

氏 名	HSU CHEN FA 許 振 尧
授 与 学 位	工 学 博 士
学位授与年月日	昭和 3 9 年 7 月 1 日
学位授与の根拠法規	学位規則第 5 条第 2 項
最 終 学 歴	昭和 2 1 年 9 月 東北帝国大学工学部卒業

学位論文題目 交流制御磁気増巾器に関する研究

論文審査委員	東北大学教授 菊 地 正
	東北大学教授 福 島 弘 毅
	東北大学教授 松 尾 正 之
	東北大学教授 穴 山 武
	東北大学教授

# 論文内容要旨

## 序 論

近年直流制御磁気増巾器に関する研究が進んだ結果その定常動作、過渡現象及び特異現象が明らかにされた。これに対し交流制御磁気増巾器に関する理論的研究は従来殆んど行われておらず、その性質も未だあまり明らかではなかつた。

しかるに電力や通信方面においては直流に劣らず交流電源もよく使われ、サーボ機構の入力信号としては交流の場合もかなりある故、もしこれで直接磁気増巾器が適宜に制御され、増巾度も高く得られるなら、自動制御及びその他工学各方面に於て磁気増巾器の果す役割は増すことであろう。

著者はこの考えに基き、交流制御磁気増巾器を研究して来た。

第一章では一番基本的な交流制御半波形磁気増巾器の動作状態を四つの型に分け、制御特性及び過渡現象の理論解析と実験検討をのべている。

第二章では不平衡全波出力形サーボ用交流制御磁気増巾器制御特性理論解析及び実験検討を説明している。

第三章では補償巻線とトランジスタ同期スイッチによる補償回路を用いた、新方式の補償形交流制御全波出力磁気増巾器の動作原理について述べている。

第四章では補償形交流制御磁気増巾器の動作状態を四つの型に分け、制御特性及び過渡現象の理論解析と実験検討をした。

第五章では両極性直流出力の交流制御プッシュプル磁気増巾器の動作原理について述べ、制御特性と過渡現象に関する実験結果を示した。更に補償形交流制御プッシュプル磁気増巾器回路を考案し、その動作原理について述べ、補償電圧をパラメータとした制御特性及び過渡現象の実験結果を示した。

## 第 1 章 交流制御半波型磁気増巾器の動作解析

1.1 はしがき 交流電圧と同位相又は逆位相の交流電圧で制御される半波型磁気増巾器の制御機構を等価回路法により明らかにしようとし、角形ヒステリシス磁心および整流器特性は夫々制御磁化特性よりえられる渦電流等価抵抗と等価電流源および折線近似によつて表現した。同時に飽和残留磁束分を計算式に考慮する方法をとつた。

1.2 等価回路 図 1.2 の磁心の制御磁化特性曲線 (C.M.C.) を用いて動作等価抵抗  $R_0$  及び定磁化電流  $I_0$  を決定すれば、夫々 8.4 mA および  $R_0 = 2 \frac{f \Delta \phi}{\Delta NI} \times N^2 = 1158 \Omega$  となる。図 1.3 からシリコンダイオード、ゲート巻線抵抗及び負荷抵抗の正方向電圧電流曲線を折線近似してゲート回路全等価抵抗  $R_L' = 7.63 \Omega$  と正方向整流器電圧降下  $V_d = 0.8V$  を得る。これらの

要素を用いた制御とゲート等価回路は夫々図 1.4 及び図 1.5 の如くなる。

### 1.3 制御特性解析

図 1.4 及び図 1.5 をもとにしてかいた図 1.1 の等価回路図 1.6 及び図 1.7 を用い、尚飽和と残留磁束量を考慮に入れて以下各種の場合につき、制御特性を解析する。

1.3.1 電源電圧でゲートし、制御電圧が小なる場合  $\omega$  を電源及び制御電圧角周波数、 $\theta_f$  を点弧角、 $\Delta\Phi_s$  を飽和と残留磁束量とすれば、

$$\begin{aligned} & \omega N_g \Delta\Phi_s + \frac{R_o}{R_o + R_c} (2E_c - I_o R_c \pi) \\ &= \frac{R_o}{R_o + R'_L + \frac{R_o}{R_c} R'_L} \{ E_p (1 - \cos \theta_f) \\ &+ \frac{R'_L}{R_c} E_c (1 - \cos \theta_f) - (V_d + I_o R'_L) \\ &\times \theta_f \} \quad (1.1) \end{aligned}$$

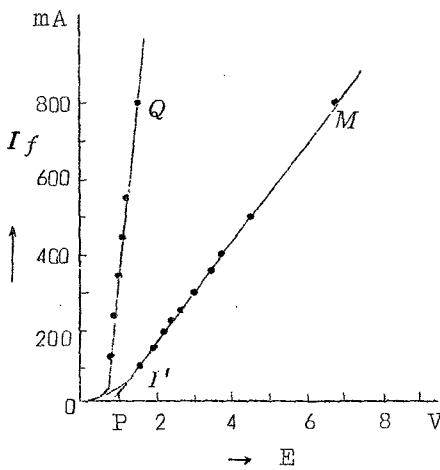


図 1.3 等価抵抗曲線

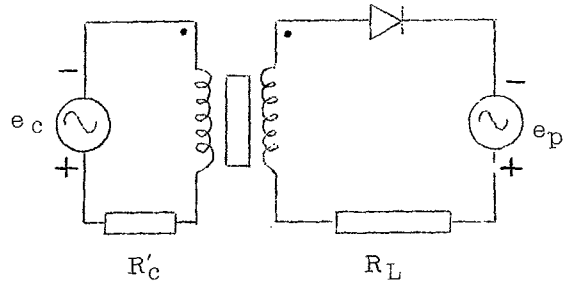


図 1.1 交流制御半波型磁気増幅器

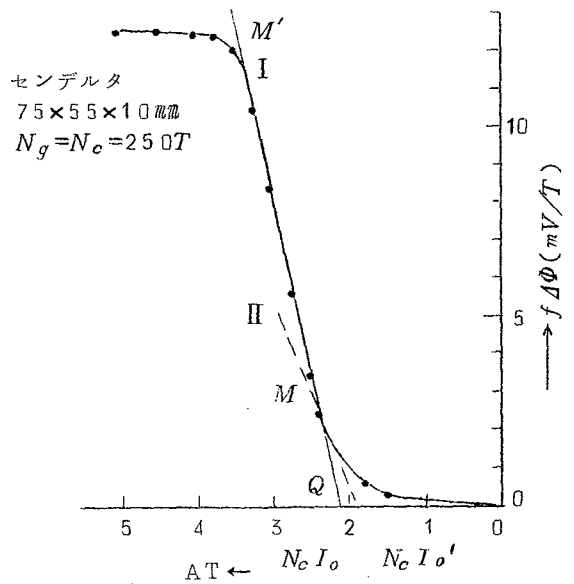


図 1.2 制御磁化曲線

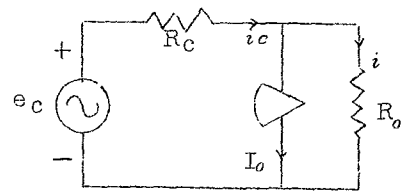


図 1.4 等価制御回路

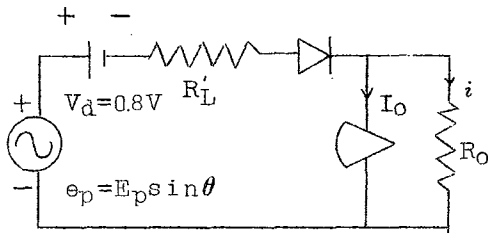


図 1.5 等価ゲート回路

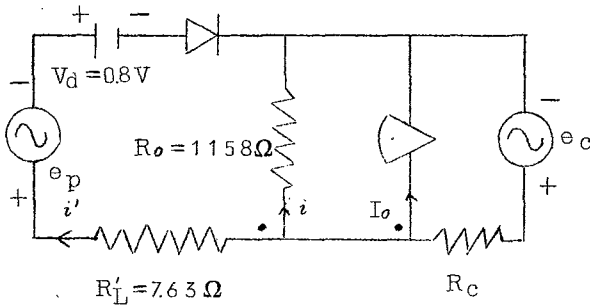


図 1.6 リセット時交流制御半波型磁気増幅器全等価回路

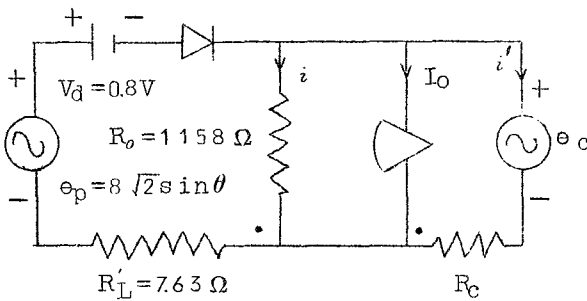


図 1.7 ゲート時交流制御半波型磁気増幅器全等価回路

$$-(V_d + I_o R'_L) \theta_f \quad (1.4)$$

平均負荷電流

$$I_{gl} = \frac{1}{2\pi R'_L} \{ E_p (1 + \cos \theta_f) - V_d (\pi - \theta_f) \} + \frac{I_o \theta_f}{2\pi} + \frac{1}{2\pi (R_o + R'_L)} \{ E_p (1 - \cos \theta_f)$$

平均負荷電流

$$I_{gl} = \frac{1}{2\pi R'_L} \{ E_p (1 + \cos \theta_f) - V_d (\pi - \theta_f) \} + \frac{I_o \theta_f}{2\pi} + \frac{1}{2\pi (R_o + R'_L + \frac{R_o}{R_c} R'_L)} \{ E_p (1 - \cos \theta_f) + \frac{R'_L E_c}{R_c} (1 - \cos \theta_f) - (V_d + I_o R'_L) \theta_f \} + \frac{1}{R_c} \{ I R_o - \frac{E_c}{2\pi} (1 - \cos \theta_f) \} \quad (1.2)$$

但し (1.2) 式中の I は

$$I = \frac{1}{2\pi (R_o + R'_L + \frac{R_o}{R_c} R'_L)} \{ E_p (1 - \cos \theta_f) + \frac{R'_L E_c}{R_c} (1 - \cos \theta_f) - (V_d + I_o R'_L) \theta_f \} \quad (1.3)$$

1.3.2 電源電圧でゲートし、制御電圧が大なる場合 図 1.7 の  $i'$  なる電流を無視し得るとすれば、

$$\omega N_g \Delta \phi_s + \frac{R_o}{R_o + R_c} (2E_c - I_o R_c \pi) = \frac{R_c}{R_o + R'_L} \{ E_p (1 - \cos \theta_f)$$

$$-(V_d + I_o R'_L) \theta_f \quad (1.5)$$

1.3.3 負制御の場合 制御巻線のゲート巻線に対する極性が図 1.1 と反対な制御方式を負制御と呼ぶ。飽和残留磁束量をゲートするだけで点弧し、大体一定の負荷平均電流を通し、この範囲では制御作用が行われない。ゲート時、ゲート側から制御回路に図 1.7  $i'$  の様な電流を流し、次の如き関係が成立する。

$$\omega N_g \Delta \phi_s = \frac{R_o}{R_o + R'_L + \frac{R_o}{R_c} R'_L} \left\{ E_p (1 - \cos \theta_f) + \frac{R'_L}{R_c} E_c (1 - \cos \theta_f) - (V_d + I_o R'_L) \theta_f \right\} \quad (1.6)$$

平均負荷電流  $I_{gl}$  は (1.2) 式と全く同じである。但し (1.6) 式中及び (1.2) 式中の第三項と第四項中の  $E_c$  は負値をとる。

1.3.4 制御電圧でゲートする場合 リセット時制御電圧が大きいとリセット半周期が終らないうちに負方向の飽和磁束に達する。又ゲート期間では、図 1.8 の如く制御電圧により定磁化電流  $I_o$  と可変磁化電流を供給する。

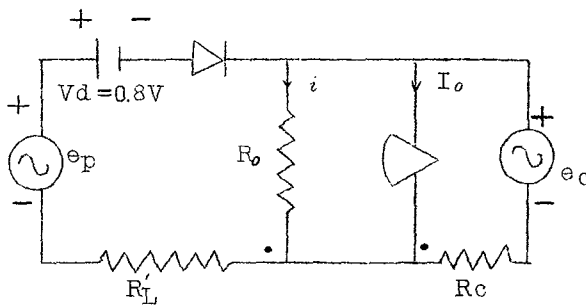


図 1.8 制御電圧でゲートする時の等価回路

$B_r$  を磁心の残留磁束密度、 $A$  を磁心有効断面積とすればゲート時

$$\frac{1}{\omega} \frac{R_o}{R_o + R_c} \{ E_c (1 - \cos \theta_f) - I_o R_c \theta_f \} = 2 B_r A N_c + N_c \Delta \phi_s \quad (1.7)$$

磁心の  $C.M.C$  から上式の  $B_r A = 1.26 \times 10^{-4}$  weber である。

$\theta_f'$  をリセット時、飽和角とすれば、

$$\frac{1}{\omega} \frac{R_o}{R_o + R_c + \frac{R_o}{R'_L} R_c} \{ E_c (1 - \cos \theta_f) - I_o R_c \theta_f + \frac{R_c}{R'_L} \{ E_p (1 - \cos \theta_f) + V_d \theta_f \} \} = 2 B_r A N_c + N_c \Delta \phi_s \quad (1.8)$$

平均負荷電流は

$$I_{gl} = \frac{1}{2\pi R'_L} \{ E_p (1 + \cos \theta_f) - V_d (\pi - \theta_f) \} + \frac{1}{R'_L} \left\{ I R_o - \frac{E_p}{2\pi} (1 - \cos \theta_f) - \frac{V_d}{2\pi} \theta_f \right\} \quad (1.9)$$

1.4 過渡現象 直流制御の場合と全く同様に考えられ、実験的にも確めた。

1.5 実験的検討 図 1.9 から第 1.3 節で導き出した諸公式により計算された制御特性曲線がかなり実験曲線と一致しているのがわかる。図 1.10 (上) よりゲート時、点弧前ではゲート側から誘起した電圧が制御回路に電流を流し、同図 (下) よりこの期間でも負荷電流を流すのがわ

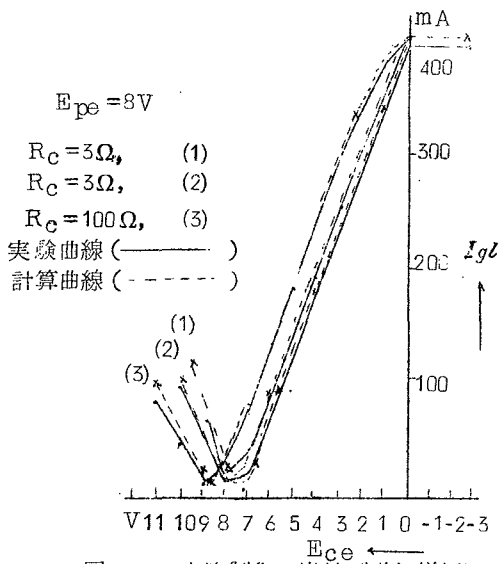


図 1.9 交流制御、半波型磁気増幅器  
実験及び計算特性曲線

かる。図 1.11 (上) から制御電圧が大きく、リセット時半周期の終りに達しないうち負の飽和に達し、又ゲートの時も制御電圧により励磁電流を流すのがわかる。同図(上、下)からリセット時、制御電圧によりゲート側へ整流電流を流しているのがわかる。

1.6 結言 等価制御回路、等価ゲート回路及びこれらの結合等価回路をもとにして理論解析により得た制御特性曲線と実験制御特性曲線がかなりよく一致することを確めた。過渡現象時 100% 応答は予想されるように 0.5 サイクル乃至 2 サイクルの間で、測定写真で証明した。

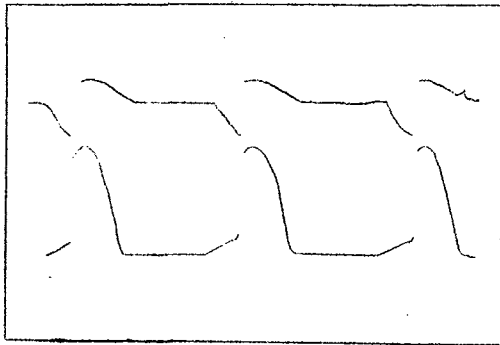


図 1.10  $E_{ce} = 2V$  の時、 $R_c = 30\Omega$   
両端の電圧波形(上)および  
 $R_L = 4\Omega$  両端の電圧波形(下)

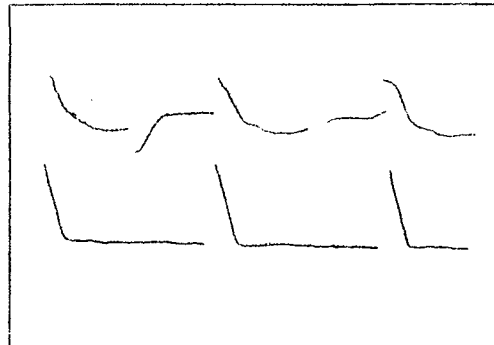


図 1.11  $E_{ce} = 11V$  の時、 $R_c = 100\Omega$   
両端の電圧波形(上)および  
 $R_L = 4\Omega$  両端の電圧波形(下)

## 第 2 章 不平衡全波出力形サーボ用交流制御磁気増幅器の解析

2.1 はしがき 図 2.1 の回路は、制御信号の極性に応じて何れか一方の半波出力が制御される不平衡全波出力形磁気増幅器である。入力为零の時出力に交流の電源周波数成分がなく、その直流分がサーボモータの制御巻線に制動効果を与える長所があり、サーボ用増幅器によく使われ

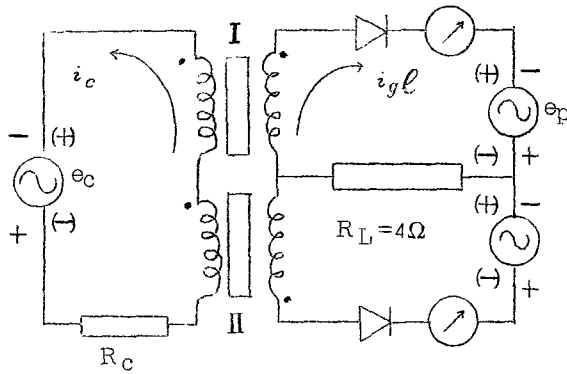


図 2.1 不平衡全波形交流制御磁気増幅器

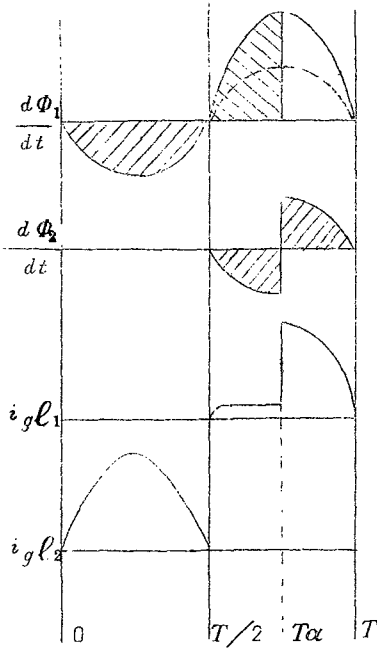


図 2.2 磁束変化と出力電流の関係

る。従来は制御回路に適当な大きさの抵抗を挿入する必要があり、電力増巾度が小さいと考えられ理論的検討は行われていなかった。詳細に回路の動作を検討した結果交流入力時、制御回路抵抗を大きくする必要はなく、制御特性の直線性もその抵抗が小さい方がよいことが明らかになった。又等価回路を利用して動作解析を行った。

2.2 制御回路の動作解析 磁心 I の回路が制御される場合について考える。\$R\_c=0\$ とすれば、図 2.2 の様に磁

心 I のゲート時には磁心 II が制御回路インピーダンスを大きくする働きをし、ゲート時に制御回路に大きな誘起電流が流れることを防ぎ、磁心 I の飽和後は、磁心 II の磁束 \$\Phi\_2\$ は制御電圧によつて飽和レベル迄上昇せしめるので、次の半サイクルにおいて磁心 II の出力回路電流は、ゲート反作用の影響を受けない。\$R\_c\$ が大きい場合で理想的角形ヒステリシス磁心と仮定しても同様なことが言えるが只磁束 \$\Phi\_2\$ は半周期の終りより早く飽和に達することが証明できる。

2.3 制御特性曲線の計算 2.3.1 制御電圧が 0 のときの出力電流

図 2.1 の制御回路が閉じている時 \$\Delta\Phi\_{go} = \Delta\Phi\_n + \Delta\Phi\_s\$ (図 2.3 参照) \$\Delta\Phi\_{go}\$: 制御電圧 0 時ゲート磁

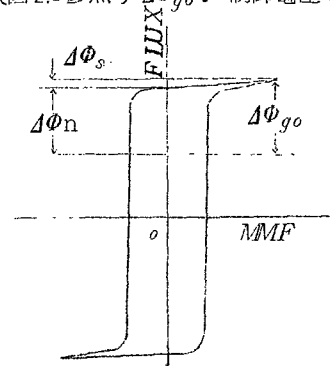


図 2.3 角形ヒステリシス曲線

束量,  $\Delta\Phi_n$  : 磁心 I が制御されているとき, 磁心 II のゲート反作用による磁束リセット量。飽  
 和残留磁束量及び図 1.4, 図 1.5 の等価回路から近似似的に

$$0.0013 + \frac{1}{\omega} \frac{R_o}{R_o + R_c} [E_p(1 - \cos\theta_o) - \{V_d + I_o(R'_L + R_c)\}\theta_o] = \frac{1}{\omega} \frac{R_o}{R_o + R'_L} \\ \{E_p(1 - \cos\theta_{fo}) - (V_d + I_o R'_L)\theta_{fo}\} \quad (2.1)$$

$\theta_o$  は  $E_{ce} = OV$  の時  $\Delta\Phi_s$  だけによる点弧角, この場合  $\cos\theta_o = 0.9364$ ,  $\theta_o = 0.358$  と得ら  
 れる。(2.1)式を用い, (a)  $R_c = 6\Omega$  のとき,  $\cos\theta_{fo} = 0.8934$ ,  $\theta_{fo} = 0.466$

(b)  $R_c = 71\Omega$  のとき,  $\cos\theta_{fo} = 0.9158$ ,  $\theta_{fo} = 0.413$

(c)  $R_c$  が  $159\Omega$  より大きい場合には  $E_{ce} = OV$  の時磁心の一方のゲートによる制御回路への誘  
 起電圧は他方の磁心を殆んどリセットし得ないから  $\cos\theta_{fo} = \cos\theta_o = 0.9364$ ,  $\theta_{fo} = \theta_o = 0.358$ 。  
 平均ゲート負荷電流は,

$$I_{gl} = \frac{1}{2\pi R'_L} \{E_p(1 + \cos\theta_{fo}) - V_d(\pi - \theta_{fo})\} + I_o \times \frac{\theta_{fo}}{2\pi} + \frac{1}{2\pi(R_o + R'_L)} \\ \{E_p(1 - \cos\theta_{fo}) - (I_o R'_L + V_d)\theta_{fo}\} \quad (2.2)$$

2.3.2 制御電圧が零以外の時の出力電流 制御電圧が  $E_{ce}$  の時, それによるリセット磁束量  
 を  $\Delta\Phi_r$ , 点弧角を  $\theta_f$  とすれば,

$$N_g \Delta\Phi_g = N_g \Delta\Phi_s + N_g \Delta\Phi_n + N_g \Delta\Phi_r \quad (2.3)$$

等価回路を用い,  $\Delta\Phi_n$  を計算すれば

$$R_c = 6\Omega \text{ の時, } N_g \Delta\Phi_n = N_c \Delta\Phi_n = \frac{1}{\omega} \times 0.39$$

$$R_c = 71\Omega \text{ の時, } N_g \Delta\Phi_n = N_c \Delta\Phi_n = \frac{1}{\omega} \times 0.1855$$

$R_c = 256\Omega$  の時, 前に述べた如く,  $\Delta\Phi_n \cong 0$  である。

(2.3)式を書き直せば,

$$N_g \Delta\Phi_s + N_g \Delta\Phi_n + \frac{1}{\omega} \frac{R_o}{R_o + R_c} (2E_c - I_o R_c \pi) = \frac{1}{\omega} \frac{R_o}{R_o + R'_L} \{E_p(1 - \cos\theta_f) \\ - (V_d + I_o R'_L)\theta_f\} \quad (2.4)$$

尚点弧角  $\theta_f$  に対してゲート負荷電流平均値は,

$$I_{gl} = \frac{1}{2\pi R'_L} \{E_p(1 + \cos\theta_f) - V_d(\pi - \theta_f)\} + I_o \times \frac{\theta_f}{2\pi} + \frac{1}{2\pi(R_o + R'_L)} \{E_p(1 - \cos\theta_f) \\ - (I_o R'_L + V_d)\theta_f\} + I_o \times \frac{\theta_f}{2\pi} + \frac{1}{2\pi(R_o + R_c)} \left[ \left( \frac{R_o}{R_o + R'_L} E_p - E_c \right) (1 - \cos\theta_f) \right]$$



$$- \left\{ \frac{R_o}{R_o + R'_L} (V_d + I_o R'_L) + I_o R_c \right\} \theta_f \quad (2.5)$$

2.4 実験的検討 制御回路抵抗  $R_c = 6\Omega, 71\Omega$ , 及び  $256\Omega$  における実験制御特性曲線は図 2.4 の実線曲線である。制御回路抵抗が大きい程、増巾度が小さく、直線性がわるくなること

がわかる。計算制御特性曲線は同図中の点線曲線で示している。制御回路抵抗が小さい場合実測曲線と計算曲線はよく一致し、大きい場合でも両者の曲線の間にかなりの一致が見られる。

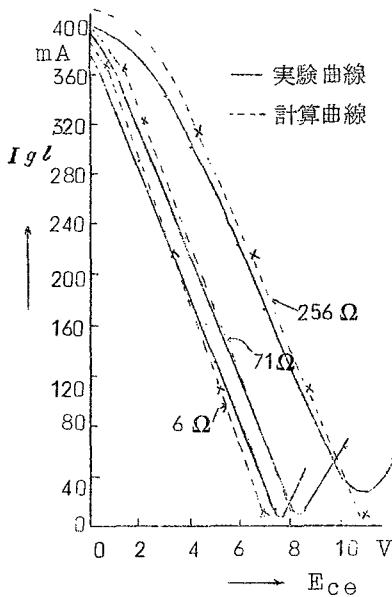


図 2.4  $R_c = 6\Omega, 71\Omega$  および  $R_c = 256\Omega$  の実験および計算制御特性

2.6 結言 サーボ用不平衡全波交流制御磁気増巾器は制御回路に高抵抗を挿入する必要がなく、その制御特性は直線性が極めてよくできる。更に制御磁化特性曲線から得た常数、制御等価回路、およびゲート等価回路をもとにした計算方法によりかなり正確な制御特性が得られた。

### 第 3 章 補償電圧形交流制御磁気増巾器について

3.1 はしがき 交流制御磁気増巾器は直流制御のように大きな電力増巾を行うことができない欠点があった。そこでトランジスタ・スイッチ回路を利用した補償回路を制御回路に付加することにより、直流制御磁気増巾器と同様に高電力利得の交流制御

磁気増巾器回路を考案した。

3.2 新しい交流制御磁気増巾器の原理 図 3.1 の交流制御磁気増巾器では、磁心 I のゲート時にその制御巻線に誘起する電圧は、交流信号電圧とは極性が逆でその作用を妨げる向きで負帰還作用を与える。そこで同図のトランジスタ同期スイッチ回路を利用して磁心のゲート時誘起電圧と同一波形の交番補償電圧を作り、これを制御回路に直列に挿入する。磁心 I および II にそれぞれ巻いた補償巻線によりゲート時誘起電圧を利用して、トランジスタをスイッチとして動作させ、抵抗  $R_c$  の両端にゲート時誘起電圧を打消す極性の電圧を与える。

3.3 実験的検討 補償電源電圧をパラメータとした制御特性は図 3.2 のようになり、電圧  $E_{se}$  の増加と共に電圧増巾度が大きくなって行き、 $E_{se} = 10V$  以上では跳躍特性を示す。

3.4 むすび 上記の如くトランジスタ・スイッチ回路によつて交流制御全波出力形磁気増巾器の磁心ゲート時制御巻線に誘起する電圧を容易に補償し得て高い利得を得ることができ、しか

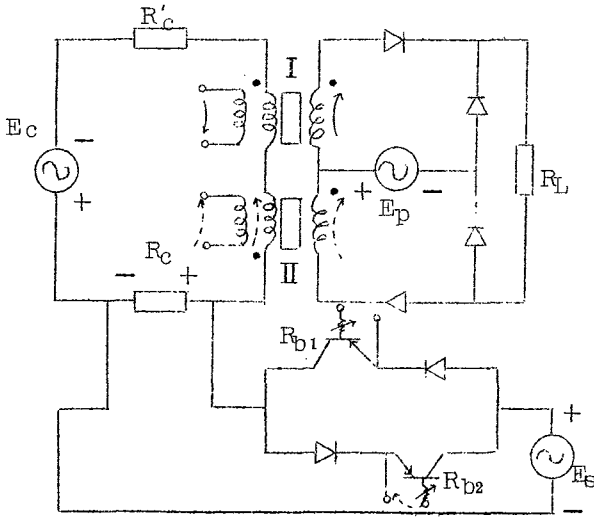


図 3.1 トランジスタ同期スイッチ回路で補償された、交流制御磁気増幅器

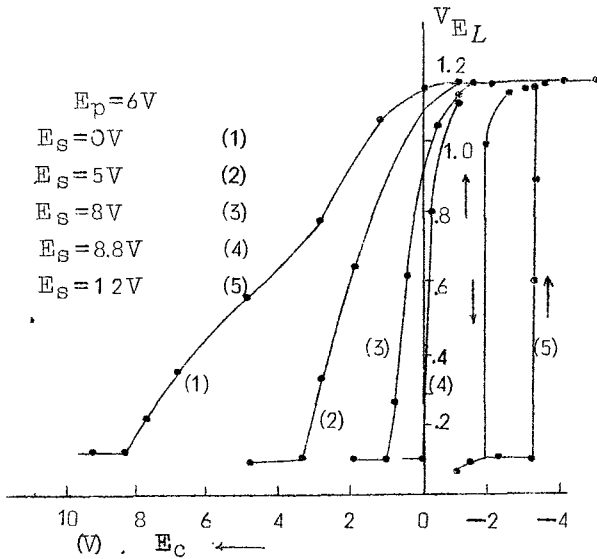


図 3.2 補償電源電圧をパラメータとした制御特性

も  $E_{se}$  をかえることにより制御特性曲線の傾斜を増大し得る。

#### 第 4 章 補償電圧形交流制御磁気増幅器の動作解析

4.1 はしがき トランジスタ同期スイッチ補償回路を用いた交流制御磁気増幅器の回路及び過渡現象解析について述べる。

4.2 交流制御全波出力形磁気増幅器理論解析 トランジスタ同期スイッチ補償回路を用いた中間タップ式交流制御磁気増幅器を図 4.1 に示す。

実験で得た制御特性曲線を図 4.2 の実線曲線で示す。図 1.4, 図 1.5 の等価制御、ゲート回路及びこれらをもとにした他の等価回路を用い、次の諸計算式を得る。

##### 4.2.1 完全補償の場合

$$\omega N_g \Delta \phi_s + \left[ \frac{R_o}{R_o + R_{c1}} \{ E_c (1 - \cos \theta_f) - I_o R_{c1} \theta_f \} + \frac{R_o}{R_o + R_{c2}} \{ E_c (1 + \cos \theta_f) - I_o R_{c2} (\pi - \theta_f) \} \right] = \frac{R_o}{R_o + R'_L} \{ E_p (1 - \cos \theta_f) - (V_d + I_o R'_L) \theta_f \} \quad (4.1)$$

$$I_{gl} = \frac{1}{2\pi R_L'} \{E_p(1+\cos\theta_f) - V_d(\pi-\theta_f)\} + \frac{I_o\theta_f}{2\pi} + \frac{1}{2\pi(R_o+R_L')} \{E_p(1-\cos\theta_f) - (I_oR_L'+V_d\theta_f)\} \quad (4.2)$$

但し,  $R_{c1} = 6\Omega$  および  $R_{c2} = 6+50 = 56\Omega$ .

#### 4.2.2 過補償の場合

$$\omega N_g \Delta\phi_s + \frac{R_o}{R_o+R_{c1}} \{E_c(1-\cos\theta_f) - I_oR_{c1}\theta_f\} + \frac{R_o}{R_o+R_{c2}} \{E_c(1+\cos\theta_f) - I_oR_{c2}(\pi-\theta_f)\} = \frac{R_o}{R_o+R_L'} \{E_p(1-\cos\theta_f) - (V_d+I_oR_L')\theta_f\} (1-\alpha) \quad (4.3)$$

$\alpha = \frac{E_{se} - E_{seo}}{E_{seo}}$  とする。 $E_{se}$  は補償電圧,  $E_{seo}$  は完全補償電圧である。 $I_{gl}$  の計算式は

(4.2)式と同じである。

4.2.3 無補償の場合 i) ゲート時の磁心の誘起電圧が制御電圧より大きく他方の磁心を飽和に追いやる場合:

$$\omega N_g \Delta\phi_s + \frac{R_o}{R_o+R_{c2}} \{E_c(1+\cos\theta_f) - I_oR_{c2}(\pi-\theta_f)\} = \frac{R_o}{R_o+R_L' + \frac{R_oR_L'}{R_{c2}}} \left\{ \left( E_p + \frac{R_L'}{R_{c2}} E_c \right) (1-\cos\theta_f) - (V_d + I_oR_L')\theta_f \right\} \quad (4.4)$$

$$I_{gl} = \frac{1}{2\pi R_L'} \{E_p(1+\cos\theta_f) - V_d(\pi-\theta_f)\} + \frac{I_o\theta_f}{2\pi} + \frac{1}{2\pi} \frac{1}{R_o+R_L'+\frac{R_oR_L'}{R_{c2}}} \left\{ \left( E_p + \frac{R_L'}{R_{c2}} E_c \right) (1-\cos\theta_f) - (I_oR_L'+V_d)\theta_f \right\} + \frac{1}{R_{c2}} \left\{ R_o I - \frac{E_c}{2\pi} (1-\cos\theta_f) \right\} \quad (4.5)$$

但し  $I$  は (4.5) 式右辺の第三項を表わす。

ii) ゲート時の磁心誘起電圧が制御電圧より小さくて他方の磁心を飽和に追いやる場合:

$$\omega N_g \Delta\phi_s + \frac{R_o}{R_o+R_{c2}} (2E_c - I_oR_{c2}\pi) - \frac{R_o}{R_o+R_{c2}} \left[ \frac{R_o}{R_o+R_L'} \{E_p(1-\cos\theta_f) - (V_d+I_oR_L')\theta_f\} \right] = \frac{R_o}{R_o+R_L'} \{E_p(1-\cos\theta_f) - (V_d+I_oR_L')\theta_f\} \quad (4.6)$$

$I_{gl}$  の計算式は (4.2) 式と同じである。

#### 4.2.4 不足補償の場合 i) 4.2.3 i) と同じ回路条件の場合

$$\omega N_g \Delta\phi_s + \frac{R_o}{R_o+R_{c2}} \{E_c(1+\cos\theta_f) - I_oR_{c2}(\pi-\theta_f)\}$$

$$= \frac{R_o}{R_o + R'_L + \frac{\alpha R_o R'_L}{R_{c2}}} \left\{ \left( E_p + \frac{R'_L}{R_{c2}} E_c \right) \times (1 - \cos \theta_f) - (V_d + I_o R'_L) \theta_f \right\} \quad (4.7)$$

$$I_{gl} = \frac{1}{2\pi R'_L} \left\{ E_p (1 + \cos \theta_f) - V_d (\pi - \theta_f) \right\} + \frac{I_o \theta_f}{2\pi} + \frac{1}{2\pi (R_o + R'_L + \frac{\alpha R_o R'_L}{R_{c2}})} \left\{ \left( E_p + \frac{R'_L}{R_{c2}} E_c \right) (1 - \cos \theta_f) - (I_o R'_L + V_d) \theta_f \right\} + \frac{1}{R_{c2}} \left\{ \alpha R_o I - \frac{E_c}{2\pi} (1 - \cos \theta_f) \right\} \quad (4.8)$$

但し  $\alpha' = \frac{E_{se0} - E_{se}}{E_{se0}}$ ,  $I$  は (4.8) 式右辺の第三項を表わす。

ii) 4.2.2 と類似の取り扱いの出来る場合 :

$$\omega N_g \Delta \Phi_s + \frac{R_o}{R_o + R_{c1}} \left\{ E_c (1 - \cos \theta_f) - I_o R_{c1} \theta_f \right\} + \frac{R_o}{R_o + R_{c2}} \left\{ E_c (1 + \cos \theta_f) - I_o R_{c2} (\pi - \theta_f) \right\} = \frac{R_o}{R_o + R'_L} \left\{ E_p (1 - \cos \theta_f) - (V_d + I_o R'_L) \theta_f \right\} (1 + \alpha) \quad (4.9)$$

$I_{gl}$  の計算式は (4.2) 式と同じである。

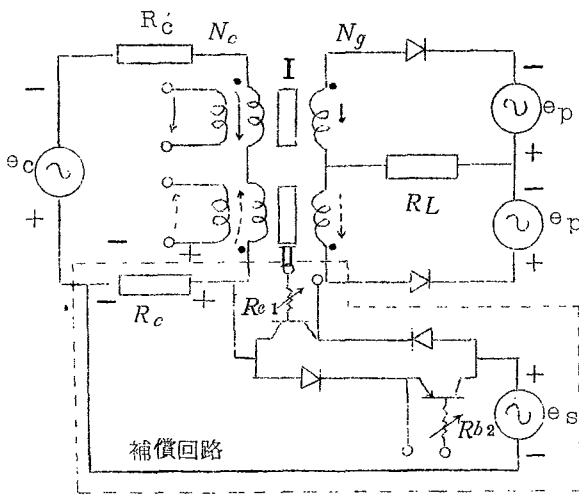


図 4.1 トランジスタ同期スイッチ補償回路を用いた中間タップ式交流制御磁気増幅器。  
( $R_c = 5 \Omega$  制御巻線抵抗  $6 \Omega$ )

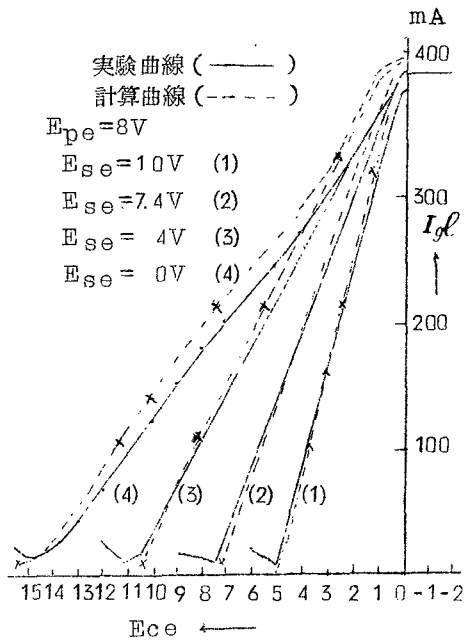


図 4.2 計算および実験制御特性曲線

4.2.5 過補償で負制御 ( $\alpha > 1$ ) の場合 過補償度が1より大きい時, 増巾器を制御するには補償電圧と逆方向の制御電圧を加える必要がある。これを負制御と呼ぶ。

$$\omega N_g \Delta \Phi_s + \left\{ \frac{R_o}{R_o + R_{c1}} \{ E_c (1 - \cos \theta_f) - I_o R_{c1} \theta_f \} + \frac{R_o}{R_o + R_{c2}} \{ B_c (1 + \cos \theta_f) + I_o R_{c2} (\pi - \theta_f) \} \right\} = \frac{R_o}{R_o + R_L} \{ E_p (1 - \cos \theta_f) - (V_d + I_o R_L) \theta_f \} (1 - \alpha) \quad (4.10)$$

$I_{gl}$  を計算する式は (4.2) 式と同じである。

図 4.3 の点線は  $\alpha > 1$  時の計算制御特性曲線で, 実線は同状態における実験特性曲線を示す。

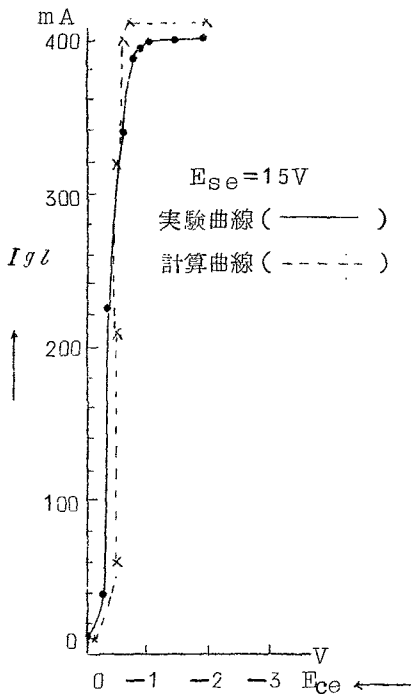


図 4.3  $\alpha > 1$  の過補償時における実験と理論計算制御特性曲線

4.2.6 結果に関する検討 図 4.2 及び図

4.3 から制御特性の理論計算曲線と実験曲線とはかなりよい一致を見せるがまだ少しのずれがある。このずれはゲート回路及び制御回路の抵抗が小さければ, 小さい程等価回路の正確度がたかまるので減る。他の一つの原因はゲート回路抵抗および整流器の電圧電流特性を折線近似したことにより生じたもので, 殊に負荷電流の小さい所で影響が大きい。

4.3 過渡現象 4.3.1 過渡現象理論

4.3.1.1 過補償の場合 制御回路に関しては図 1.4 及び 4.1 から次の如き関係式が得られる。

$$N_c \left( 1 + \frac{R_c}{R_o} \right) \Delta \Phi(n) = (E_{ca} - R_c I_o) / 2f + \alpha N_c \Delta \Phi(n-1) \quad (4.11)$$

但し  $\Delta \Phi(n)$ ,  $\Delta \Phi(n-1)$  は夫々第  $n$  番目半サイクルおよび第  $(n-1)$  番目半サイクルのリセット磁束量であるとする。(4.11) 式の差分方程式と微分方程式の類似からこの場合の応答時間は,  $A_v$  を電圧増巾度とすれば,

$$T_r = \frac{1}{2f} \frac{1}{\ln \left( 1 + \frac{1}{\alpha A_v} \right)} \text{ sec} = \frac{1}{2} \frac{1}{\ln \left( 1 + \frac{1}{\alpha A_v} \right)} \text{ サイクル} \quad (4.12)$$

半サイクルの始めに制御電圧が変化したとすれば, 出力に於ては少くとも半サイクルのむだ時

間だけおくれて、変化があらわれるから、(4.12)式から計算したものに0.5サイクル加えねばならない。

全波形直流制御磁気増巾器の場合、応答時間は0.5サイクルを除くと、 $T_r = \frac{1}{2} \frac{1}{\ln(1+1/A_v)}$

サイクルで $A_v \gg 1$ の時には $T_r \approx \frac{1}{2} A_v$ サイクルである。過補償交流制御磁気増巾器に於ては(4.12)式の如く $T_r = \frac{1}{2} \frac{1}{\ln(1+1/\alpha A_v)}$ サイクルで $0 < \alpha < 1$ 且つ $\alpha A_v \gg 1$ の場合 $T_r = \frac{1}{2} \cdot \alpha A_v$ サイクルとなり、増巾度が前者と同じ時には応答時間が $\alpha$ 倍だけより小さい利点がある。

4.3.1.2 完全補償の場合  $\alpha = 0$ である。(4.12)式より $T_r = 0$ サイクル。従つて応答時間はむだ時間を考えると点弧角の違いによつて $T_r = 0.5$ サイクル乃至1サイクルとなる。

4.3.1.3 不足補償の場合 4.3.1.1と同様にして下の如き関係式が得られる。

$$N_c \left(1 + \frac{R_c}{R_o}\right) \Delta\phi(n) = (E_{ca} - R_c I_o) / 2f - \alpha' N_c \Delta\phi(n-1) \quad (4.13)$$

(4.13)式にて表わされる応答状態を図示すれば図4.4となり半波毎に変化量が増減を繰り返す。

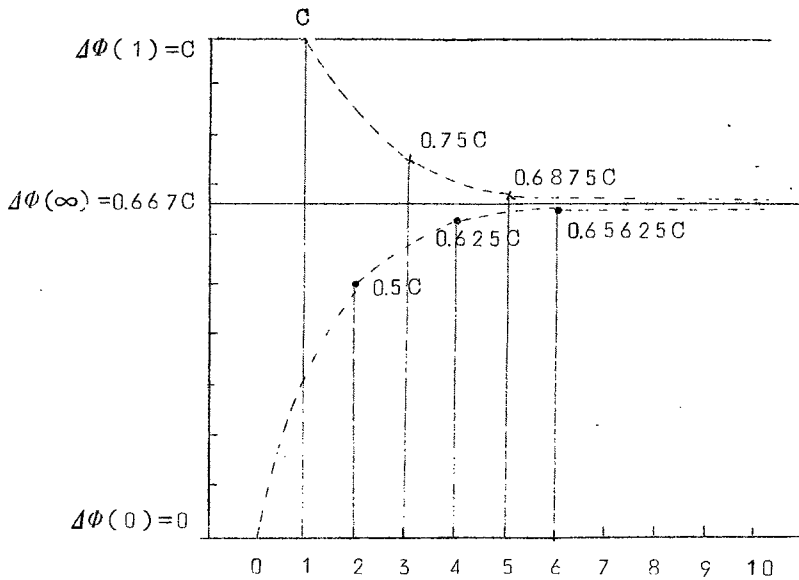


図 4.4 不足補償時の応答状態 (D = 0.5)

返し、その包絡線は指数函数に似た二本の漸近曲線となる。この場合63%応答を考える時には図4.4の下の包絡線が最終変化量の63%に達するに要する時間を計算及び測定すべきである。

(4.13)式をもとにして理論的に導き出された応答時間は

$$T_r = \frac{1}{2} \frac{1}{\ln\left(\frac{1}{\alpha A_v} - 1\right)} \quad \text{サイクル} \quad (4.14)$$

4.3.1.4 無補償の場合 この場合 $\alpha=1$ で、応答時間は(4.14)式より求められる。若し $R_c=0$ であればこれらの値を(4.13)式に代入すると出力電圧は半サイクル毎に0及び $E_{\alpha}$ が交互に現れ、一種の振動となる。実際には $R_c=0$ でなく、少くとも制御巻線抵抗と渦流損失のため、始めは振動するが、あとは不足補償の様に定常状態へ近づき、応答時間が最も長い。

4.3.2 実験方法および検討 磁心パルスカウンタを用いた磁気増巾器応答時間測定装置と二現象シンクロスコープを用いて測定する。応答時間の4倍又は以上のスイッチング周波数の期間で測定する。完全補償の場合は100%応答、その他は63%応答を測定した。

理論計算値と実験値を比較すると、(4.12)式と(4.14)式および実験で得られた $A_v$ で計算した応答時間は実験で得た応答時間とよく一致している。応答時間測定写真例を次に示す。

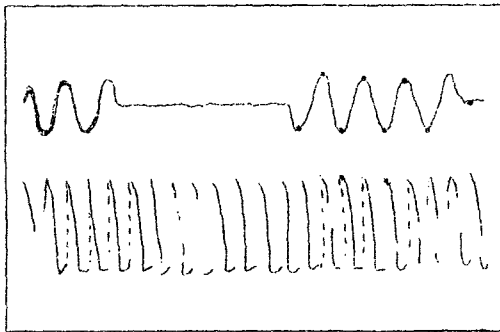


図 4.5  $E_{ge}=7.4V$  (完全補償)  
 $E_{ce}=7V$ から $6V$ にかえた時の応答

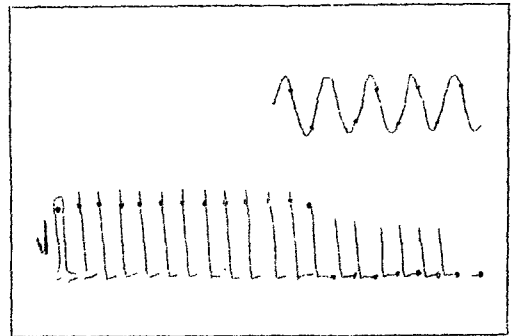


図 4.6  $E_{ge}=10V$  (過補償)  
 $E_{ce}$ を $3V$ から $4V$ にかえた時の63% 応答

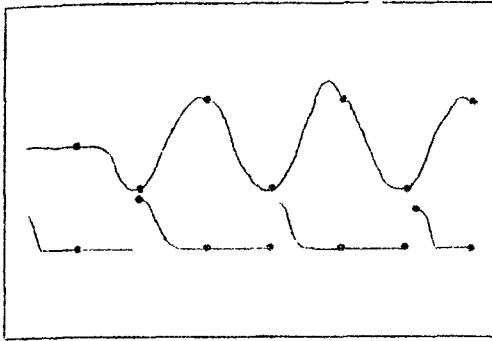


図 4.7  $E_{se}=4V$  (不足補償)  
 $E_{ce}$  を  $6V$  から  $8V$  に  
 かえた時の  $63\%$  応答  
 (半波状態)

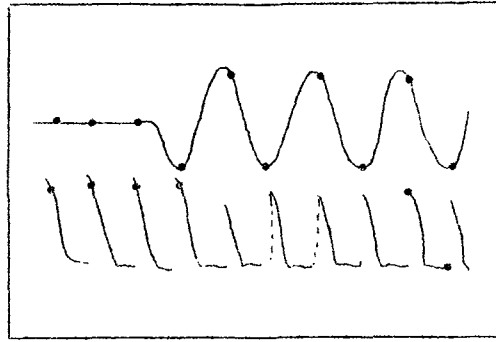


図 4.8  $E_{se}=4V$  (不足補償)  
 $E_{ce}$  を  $6V$  から  $8V$  に  
 かえた時の  $63\%$  応答  
 (全波状態)

4.4 結言 電力増巾度の小さい従来の交流制御磁気増巾器をトランジスタ同期スイッチ回路を用いた補償回路で、補償電源電圧の大きさを変えて各種の補償度従つて任意の増巾度を得ることが出来る。制御回路及びゲート回路の等価回路を用いて、制御電圧、点弧角およびゲート電流間の関係式を、各種補償度のもとに導き出し実験とかなり一致する結果を得た。差分方程式を用いて応答時間の表示式を過補償、完全補償、無補償および不足補償について導き出し、実験値とよく一致する結果を得た。

## 第 5 章 交流制御プッシュプル磁気増巾器

5.1 はしがき プッシュプル・センタータップ回路方式の磁気増巾器は従来から小さい信号増巾に使われ、電源電圧変動、周囲温度変化による変動が小さい利点がある。この章では従来ほとんど研究されていない交流制御の場合につき従来のプッシュプル増巾器及び更に補償回路を用いた新方式のプッシュプル磁気増巾器について、定常動作特性及び過渡現象を研究した結果をのべる。

5.2 交流制御プッシュプル磁気増巾器の動作 図 5.1 にその回路を示すが先づ点線で囲まれた補償回路のない場合につき述べる。バイアス巻線は直列に  $17.4\text{mA}$  のバイアス電流を流し  $E_{pe}=17V$  の時点弧角が  $90^\circ$  となる  $90^\circ$  バイアスとする。ゲート回路は  $A_{1g}$  と  $A_{2g}$  および  $B_{1g}$  と  $B_{2g}$  が夫々一組となつて半周期毎に交互に動作し、全波出力が得られる。制御電圧が  $0$  の時には、遊び負荷  $R_{D1}$  と  $R_{D2}$  を通る電流は同じ大きさで負荷抵抗  $R_L$  の両端に電位差がなく、負荷電流は零となる。制御電圧が作用した時同じ組のうち一つの磁心はリセット量が増加され、他の一つはリセット量が減少され、二つの磁心の点弧角に差を生じて、 $R_L$  両端に電位差を生じて負荷電流を流す。負荷電流は、制御電圧の増大に従い、点弧角の差が大きくなるので零より飽和



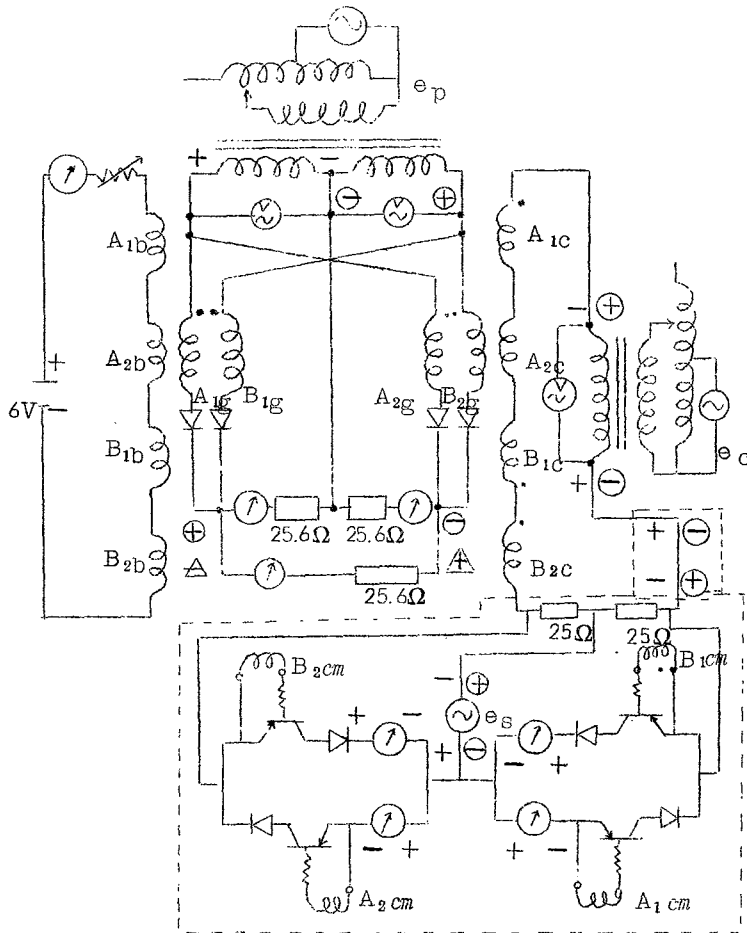


図 5.1 トランジスタ同期スイッチ補償回路を用いた交流制御プッシュプル磁気増幅器

に達する迄増加する。制御電圧の電源に対する極性が反対になった時、負荷電流の向きが反転する。

$E_{pe} = 17V$ ,  
 $I_b = 17.4mA$   
 で制御電圧を  $5V$  にすれば、  
 $R_{D1}$ ,  $R_{D2}$  両端の電圧波形は図 5.2 の如くなり、  
 $R_L$  両端の出力電圧は図 5.3 の様である。この様に直流制御

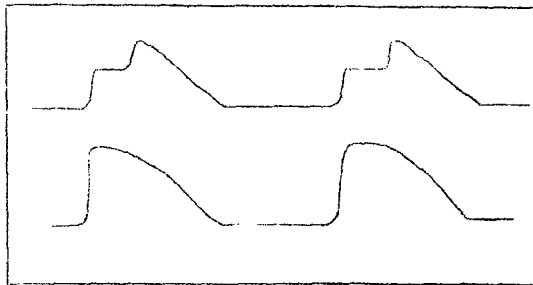


図 5.2  $E_{pe} = 17V$ ,  $I_b = 17.4mA$  および  $E_{ce} = 5V$  の時、 $R_{D1}$ ,  $R_{D2}$  両端電圧波形

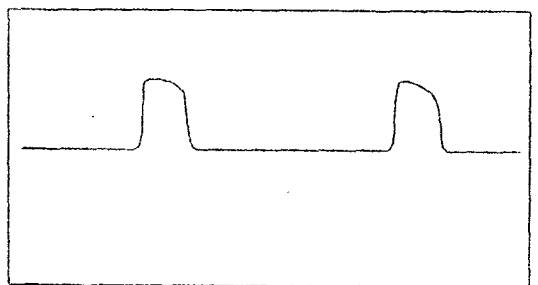


図 5.3  $E_{pe} = 17V$ ,  $I_b = 17.4mA$  および  $E_{ce} = 5V$  の時、 $R_L$  両端電圧波形

の場合とちがい制御電圧の増大に従い点弧角は  $90^\circ$  の両側に対称的には変らない。

5.3 交流制御プッシュプル磁気増巾器制御特性 図 5.4 は無補償時のプッシュプル交流制御

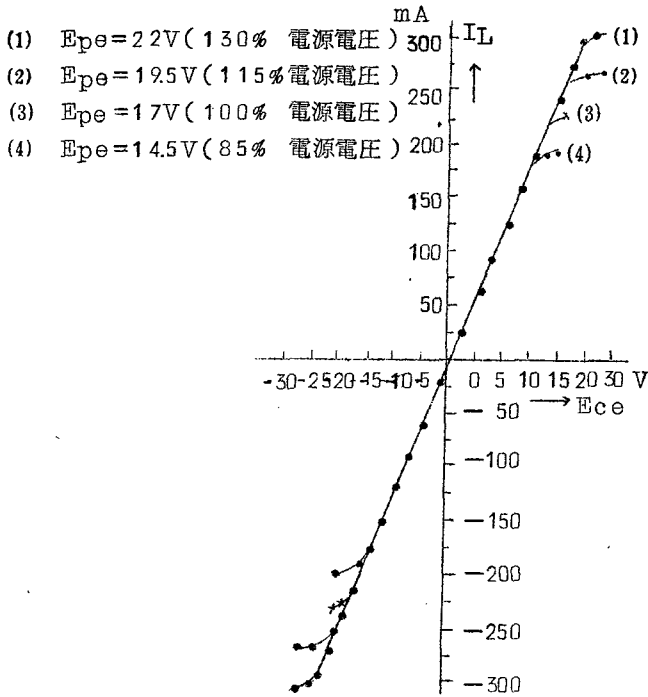


図 5.4 センタータップ式、プッシュプル交流制御磁気増幅器

磁気増巾器制御特性を示し、両極性で直線性がよい。この場合制御回路抵抗は低いが、第 3 章の場合とは異なる良好な特性が得られている。電源電圧を  $1.7V$  から上下に  $15\%$  程度変えても直線部分の所は全く一致して電源電圧による特性の変動がない。

5.4 補償された交流制御プッシュプル磁気増巾器の動作

図 5.1 の点線で囲んだ部分は補償巻線  $A_{1cm}$ ,  $A_{2cm}$  および  $B_{1cm}$ ,  $B_{2cm}$  とトランジスタ同期スイッチからなる補償回路を示す。図 5.1 に於てゲート巻線  $A_{1g}$  と  $A_{2g}$  のゲート半周期において、制御巻線  $A_{1c}$  と  $A_{2c}$  に誘起した電圧の和は  $B_{1c}$  及び  $B_{2c}$  の制御電圧と反対方向で利得を減少する様に働く。このとき補償巻線  $A_{1cm}$  および  $A_{2cm}$  に誘起した電圧で夫々のトランジスタを導通させ、夫々の補償

抵抗  $2.5\Omega$  両端に、 $A_{1c}$  と  $A_{2c}$  に誘起した電圧と極性反対の電圧降下を生じてこれを打ち消す。他の半周期に於ては  $B_{1cm}$  と  $B_{2cm}$  とそのトランジスタ・スイッチ回路が働き、補償をする。

5.5 補償された交流制御プッシュプル磁気増巾器制御特性  $I_D=1.7.4mA$ ,  $E_{pe}$  が夫々  $1.4.5V$ ,  $1.7V$ ,  $1.9.5V$  および  $2.2V$  時の補償電圧  $E_{pe}$  をパラメータにした時の制御特性を実験したがその一例を図 5.5 に示す。明らかに補償電圧  $E_{pe}$  を増加するにつれて増巾度が増加し、直線性がよく、何れの制御特性も零点を通過している。

5.6 過渡現象 前章において説明した方法により応答時間を測定する。補償回路の補償条件（無補償、不足補償、完全補償および過補償）と過渡応答の形式との関係は前章にのべた場合と同様である。各場合につき  $0^\circ$  側点弧角および  $180^\circ$  側点弧角の立ち上り線により応答時間を測定し、二つのうち大なるものを採用することにした。但しこの場合過渡現象中、一つの点弧角

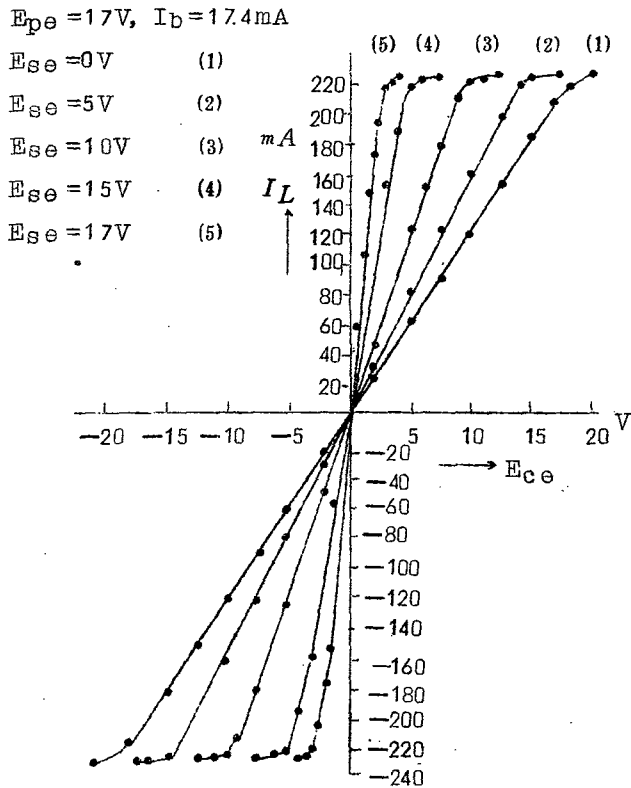


図 5.5  $E_{pe} = 17V, I_b = 17.4mA$  で補償電圧をパラメータとした交流制御ブツシユブル磁気増幅器制御特性

電源電圧を規定値の上下 15% にかえても直線部分は変化を受けないが過渡応答は振動的となる。ゲート時、制御巻線への負帰還作用を補償回路で補償すれば過渡応答が改善され、補償の度が大きくなるに従い増巾度が増加する。

## 結 論

以上従来あまりくわしく検討されていなかった交流制御磁気増巾器の定常および過渡状態の動作機構を 4 種の回路方式について明らかにした。且つその負帰還作用による欠点を解決するため、補償回路を付加する新しい方法を考案して、良好な定常および過渡特性の交流制御磁気増巾器の全波形回路およびブツシユブル回路を実現することができた。

## 謝 辞

研究を指導して頂いた東北大学電子工学科、菊地正教授に対し衷心より感謝の意を表する次第である。

が変化をおこしていない時、或は両方の反対側へ変化する速度が等しい時は正確な応答時間が得られるが変化速度の等しくない時上の方法により得られた結果は実際の応答時間より少し長い。

$I_b = 17.4mA$  で、 $E_{pe} = 14.5V, 17V$  及び  $19.5V$  の場合について  $E_{se}$  をパラメータとした応答時間を測定した。測定結果から補償のある場合では制御特性の直線範囲に於ては応答時間がほぼ一定である。無補償時同じ電源電圧で増巾度が同じでも、制御電圧の大きい所での応答時間が長く同じ制御電圧でも電源電圧  $E_{pe}$  が大になればなる程応答時間が減ることが観察された。

5.7 結言 普通の交流制御全波出力形磁気増巾器の場合とちがひ、補償回路を用いないでも制御特性は直線性がよく、電

## 審 査 結 果 要 旨

磁気増巾器は自動制御用増巾器として最近広く用いられるようになり、その動作理論も制御入力として直流および電源周波数に比べて低い周波数の交流信号を増巾するいわゆる直流制御増巾器の場合については、相当詳細に説明されるに至っているが、交流電源と同一周波数の制御入力を増巾する交流制御磁気増巾器に関しては、従来断片的な報告が二、三発表されているのみであった。本研究はこの点に着目し、その実用性に鑑みて、交流制御磁気増巾器の特性を理論的ならびに実験的に説明するとともに、性能のすぐれた新しい回路方式の磁気増巾器を開発したものである。

本論文は5章よりなる。第1章では等価回路による従来の磁気増巾器解析法に新しく磁心の飽和時残留磁束による非線形項を附加する巧妙な計算方法を考案して、交流制御磁気増巾器の基本構成単位である半波形磁気増巾器の複雑な回路動作を解析し、理論計算による制御特性が実測特性曲線と数パーセント程度以下の誤差で一致することを種々の条件の場合につき示している。この解析方法は第2章および第4章においても用いられて従来の方法に比べて簡単に近似度がよいことが示されている。

第2章においては、交流サーボモータの駆動用増巾器として用いられる不平衡全波出力形磁気増巾器回路のうち交流制御入力の場合について、回路の動作機構を詳細に検討した結果、従来必要とされていた制御回路の附加抵抗は不必要で、制御回路抵抗が小さい方が、制御特性の直線性がよいことを理論解析と実験との両面から明らかにしているが、これは有効な新発見である。

第3章は、全波出力形交流制御磁気増巾器の特性改善に関する著者の新提案についてのべたものである。この回路は直流制御の場合とは異なり制御回路で結合される2つの磁心は互いに負の帰還作用を受けるため増巾度低下と制御特性の直線性の悪化を生ずるので、著者はトランジスタ・スイッチ回路を利用した補償回路を考案してこの帰還作用を打消し、増巾器の特性改善に成功した。著者の方法は補償回路電源電圧を調整することにより増巾度を变化できるなどの利点を有している。

第4章は、前章の新回路および従来の増巾器について定常特性および過渡特性を解析したもので、実験と理論の結果との一致は極めてよく、補償の程度と応答時間との関係も明らかにされた。また、従来の交流制御磁気増巾器が実用上欠点を有する理由および前章で著者が提案した方式がすぐれている理由も明確にされた。これらは磁気増巾器理論に対する貢献である。

第5章は、著者の補償回路の方法を交流制御プッシュプル磁気増巾器回路に適用した場合についてのべたもので、補償回路を用いない場合には増巾度が低く過渡応答は振動的で制御用増巾器として好ましくない特性を示すが、補償回路を用いることにより高性能増巾器に改善できることを実験的検討により明らかにしている。この回路方式は実用性が大きいものと思われる。

以上を要するに本論文は、従来表面的にしかり理解されていなかった交流制御磁気増巾器の増巾機構を各種の回路について組織的に明確にするとともに新しい回路方式の磁気増巾器を提案したもので、磁気増巾器の技術および理論に貢献するところが少なくない。

よつて本論文は、工学博士の学位論文として合格と認める。