は E_c によってのみきまる。また、磁心 C_I' が飽和した後は $e_{rc} = e_{rB} = 0$ となるから、このときの等価回路は第7図(b)のようになる。

したがって、もし $N_B = N_c$ であって $R_c = R_B$ 、 $e_{rc} = e_{rB}$ であれば、すなわち完全補償であれば、ゲート半周期にある磁心 C_I' の飽和、未飽和に関係なく、磁心 C_I' のリセット半周期における等価回路は第7図(b)のようになる。第7図(b)において E_c によって R_{oc} を流れる電流を I_{mr} とすれば

$$\begin{aligned}
 I_{mr} &= \frac{E_c - R_c I_{oc}}{R_c + \frac{R_{oc} R_c}{R_{oc} + R_c}} \times \frac{R_c}{R_{oc} + R_c} \\
 &= \frac{E_c - R_c I_{oc}}{2R_{oc} + R_c} \quad (1)
 \end{aligned}$$

となるから、リセット磁束量 $\Delta \Phi_r$ は

$$\begin{aligned}
 \Delta \Phi_r &= \frac{1}{N_c} \int_0^{\pi} I_{mr} R_{oc} dt \\
 &= \frac{1}{2f N_c} \cdot \frac{R_{oc}}{2R_{oc} + R_c} (E_c - R_c I_{oc}) \quad (2)
 \end{aligned}$$

となる、

ただし、 $f = \frac{\omega}{2\pi}$ は電源の周波数とする。

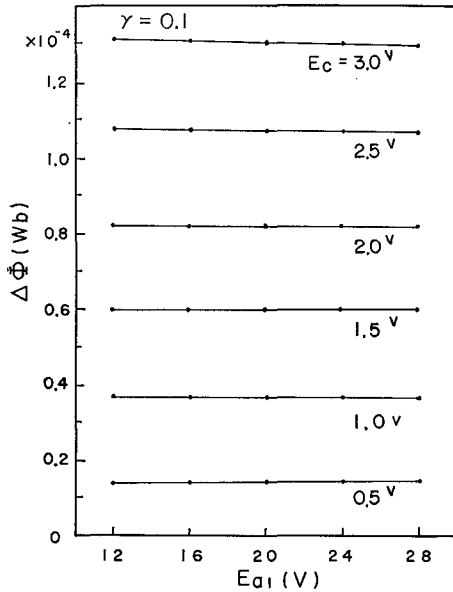
4 実験的検討

4.1 直列補償回路

完全補償の場合には文献(3)にも示してあるように、電源電圧の $\pm 20\%$ 変動に対し磁心のリセット磁束量の変化は殆んどなく良好な結果が得られた。また、制御特性は実験値と計算値とがよく一致することも示した⁽³⁾。

4.2 並列補償回路

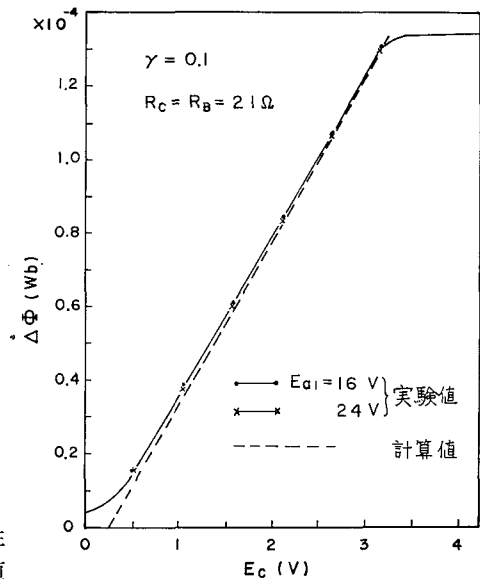
並列補償回路の効果を確かめるためつぎのような実験を行なった。すなわち、制御電圧を一定のまま電源電圧を変動させ磁心のリセット磁束量の変化分を磁束電圧計で測定した。 r の値をいろいろ変えて実験を行なったがここでは代表的な例として $r=0.1$ の場合についてのべる。



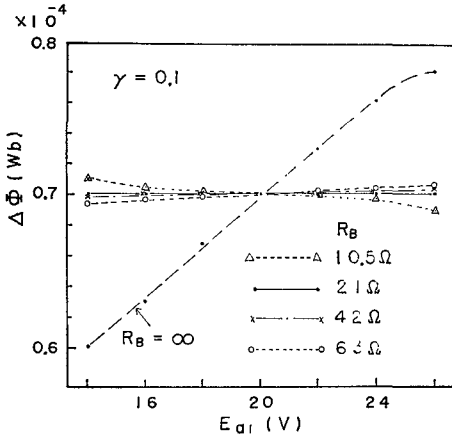
第8図 並列補償回路を用いた場合の電源変動に対するリセット磁束量の変化
($N_c = N_B = 100T$, $R_c = R_B = 21\Omega$)

一層はっきりする。第9図は、制御特性 ($E_c - \Delta\Phi$ の関係) を示し、実線は実験値を、点線は(2)式による計算値を示しているが、直列補償回路の場合と同様、かなり良い

第8図は、制御巻線数 $N_c=100T$ で $r=0.1$ ($R_c=21\Omega$) のとき、並列補償回路として、 $N_B=N_B'=100T$, $R_B=21\Omega$ を用いた場合(完全補償)の電源電圧変動に対するリセット磁束量の変化分を磁束電圧計で測定した結果を示す。電源電圧 $20V \pm 40\%$ 変動させてもリセット磁束量は殆んど変わらない。第3図の補償回路のない場合の特性と比較すれば、並列補償回路の効果が



第9図 並列補償回路を用いた場合の制御特性の実験値と計算値の比較



第10図 R_B の値を変えた場合の電源電圧変動に対するリセット磁束量の変化
($N_c = N_B = 100T, R_c = 21\Omega$)

一致をみている。

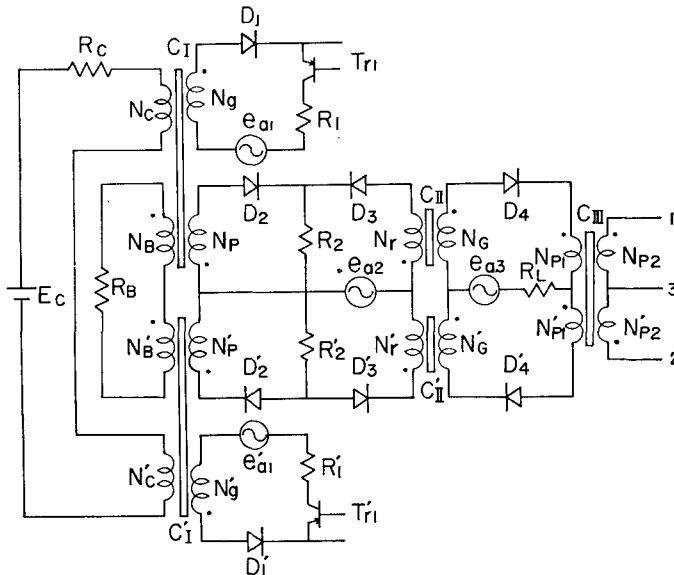
つぎに、並列補償回路の抵抗 R_B の値を変えた場合、電源変動に対するリセット磁束量の変化量への影響を調べた結果を第10図に示す。 $N_c = N_B = 100T, R_c = 21\Omega$ ($\gamma = 0.1$) のとき、 R_B の値を R_c の値の0.5倍 (10.5Ω)、1倍 (21Ω)、2倍 (42Ω)、3倍 (63Ω) と変えた場合の特性を示す。同図中、 $R_B = \infty$ とは並列補償回路なしの場合を表わしている。 $\gamma = 1$ の場合も $\gamma = 0.1$ の場合とほぼ同様の結果が得られた、また N_c と N_B の巻数比を変えても同様の結果が得られ、 R_B の値は完全補償の0.5~2倍程度以内であればあまりリセット磁束量の変化分はみられず、この並列補償は直列補償回路と違って、ゲート回路からの制限

をうけることがない特徴をもっていることがわかる。

5 SCR 増幅器用点弧制御回路への応用

先に段間接続にレーミ形磁気増幅器を用いて、SCR 増幅器の制御特性が電源電圧変動の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⁽⁴⁾⁽⁵⁾したが、初段の制御回路抵抗が小さい場合には先の理由によって電源変動の影響をうける。そこで、前述の補償方法をこれに適用し、実験的に検討した結果についてのべる。

まず、並列補償方法をこの回路に適用した場合の回路図を第11図に示す。記号の説明は

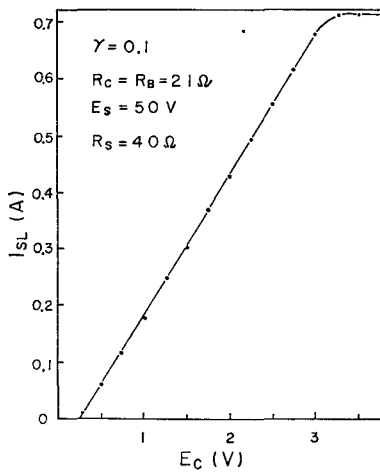


第11図 並列補償回路付 SCR 用点弧制御回路

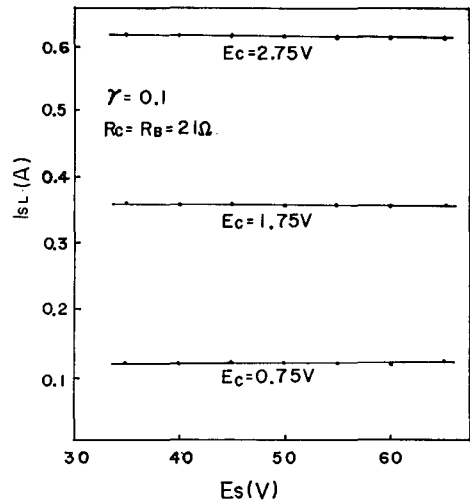
第1表に示す。動作原理については文献(3)参照。

第1表

- $C_I, C_{I'}$; 自己飽和形磁気増幅器の磁心
- $C_{II}, C_{II'}$; レーミ形磁気増幅器の磁心
- C_{III} ; SCR の点弧パルス発生用磁心
- E_c ; 制御電源
- R_c ; 制御回路抵抗
- R_B ; 補償回路抵抗
- $N_c, N_{c'}$; 制御巻線
- $N_B, N_{B'}$; 補償巻線
- $N_g, N_{g'}$; ゲート巻線
- $N_p, N_{p'}$; 検出巻線
- $R_1, R_{1'}$; ゲート回路抵抗
- $R_2, R_{2'}$; 段間接続抵抗
- $N_r, N_{r'}$; リセット巻線
- $N_G, N_{G'}$; ゲート巻線
- $N_{p1}, N_{p1'}$; 磁心 C_{III} の一次巻線
- $N_{p2}, N_{p2'}$; パルス電圧をとりだすための巻線
- 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
- $D_1 \sim D_4, D'_1 \sim D'_4$; 整流器
- $T_{r1}, T_{r1'}$; 転流防止用スイッチングトランジスタ



第12図 SCR 増幅器の制御特性



第13図 電源電圧変動に対する SCR 増幅器の出力電流の変化 (制御電圧パラメータ)

第12図には $r = 0.1$, SCR 増幅器の電源電圧 $E_s = 50V$ の場合の制御電圧 E_c に対する SCR 増幅器の出力電流 I_{SL} の関係——制御特性——を示す。さらに第13図は制御電圧をパラメータとして電源電圧変動に対する SCR 増幅器の出力電流 I_{SL} の関係を図示したものであるが、電源変動 $\pm 30\%$ 変動に対しても出力電流は殆んど変わらず一定となっている。したがって電源の $\pm 30\%$ 変動に対してもこの SCR 増幅器の制御特性は第12図に示した曲線の上に重なり、制御特性が電源変動の影響を受けないような SCR 用点弧制御回路となる。ここでは $r = 0.1$ の場合のみの実験結果を記したが r の値を変えても、また N_c 巻線と N_B 巻線の巻数比を変えても $R_B = \left(\frac{N_B}{N_c}\right)^2 R_c$ の関係が成り立つような抵抗 R_B を選べば、SCR 増幅器の出力電流は電源変動の影響を受けないことが実験により確かめられた。

つぎにこの方法は電源変動に対する補償のみならず応答時間も早くすることができ、また制御回路抵抗の値によって応答時間が変ることがない特徴をもっている。以下この回路の過渡応答について簡単にのべる。この回路の動作原理⁽⁴⁾より $C_I, C_{II}, C_I', C_{II}'$ の磁心のリセット・ゲート半周期は第2表に示すような関係にあって独立して動作するから、いま、 C_I, C_I' のリセット半周期の始まり、または終りの点 $t = \frac{n\pi}{\omega}$ ($n=0, 1,$

第 2 表

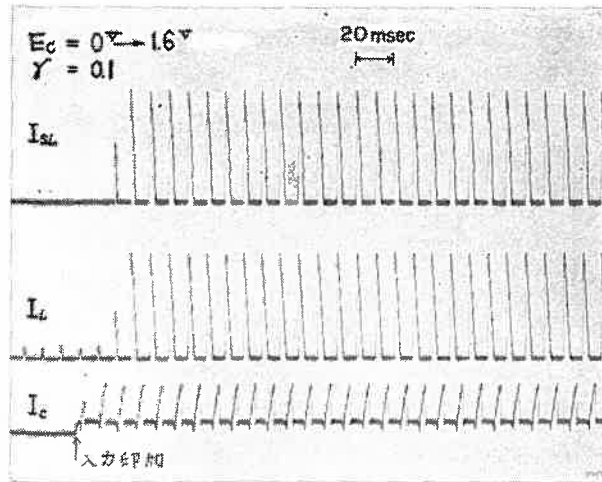
	$0 < t \leq \frac{\pi}{\omega}$	$\frac{\pi}{\omega} < t \leq \frac{2\pi}{\omega}$	$\frac{2\pi}{\omega} < t \leq \frac{3\pi}{\omega}$	$\frac{3\pi}{\omega} < t \leq \frac{4\pi}{\omega}$	$\frac{4\pi}{\omega} < t \leq \frac{5\pi}{\omega}$
C_I	r	g	r	g	r
C_{II}	G	R	G	R	C
C_I'	g	r	g	r	g
C_{II}'	R	G	R	G	R

- r ; 自己帰還形のリセット半周期
- g ; \diagup ゲート \diagdown
- R ; レーミ形のリセット半周期
- G ; \diagdown ゲート \diagup

2, ...)において制御入力電圧 E_c がステップ状に変化したとすれば、レーミ形磁気増幅器 (したがって SCR 増幅器) の出力変化が完全に終るまでの時間、すなわち100%応答時間 (電源の半サイクルを単位とする) は1サイクルとなる。 $t = \frac{n\pi}{\omega}$ 以外の期間に入力変化がおこれば1.5サイクルとなる。

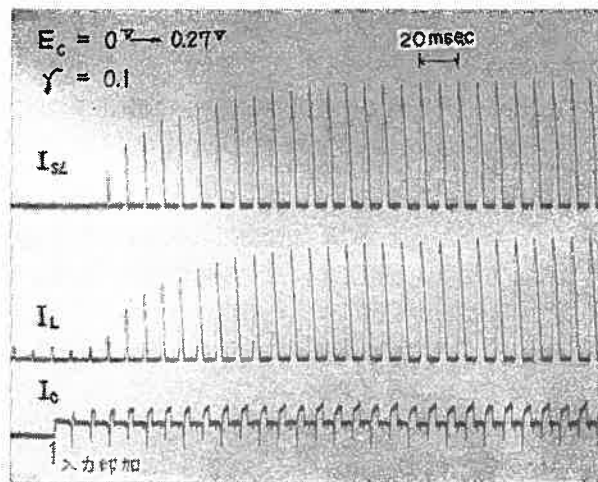
つぎに交流電源電圧変化に対する過渡応答は、 $t = \frac{n\pi}{\omega}$ において変化がおこれば 100%応答時間は 0.5 サイクルであるが、それ以外の場合では1サイクルとなって制御入力変化に対する100%応答時間より0.5サイクル早い。

第14図に、並列補償回路をもつ全波形点弧制御回路にステップ状の制御電圧を加えたと



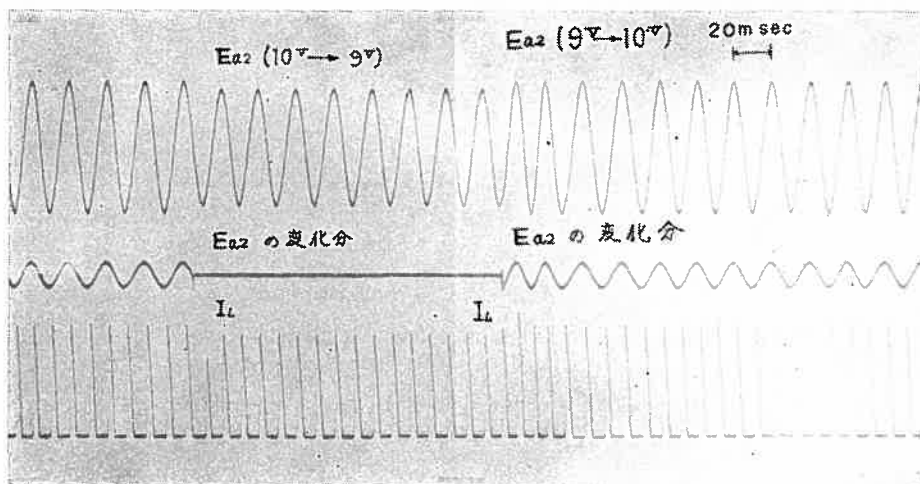
第14図 並列補償回路のある場合の過渡応答

きの過渡応答を示す。 I_c は制御電流、 I_L は点弧制御回路の抵抗 R_L を流れる電流、 I_{sL} はSCR増幅器の出力電流を表わすが、100%応答時間は1.5サイクルであることがわかる。比較のため並列補償のない場合の過渡応答を第15図に示す。また、 γ の値を変えて実



第15図 並列補償のある場合の電源変動に対する過渡応答

験した結果、 γ の値に関係なく完全補償の場合には I_{sL} の応答時間は1.5サイクルであることがわかった。



第16図 並列補償のある場合の電源変動に対する過渡応答

第16図 は電源変動 (E_{a2} を 10V から 9V に変えた場合と, 9V から 10V へ変えた場合) に対する出力電流の過渡応答を示したもので 0.5 サイクルまたは 1 サイクルで応答していることがわかる。

6 むすび

以上、全波形磁気増幅器のリセット磁束量におよぼす電源変動の影響について実験的に検討し、それに対する補償法として直列、並列の二種類の補償法について種々実験した結果、いずれも良好な結果が得られた。中でも並列補償法は回路的にも簡単で、 $R_B = \left(\frac{N_c}{N_B}\right)^2 R_c$ 以外に回路構成上の制約もなく、すぐれた補償法である。この方法を制御特性が電源変動の影響を受けないような SCR 増幅器用点弧制御回路に適用し、良い結果が得られた。また、これらの方法は、電源変動に対する補償だけでなく、完全補償の場合には過渡応答にもすぐれていることが実験的に確かめられた。

最後に日頃御指導を頂く東北大学菊地正教授に心から感謝の意を表します。また実験に協力された本学福田十、信夫正氏に感謝する。

(本報告の一部は電気四学会連合大会⁽⁵⁾⁽⁶⁾ ならびに電気関係学会東北支部連合大会⁽³⁾ において講演発表したものである。)

文 献

- (1) 村上, 菊地：電気学会誌 **78**, 841, 8~13 (1958)
- (2) 尾山 福田：東北支部連大 **5 B-4** (昭, 42=10)
- (3) 尾山, 福田：山大紀要 (工学), **10**, 1, 185(昭, 43-1)
- (4) 尾山, 福田：東北支部連大 **2 A-14** (昭, 40-10)
- (5) 尾山, 福田：電気四学会連大 687 (昭, 42-4)
- (6) 尾山, 福田：電気四学会連大 739 (昭, 43-4)

Effects of AC Supply Voltage Variation on Reset Flux Change of Full-Wave Type Magnetic Amplifier and the Method of its Compensation

Shigeru OYAMA

Department of Basic Technology, Faculty of Engineering

The fluctuation of the reset flux change is caused by AC supply voltage variation when the resistance of the control circuit of the full-wave type magnetic amplifier is small.

This paper shows how AC supply voltage variation has an effect on the reset flux change, and presents two methods of its compensation. One of them is a series compensation, the other is a parallel one. The former is composed of transistors, diodes and AC supply source and the voltage applied to the resistance of the control circuit counteracts induced voltage on the control windings. The latter is a simple circuit that is composed of one resistance and two compensating windings with inverse polarity each other.

It can be said from the experimental results that these methods have an excellent compensating effect. Therefore they can be adopted to the firing circuit of SCR amplifier with compensating circuit for AC supply voltage variation. It is also experimentally verified that these methods not only compensate for the supply voltage variation but also have a fast transient response in case of the perfect compensation.