

琉球大学学術リポジトリ

サイリスタによる二相サーボモータのオンオフ制御 の一方式について

メタデータ	言語: 出版者: 琉球大学工学部 公開日: 2012-03-26 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 親盛, 克治, Oyamori, Katsuji メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/20.500.12000/23987

サイリスタによる二相サーボモータの オンオフ制御の一方式について[†]

親 盛 克 治^{*}

On the One System of the Two-Phase Servo-Motor
On-Off Control by the Thyristor

Katsuji, OYAMORI

A servo-motor as an element of automatic control system requires good efficiency, but it is more important to have a fast response to an input signal.

This paper describes the combinational circuit of thyristor and flip-flop, and on-off control servomotor by the thyristor that inserted to the control phase. The thyristor is controlled by pulse that originated from the saturable reactor.

Outline of the paper is as follow,

1. From the equivalent circuit of half-wave push-pull circuit, the optimum leading capacity of control phase has been calculated and compared with the experiments.
2. Experiments on full-wave push-pull circuit has been performed and a circuit improvement has been discussed.
3. Comparison of experiments of both half-wave and full-wave circuits has been done, and discussion was given on the experiments.

緒 言

自動制御系の一要素として、その操作部に用いられるサーボモータは、効率の良いものぞましいがそれよりもむしろ入力信号に対して、出力が如何に正確に且つ速かに追従するかということが重要である。

信号を正確且つ速かに伝えるには、信号の変化に応じて急激な加減速が可能でなければならない。従って次の要求をみたす必要がある。1) 起動トルクが大きい。2) 回転子慣性が小さい。3) 正逆運転が可能である。更に汎用三相誘導電動機と異なる点は、速度—トルク特性が低速度において、三相誘導電動機が正の傾きをもつものに対して、二相サーボモータは負の傾きをもつことである。

二相サーボモータにこの特性をもたせるために、汎用三相誘導電動機に比べ、その二次抵抗値を大きくする。又制御巻線開放時の二相サーボモータは、単相電動機となり単相運転をすることがあるので、これを防ぐためにも二次抵抗値を大きくして制動をきかせる。

本稿では、サイリスタとフリップフロップ回路（以下FF回路と記す）を組合わせ、可飽和リアクトルにより発生するパルスのオン・オフにより、制御相に直列に挿入したサイリスタのオン・オフを行い、サーボモータの正逆転を行うものである。本稿の概略は、1) 半波プッシュプル回路によりサーボモータを駆動する場合、その等価回路により進相容量の最適値を求め、実験値との比較を行った。2) 全波プッシュプル回路による特性を実験的に求め、且つ回路の改

[†] 受付 1969年10月31日

※琉球大学理工学部電気工学科

良に触れた。3) 半波及び全波プッシュプル回路で駆動した場合の諸特性の実験結果の比較と考察を行った。

1. 半波電圧駆動特性

1.1 概要

タイリスタの素子数を減らすことは、回路の事故率の低下、コストの低減という点で有効である。こゝでサイリスタとFF回路を組合わした半波プッシュプル回路を考え、単相電源よりコンデンサ分相法によるサーボモータのオン・オフ駆動を行う。コンデンサ分相法の場合、1) 励磁相進相、2) 制御相進相の両方式いずれでも可能であるが、本稿では次の理由で2)の方式を用いた。

- 1) 無負荷時起動制御電圧が小さくてすむ。
- 2) サイリスタによる半波整流のため、制御巻線への直流分の流入を阻止できる。直流分が流入した場合は、a) 制御巻線内の温度上昇の要因となる。b) 直流分と交流分の合成磁界のため、回転子が電源周波数の微小振動をする。などのため好ましくない。

1.2 回路構成

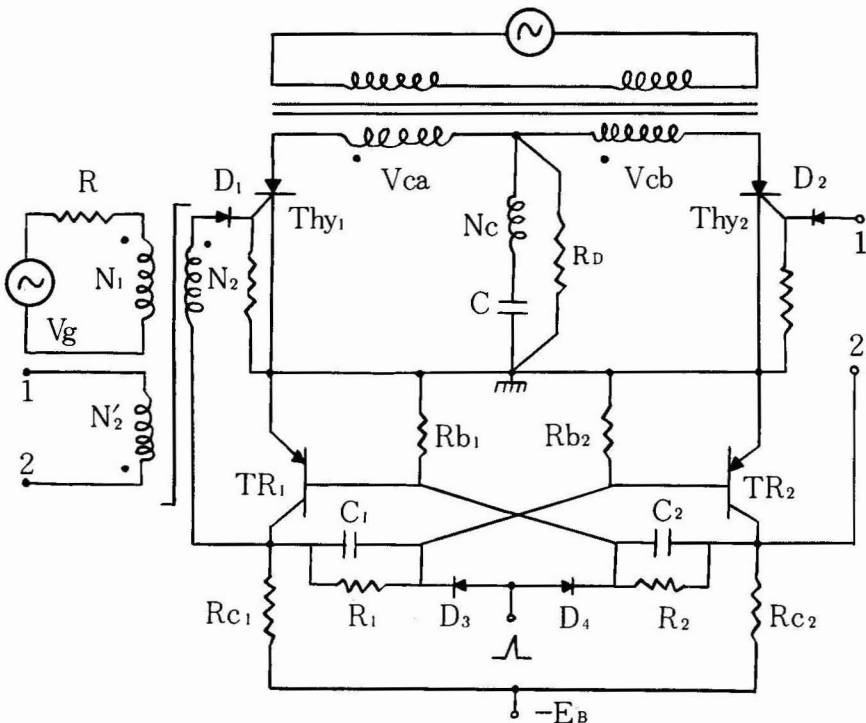


Fig. 1-1 Half wave-push pull motor drive circuit

サイリスタと半波プッシュプル回路を組合わした半波プッシュプル回路をfig. 1・1に示す。サイリスタはFF回路のオンの期間に、可飽和リアクトルにより生ずるパルスで点弧する。点弧回路として可飽和リアクトルを用いると、FF回路と飽和リアクトル駆動電源 (AC) が絶縁できるので都合である。

1・3 サイリスタ点弧回路

1・3・1 サイリスタゲート回路の条件

ゲート回路は、サイリスタを所望の時期に点弧させるための、正のゲート電流を供給するものである。従って電源電圧の変動等によって、サイリスタゲート入力に過少で点弧不能になったり、逆にゲートへの入力過大で破損したりすることがないようにすべきである。

1・3・2 サイリスタ点弧方式²⁾

サイリスタの点弧方式には、1) 可飽和リアクトルによる方法、2) 単接合トランジスタによる方法、3) エサキダイオードによる方法等が代表的なものとしてあげられるが、その他種々の方式がある。本稿では1)の方式を用いた。これはFF回路との組合わせで、FF回路と交流電源が絶縁できる利点がある。

1・3・3 可飽和リアクトルによるパルス

可飽和リアクトルの飽和角 α は式(1・4)³⁾で与えられる。

$$v_g = Ri_o + N_1 d\phi / dt \quad i_o = 0 \text{ として} \quad (1 \cdot 1)$$

$$N_1 d\phi / dt = \sqrt{2} V_g \sin \omega t \quad (1 \cdot 2)$$

磁心飽和角を α 、飽和磁束を Φ_s とすると、

$$\Delta \Phi = \sqrt{2} V_g / N_1 \omega \int_0^\alpha \sin \theta d\theta = \sqrt{2} V_g / N_1 \omega [1 - \cos \alpha] \leq 2 \Phi_s \quad (1 \cdot 3)$$

$$\therefore \alpha = 2 \sin^{-1} \sqrt{\sqrt{2} \pi f N_1 \Phi_s / V_g} \quad (1 \cdot 4)$$

写真1・1は $V_g = 5$ (V) の場合の二次電圧波形を示す。

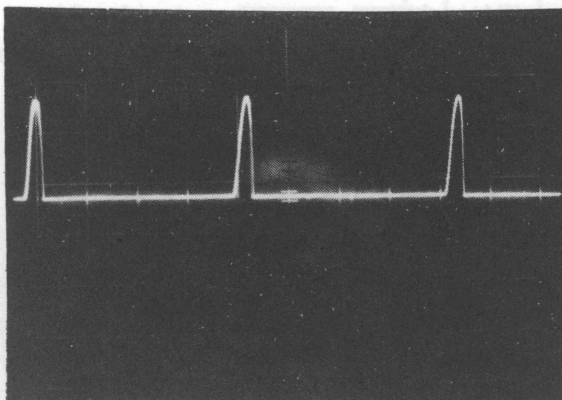


Photo. 1-1 Pulse wave-form

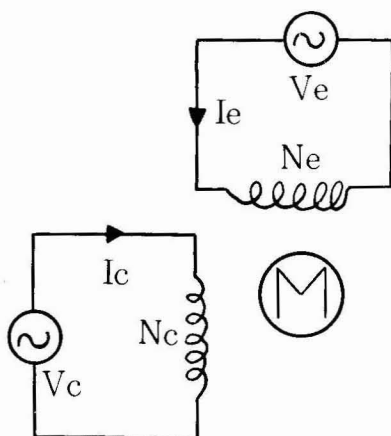
1・4 二相サーボモータ等価回路¹⁾

Fig. 1-2 Two-phase servo-motor circuit

二相サーボモータはfig. 1・2のように示される。磁気回路のパーミアンスを等しいと仮定すると

$$\dot{I}_e / \dot{I}_c = N_c / N_e = a \quad (1 \cdot 5)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= \dot{I}_e \dot{Z}_e + \dot{E}_e \\ \dot{V}_c &= \dot{I}_c \dot{Z}_c + \dot{E}_c \end{aligned} \quad \text{但し} \quad \begin{aligned} \dot{Z}_e &= r_{1e} + jx_{1e} \\ \dot{Z}_c &= r_{1c} + jx_{1c} \end{aligned} \quad (1 \cdot 6)$$

正相逆相の平衡二相電流に分解して、

$$\begin{aligned} \dot{I}_e &= \dot{I}_{ef} + \dot{I}_{eb} \\ \dot{I}_c &= \dot{I}_{cf} + \dot{I}_{cb} = j/a (\dot{I}_{ef} - \dot{I}_{eb}) \end{aligned} \quad (1 \cdot 7)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ef} &= \frac{1}{2} (\dot{I}_e - ja \dot{I}_c) \\ \dot{I}_{eb} &= \frac{1}{2} (\dot{I}_e + ja \dot{I}_c) \end{aligned} \quad (1 \cdot 8)$$

$$\dot{E}_e = \dot{E}_{ef} + \dot{E}_{eb} = \dot{I}_{ef} \dot{Z}_f + \dot{I}_{eb} \dot{Z}_b \quad (1 \cdot 9)$$

$$\dot{E}_c = ja (\dot{E}_{ef} - \dot{E}_{eb}) = ja (\dot{I}_{ef} \dot{Z}_f - \dot{I}_{eb} \dot{Z}_b)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= \dot{I}_e \dot{Z}_e + \dot{I}_{ef} \dot{Z}_f + \dot{I}_{eb} \dot{Z}_b \\ &= \dot{I}_e \left\{ \dot{Z}_e + \frac{1}{2} (\dot{Z}_f + \dot{Z}_b) - ja \dot{I}_c \left\{ \frac{1}{2} (\dot{Z}_f - \dot{Z}_b) \right\} \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_c &= \dot{I}_c \dot{Z}_c + ja \left\{ \frac{1}{2} (\dot{I}_e - ja \dot{I}_c) \right\} \dot{Z}_f \\ &\quad - ja \left\{ \frac{1}{2} (\dot{I}_e + ja \dot{I}_c) \right\} \dot{Z}_b \end{aligned} \quad (1 \cdot 10)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= (\dot{Z}_e + \dot{Z}_A) \dot{I}_e - ja \dot{I}_c \dot{Z}_B \\ -j \dot{V}_c / a &= \dot{Z}_B \dot{I}_e - ja \dot{I}_c (\dot{Z}_c / a^2 + \dot{Z}_A) \end{aligned} \quad (1 \cdot 11)$$

$$\text{但し } \dot{Z}_A = \frac{1}{2} (\dot{Z}_f + \dot{Z}_b), \quad \dot{Z}_B = \frac{1}{2} (\dot{Z}_f - \dot{Z}_b)$$

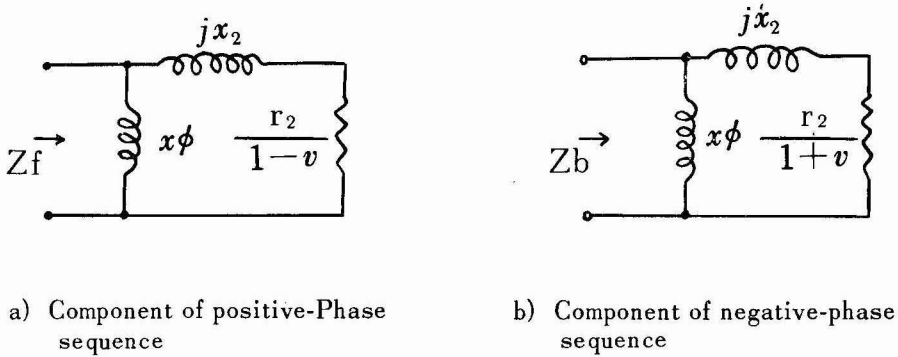


Fig. 1-3 Positive and negative-phase impedance of servo-motor

fig. 1・3より

$$\dot{Z}_f = \frac{Z\phi \left(\frac{r_2}{1-v} + jx_2 \right)}{r_2 / 1 - v + jx_2 + Z\phi}, \quad \dot{Z}_b = \frac{Z\phi \left(\frac{r_2}{1+v} + jx_2 \right)}{r_2 / 1 + v + jx_2 + Z\phi} \quad (1 \cdot 12)$$

一般に $Z\phi$ は極めて大きいので、

$$\dot{Z}_f = \frac{r_2}{1-v} + jx_2, \quad \dot{Z}_b = \frac{r_2}{1+v} + jx_2 \quad (1 \cdot 13)$$

$$\dot{Z}_A - \dot{Z}_B = \frac{1}{2} \{ (\dot{Z}_f + \dot{Z}_b) - (\dot{Z}_f - \dot{Z}_b) \} = \dot{Z}_b = \frac{r_2}{1+v} + jx_2$$

$$\begin{aligned} \dot{Z}_B &= \frac{1}{2} (\dot{Z}_f - \dot{Z}_b) \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{r_2}{1-v} + jx_2 - \frac{r_2}{1+v} - jx_2 \right) = \frac{v}{1-v^2} \cdot r_2 \end{aligned} \quad (1 \cdot 14)$$

式 (1・14) より fig. 1・4 の等価回路を得る。

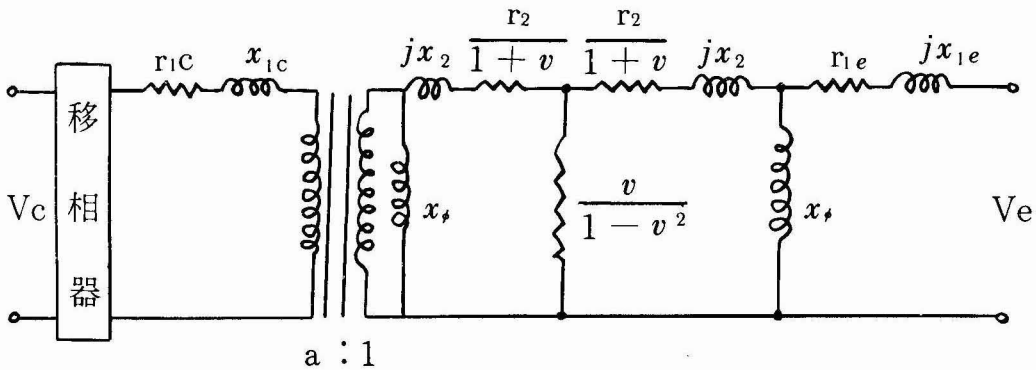


Fig. 1-4 Two-phase servo-motor equivalent

1・5 分相用コンデンサの最適容量

コンデンサの容量は、回転子拘束時に両巻線電圧に $\pi/2$ の位相差を生ずるように選ぶ。モータインピーダンスは、回転子速度により変化するので、回転時にはモータ端子電圧及び位相は拘束時と異なる。制御巻線は直列共振回路をなしているので、制御巻線端に現われる電圧は印加電圧より高くなる。

コンデンサの最適容量を求めるために、励磁相電圧 $V_e=100$ (V) (全波) に保ち、制御相印加電圧をパラメータとし容量 C 可変による無負荷速度及び拘束トルクを求めると fig. 1・5 ~ fig. 1・8 に示すように $C=4$ (μF) で両者共最大値を示す。これは両相に正弦全波電圧を印加した場合の最大値と同じある。

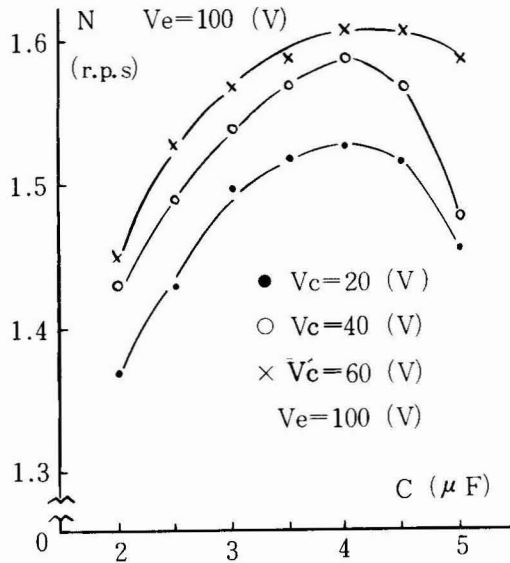


Fig. 1-5 No load speed characteristic curve (half-wave voltage)

Note : V_e ; Exciting winding voltage
 V_c : Control winding voltage

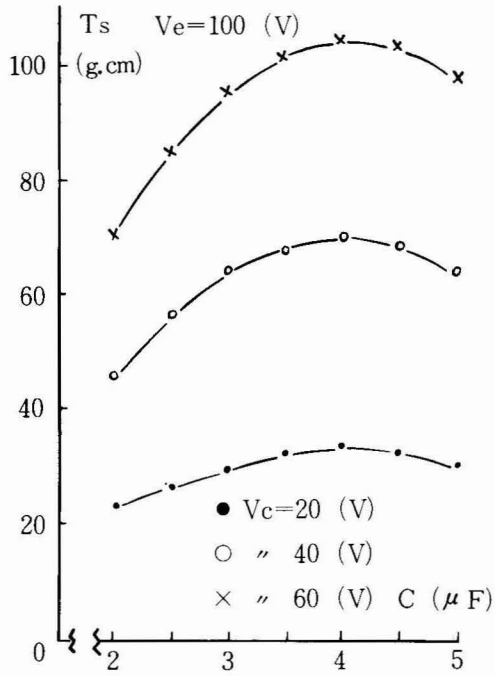


Fig. 1-6 Lock torque (half-wave voltage)

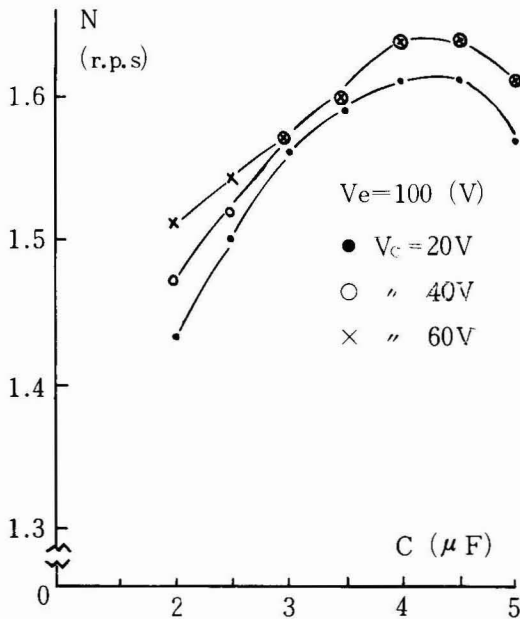


Fig. 1-7 No load speed characteristic curve (full-wave voltage)

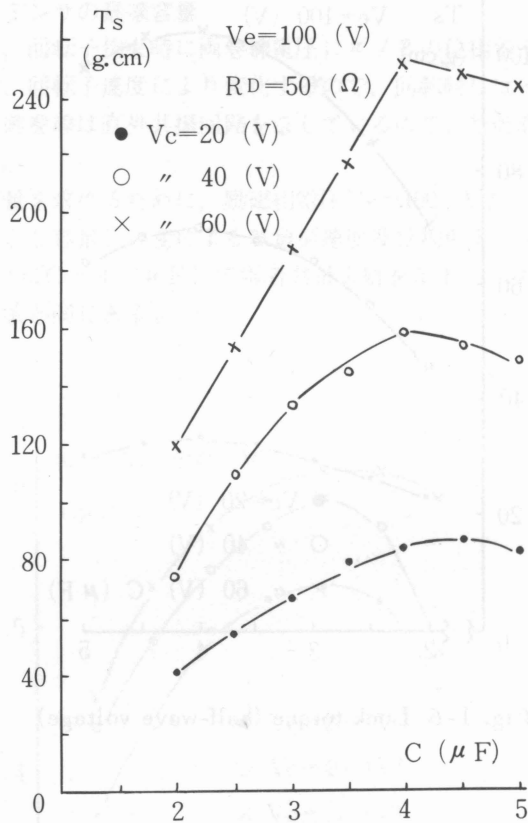


Fig. 1-8 Lock torque (full-wave voltage)

写真 1・2～1・4 に示すように、コンデンサ容量不適の場合は、制御巻線電流に高調波分

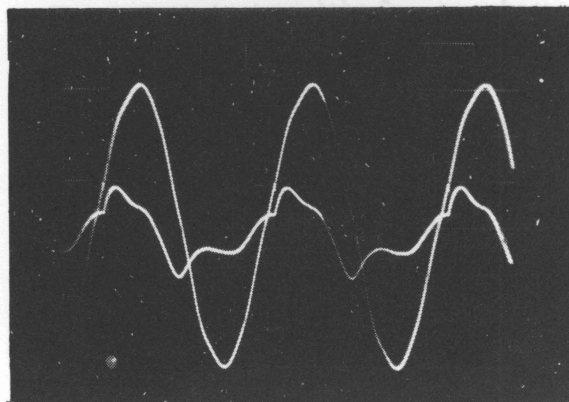


Photo. 1-2 Control winding current
Wave form ($C = 2$ F)

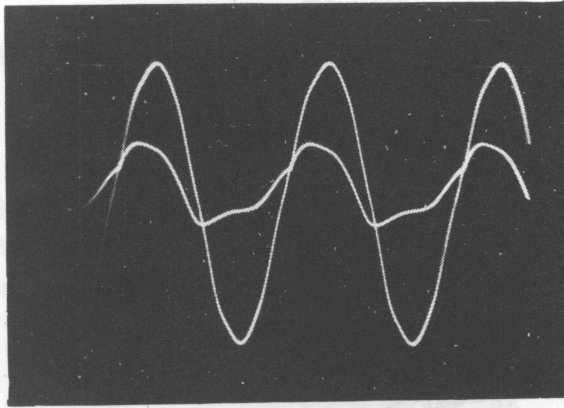


Photo. 1-3 Control winding current wave form (C-3 F)

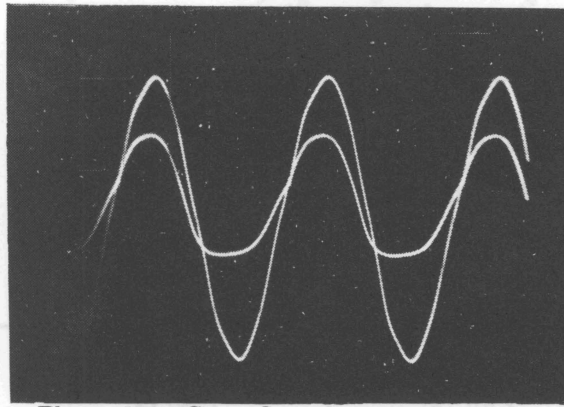


Photo. 1-4 Control winding current wave form (C-4 F)

が増しトルクの減少となる。

拘束時の両相インピーダンスより、Cの最適値を求め、実験値との比較を行う。

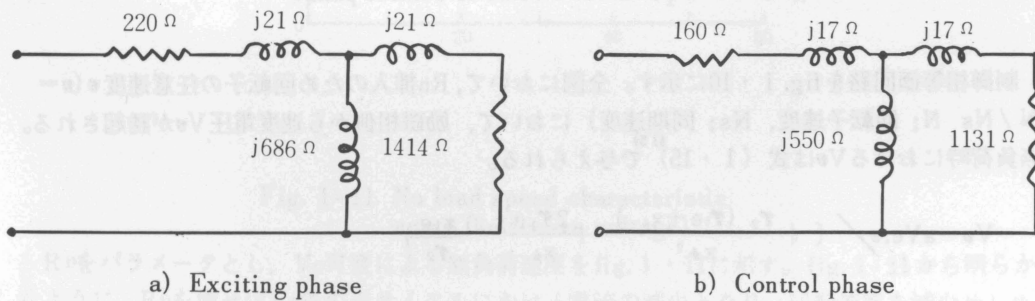


Fig. 1-9 Exciting and control phase equivalent circuit (rotor locked)

$$\dot{Z}_{2e} = \frac{j686 (1414 + j21)}{1414 + j (686 + j21)} = 268 + j553$$

$$\dot{Z}_e = \dot{Z}_{1e} + \dot{Z}_{2e} = 487 + j574$$

$$\varphi_e = \tan^{-1} \frac{574}{487} = 48.4^\circ$$

$$\dot{Z}_{2c} = \frac{j550 (1131 + j17)}{1131 + j (550 + j17)} = 213 + j473$$

$$\dot{Z}_c = Z_{1c} + Z_{2c} = 373 + j490$$

$$\varphi_c = \pi / 2 - \varphi_e = 41.6^\circ$$

$$\tan 41.6^\circ = 0.879 = \frac{X_c - 490}{373}$$

$$X_c = 783 \quad \therefore C = 1 / 2 \pi f x_c = 4.06 (\mu F)$$

上記計算結果より、実験値と計算値がほぼ一致することが確かめられる。

1・6 直流分流抵抗R_Dの特性に及ぼす影響

1・6・1 無負荷速度に及ぼす影響

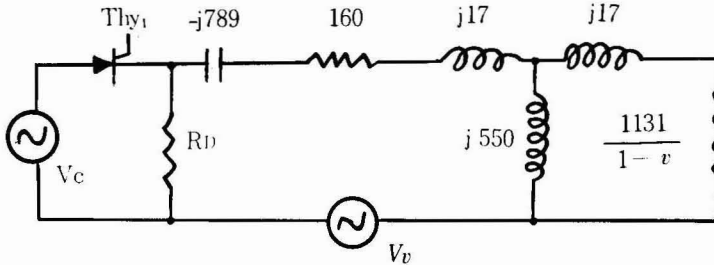


Fig. 1-10 Equivalent circuit of control phase

制御相等価回路をfig. 1・10に示す。全図において、R_D挿入のため回転子の任意速度 $v (v = N / N_s \text{ } N; \text{ 回転子速度, } N_s; \text{ 同期速度})$ において、励磁相側から速度電圧 V_b が誘起される。無負荷時における V_b は式 (1・15)⁴⁾⁵⁾ で与えられる。

$$V_b = a V_e \cdot v / \left\{ \frac{r_2 (r_{1e} + x_\phi)}{x_\phi^2} + \frac{2r_{1e}}{x_\phi} - \frac{x_{1e}}{r_2} \right\}$$

$$-j \left\{ \frac{r_{1e} \cdot r_2}{x_\phi^2} - \frac{2x_{1e}}{x_\phi} - \frac{r_{1e}}{r_2} - 1 \right\}$$

$$+ \{X_1 e / r_2\} v^2 - j \{r_1 e / r_2\} v^2 \quad (1 \cdot 15)$$

式 (1・15) に回路定数を与え Vv を求めると式 (1・16) を得る。

$$Vv = aVe v / (2.75 + 0.015v^2) + j (0.55 - 0.5v^2) \quad (1 \cdot 16)$$

Vv は C の充放電を助ける向きに働き、従ってサイリスタオフ時の Vc の負の半サイクルでは、 Vv により C が充電され Nc への流入電流は写真 1・4 に示すように Vc の 1 サイクルで純正弦波に近い交流となり fig. 1・4 の年価回路が適用できる。

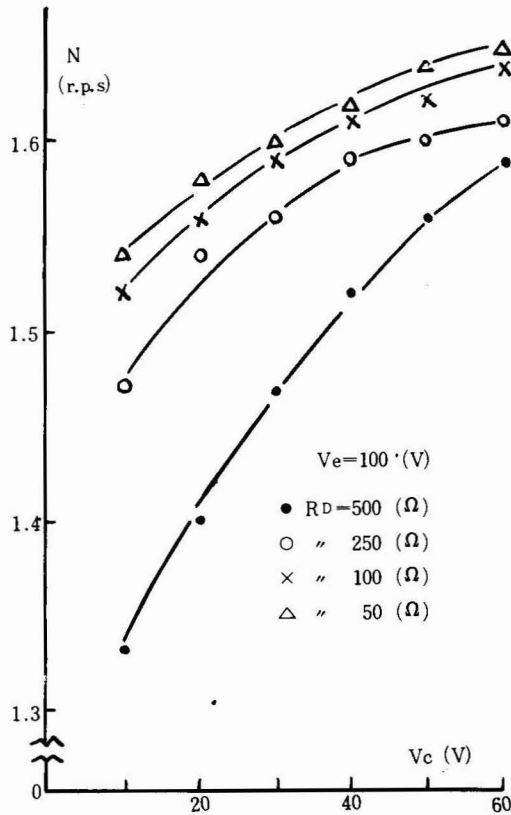


Fig. 1-11 No load speed characteristic curve (half-wave voltage)

R_D をパラメータとし、 Vc 可変による無負荷速度を fig. 1・11 に示す。fig. 1・11 から明らかのように、 R_D を増せば Vc 負の半サイクルにおける電流の減少となり、回転速度を減少せしめる。 R_D の値はサイリスタの電流容量により制限をうけるが、制御相力率が 100 (%) に近くなるような値がのぞましい。

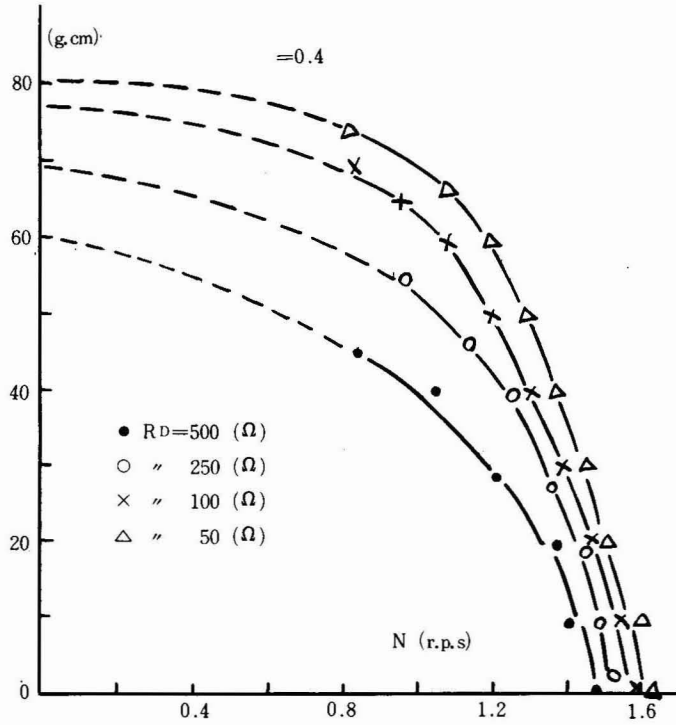
1・6・2 R_D の負荷トルクに及ぼす影響

Fig. 1-12 Speed-torque characteristic curve (half-wave voltage)

$k = V_c / V_e = 0.4$ の場合、 R_D をパラメータとした速度—トルク特性をfig. 1・12に示す。

1・6・3 R_D の拘束トルクへの影響

R_D をパラメータとし、 V_c 可変による拘束トルクをfig. 1・13に示す。無負荷回転時及び拘束時の R_D 端波形を写真1・5～1・6に示す。 V_c 負の半サイクルにおける V_θ による電流が顕著に現われている。

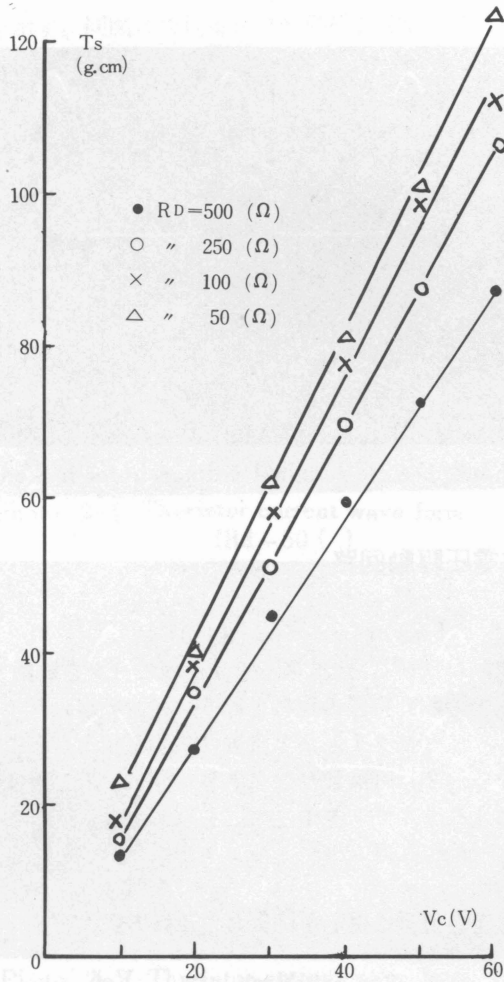


Fig. 1-13 Lock torque (half-wave voltage)

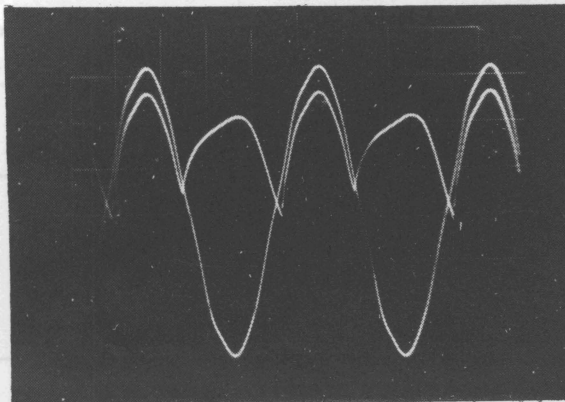


Photo. 1-5 R_d terminal voltage (No lead)

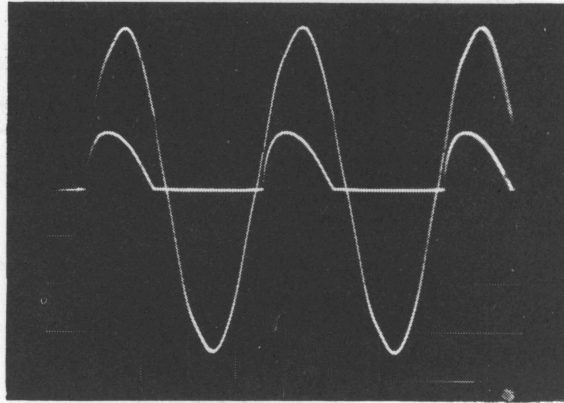


Photo. 1-6 Rd terminal voltage (rotor locked)

2. 全波電圧駆動回路

2・1 概要

サイリスタ二個を逆並列に接続し、全波電圧でサーボモータを駆動する回路を考案し、これによる駆動特性と半波電圧での駆動特性の比較を行う。逆並列時のサイリスタの点弧方法として次の二種を用いた。1) サイリスタ1, 2と直列に磁心を挿入、との二次パルスによりサイリスタ1', 2'を点弧する。2) 可飽和リアクトル (SR_i) の二次側にSR₂, SR₃を直列に接続し、その二次パルスによりサイリスタ1', 2'を点弧する。

2・2 回路構成

2・2・1 サイリスタと直列に磁心を挿入した点弧方式

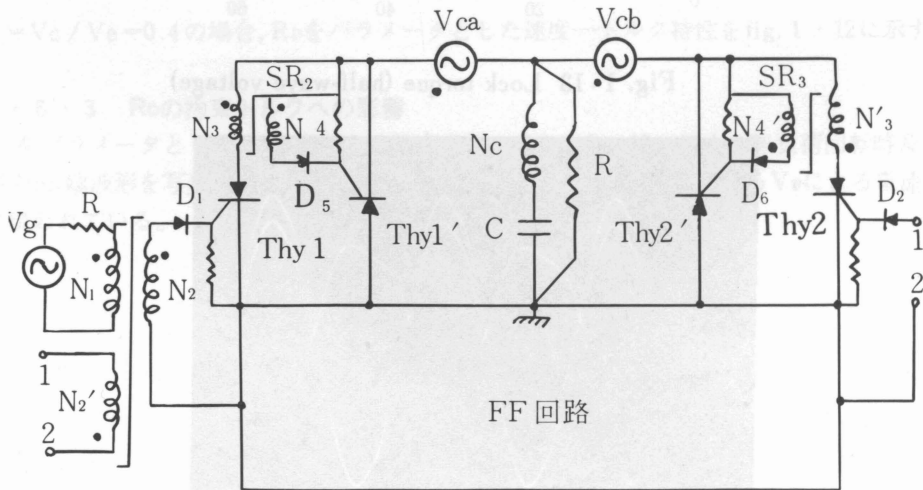


Fig. 2-1 Full-wave push-pull motor drive circuit

fig. 2・1にその回路を示す。同図におけるRは制御相力率改善のため附加した。即ちサイリスタ 1, 2のオン・オフ期間は, 写真2・1~2・4に示すようにRの値により異なり, 制

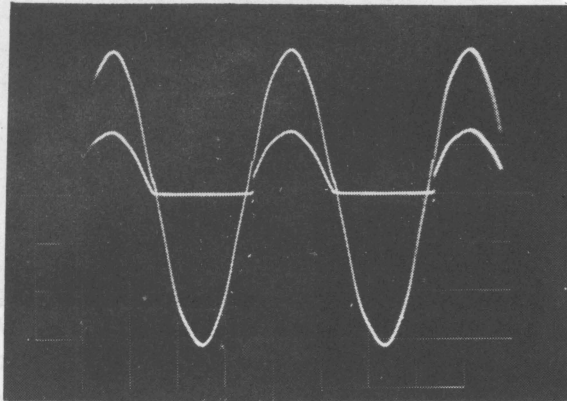


Photo. 2-1 Thyristor current wave form
(Rd-50 ())

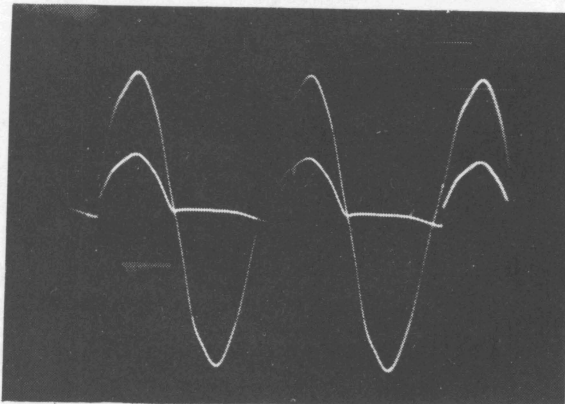


Photo. 2-2 Thyristor current wave form
(Rd-1450 ())

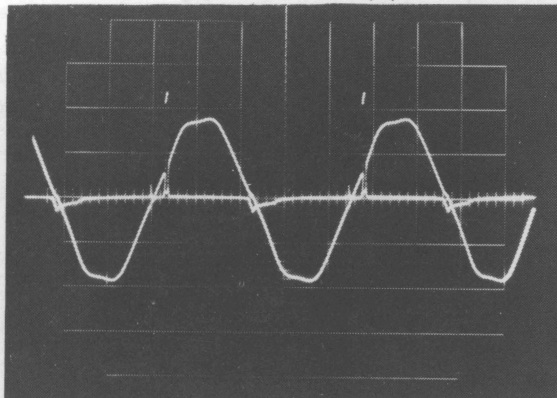


Photo. 2-3 Saturable reactor (SR) pulse
(Rd-50 ())

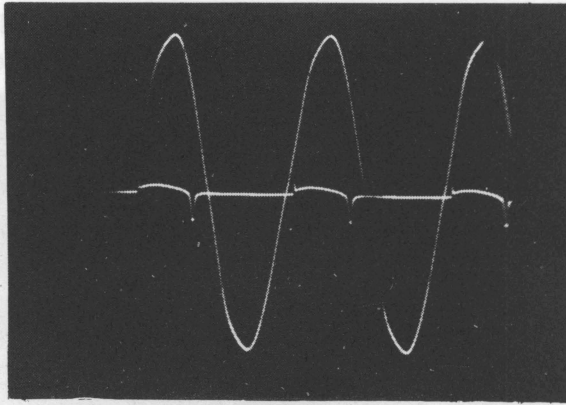


Photo. 2-4 Saturable reactor (SR) pulse (Rd-1450 ())

御相電圧 V_c との位相づれを生じ、その結果サイリスタ 1', 2' が点弧不能となる場合がある。(R の値が大きすぎると点弧不能がおきる。) fig. 2-1 の回路による無負荷時及拘束時の制御相全入力に対する各部損失及びその百分比を fig. 2-2 ~ 2-3 に示す。実測の結果無負荷運

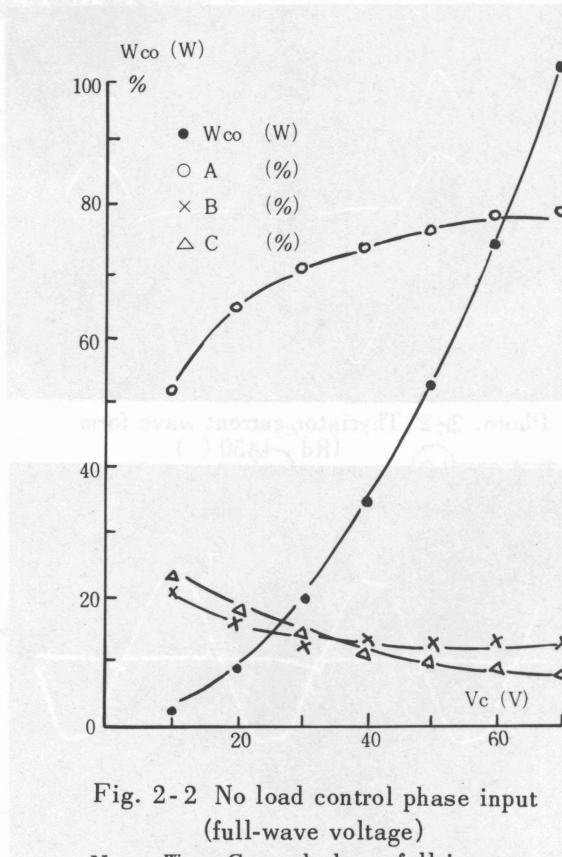


Fig. 2-2 No load control phase input (full-wave voltage)

Note; W_{co} ; Control phase full input
 A; Resistor(R_p)loss (%)
 B; Thyristor loss (%)
 C; Control phase input (%)

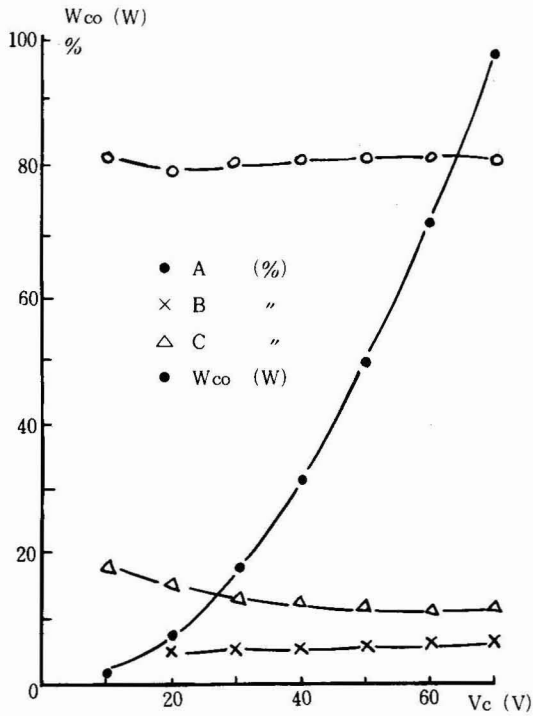


Fig. 2-3 Control phase input when rotor locked (full-wave voltage)

運転時において、R内損失が80(%)、サイリスタ内損失12(%)、制御相入力は僅か8(%)である。又拘束時においてはR内損失82(%)、サイリスタ内損失12(%)、制御相入力は6(%)である。上述のように、R追加のため効率が著しく低下する。

2・2・2 可飽和リアクトルの直列接続による点弧方式

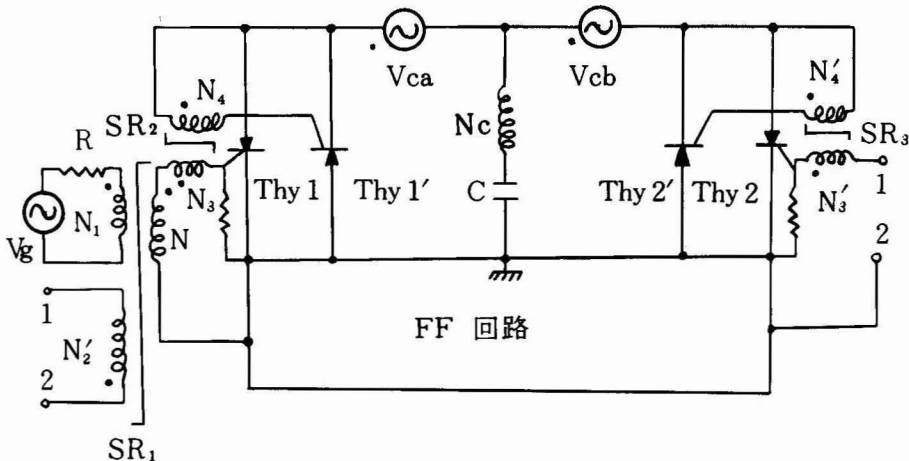


Fig. 2-4 Full-wave push-pull motor drive circuit (take off R)

〔註〕 SR₁; スーパーロイ (0.5×10×25×35mm)

$$N_1 = N_2 = N_2' = 100 \text{ (T)}$$

SR₂; スーパーマロイ (0.5×10×25×35mm)

$$N_3 = 100 \text{ (T)} \quad N_4 = 150 \text{ (T)}$$

SR₃; スーパーマロイ (0.5×10×25×35mm)

$$N_3' = 100 \text{ (T)} \quad N_4' = 150 \text{ (T)}$$

fig. 2・4 にその回路を示し、磁心飽和角 α 及びパルス高さの実測値、計算値を表2・1に示す。SR₁の二次側にSR₂及びSR₃を直列に接続し、SR₁の二次パルスを駆動源として、SR₂、SR₃を励磁しその二次パルスによりサイリスタ1'、2'を点弧する。サイリスタの通電角を増すために、点弧パルス中は小さいことがのぞましく且つ点弧に必要な充分な電流を供給する必要がある。V_g=5 (V)におけるSR₁、SR₂の二次パルス及びサイリスタ両端波形を写真2・5～2・8に示す。

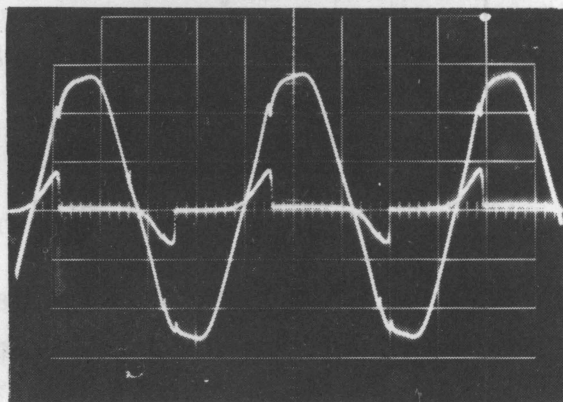


Photo. 2-5 Saturable reactor (SR) pulse and control voltage

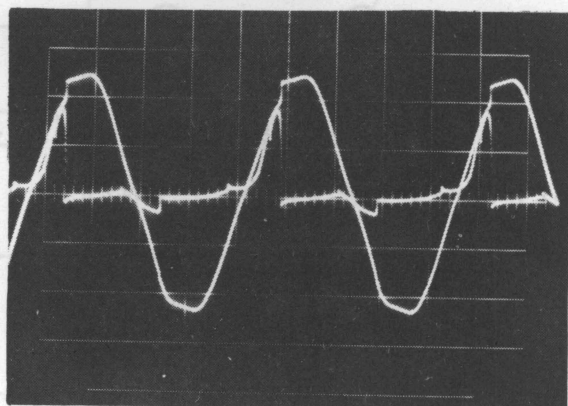


Photo. 2-6 Saturable reactor (SR) pulse and control voltage (when take off R)

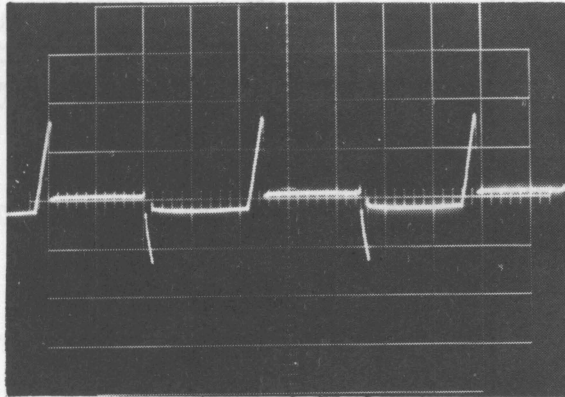


Photo. 2-7 Thyristor voltage wave form

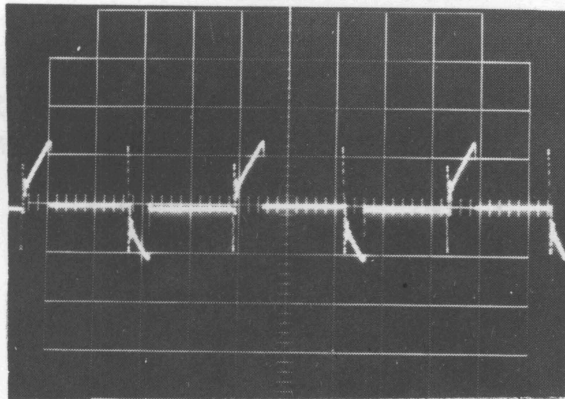


Photo. 2-8 Thyristor voltage wave form
(when take off R)

3. 3. 実験結果及び考察

3・1 V_c 可変による無負荷速度

制御相進相及び励磁相進相で半波及び全波電圧で無負荷駆動した場合の V_c-N 特性をfig. 3・1～3・2に示す。fig. 1・1の回路による V_c-N 特性はfig. 3・1 (a), fig. 3・2 (a)に示すように、 $V_c=10$ (V) で定格速度のほぼ90(%)に達する。これは回転子の回転により、速度電圧 V_v が制御相に誘起され、且つCの充放電を助ける位相にあるためである。又又制御相進相の場合、回転子の回転時に V_c を開放しても V_v による回転の継続、いわゆる単相運転の現象がある。単相運転を防ぐために、fig. 3・3に示すようにRと直列にトランジスタを挿入すれば単相運転を防止できる。

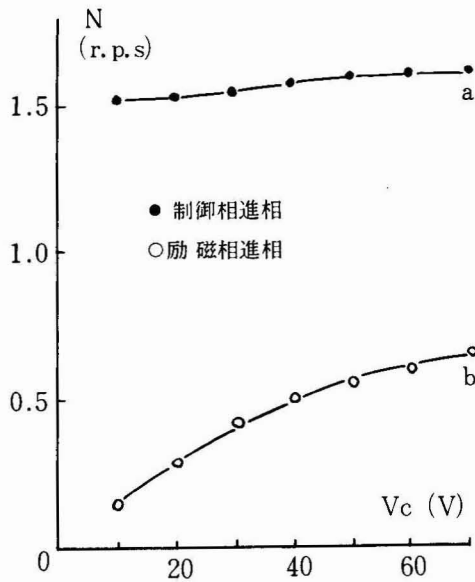


Fig. 3-1 No load speed characteristic curve (half-wave voltage)

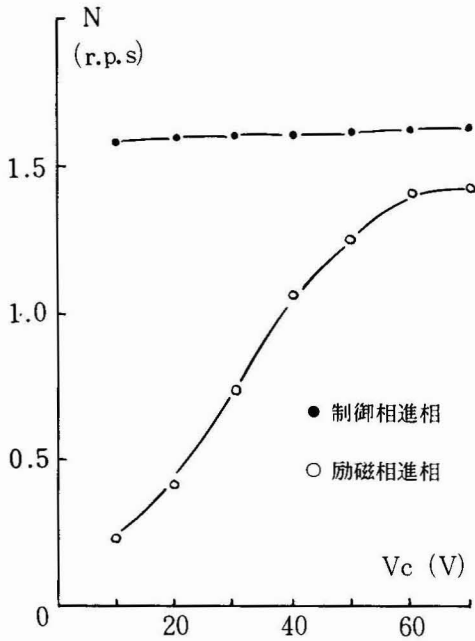


Fig. 3-2 No load speed characteristic curve (full-wave voltage)

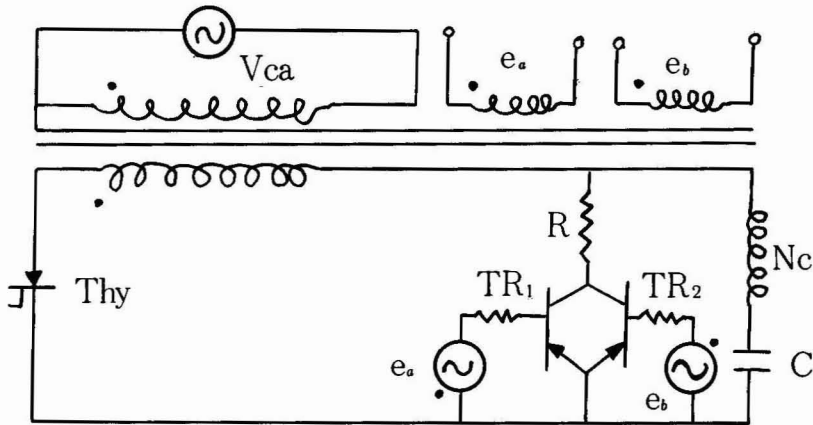


Fig. 3-3 Single phase drive prevent circuit

3・2 Vc可変による拘束トルク

二相サーボモータの同期ワットトルクは式 (3・2) で与えられる。¹⁾

$$P = \frac{v}{1 - v^2 \cdot r_2} |I|^2 + 2 a |I'c| \cdot |Ie| \cdot \cos \theta \cdot r_2 / 1 + v$$

但し $I'c = -jaIc$ $v = N / Ns$ $a = Nc / Ne$ (3・2)

回路定数を用いた式 (3・2) による計算結果と実測値を fig. 3・4 ~ 3・5 に示す。計算値が小さいのは、回路定数が近似計算によるためや、適正を欠いたためと思われる。

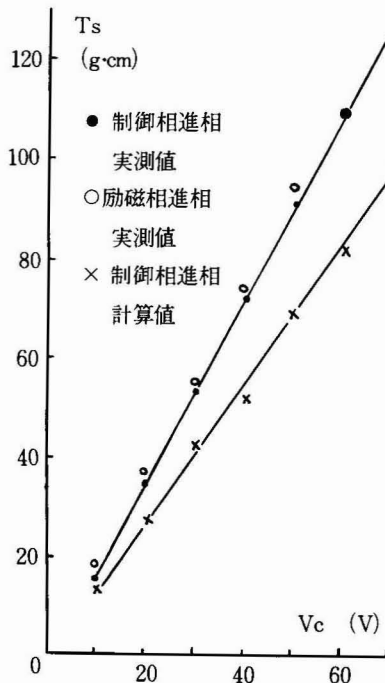


Fig 3-4 Lock torque (half-wave voltage)

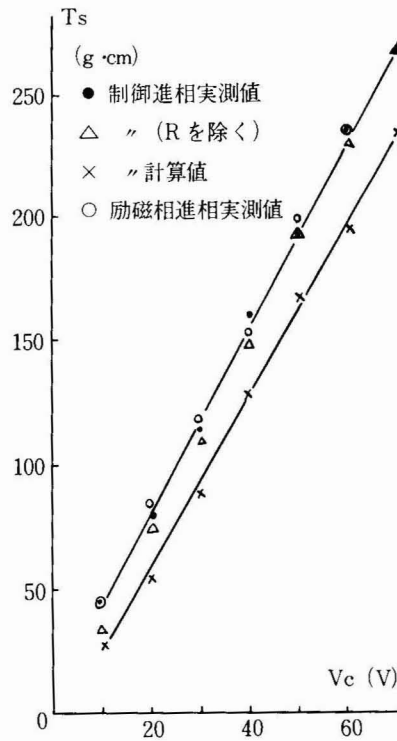


Fig. 3-5 Lock torque (full-wave voltage)

3・3 負荷特性

半波及び全波電圧駆動時の負荷特性をfig.3・6～3・8に示す。半波時トルク50 (g.cm),

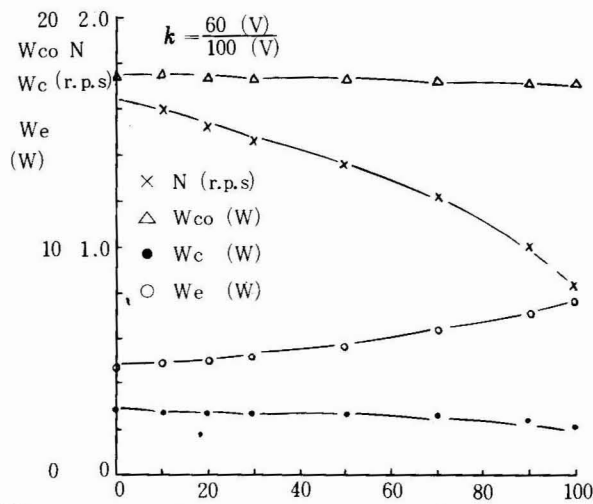


Fig. 3-6 Load characteristic curve (half-wave voltage)

Note: N; Rotor speed (r.p.s.)

Wc; Control phase input (w)

We; Exciting phase input (w)

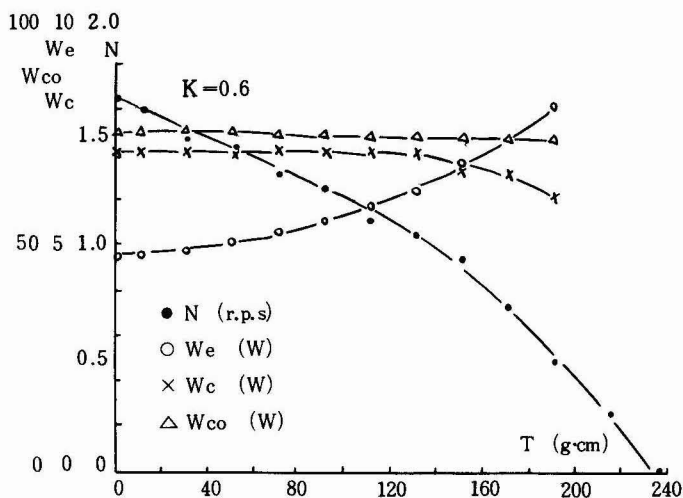


Fig. 3-7 Load characteristic curve (full-wave voltage)

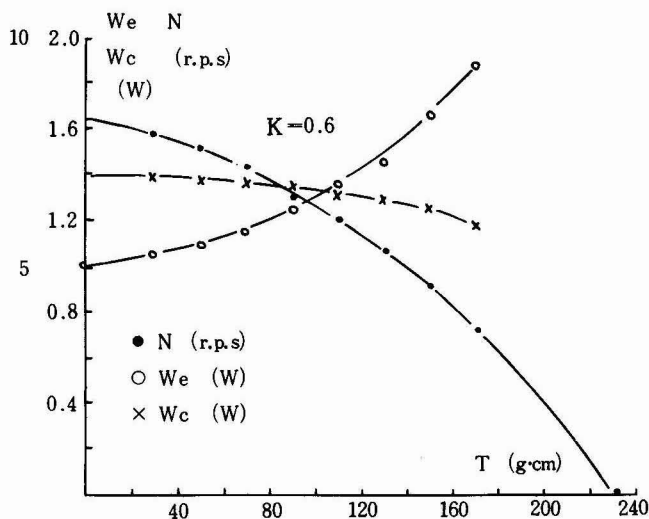


Fig. 3-8 Load characteristic curve (full-wave voltage, take off R)

全波時トルク100 (g·cm)における効率は夫々15 (%) , 15.8 (%)であり,Rを附加した場合は全波時において5.4 (%)と極めて低い。

3・4 オン・オフ時間測定

励磁相電圧を定格値100 (V)に保ち,制御電圧をパラメータとして,ペン書きオシロによるオン・オフ時間測定結果を表3・1に示す。

t (ms) \ Vc (V)	30	50	70
制御相進相半波電圧	428	250	188
” 全波電圧	188	150	130
励磁相進相半波電圧	150	130	110
” 全波電圧	130	110	110

Table 3-1 On-Off time (measure value)

制御相進相半波電圧駆動の場合、Vc の低い状態ではその極性が変わっても、V_v による電流が暫時流れ続けオン・オフ時間を長くする原因となる。単相運転防止回路を付さない場合は、Vc = 20 (V) 以下でVc の極性変化後もV_v による電流が大きいため逆転に至らない。

励磁相進相にした場合は、V_v による電流は一種の制動力として作用し、オン・オフ時間を短くし、従って速応性の点ですぐれている。二相サーボモータの機械的時定数は、その速度—トルク特性を線形化して考えた場合、式 (3・3)¹⁾ で与えられる。

$$\tau = \frac{2\pi}{60} \cdot \frac{1}{980} \cdot \frac{JN_n}{T_s} = 1.08 \times 10^{-4} \frac{JN_n}{T_s} \text{ (S)} \quad (3 \cdot 3)$$

J ; 回転子慣性能率 (g.cm)

N_n ; 定格電圧印加時の無負荷速度 (r.p.m)

T_s ; ” 起動トルク (g.cm)

式 (3・3) による計算結果と実測結果を表 3・2 に示す。

t (ms) \ Vc (V)	実 測 値			計 算 値		
	30	50	70	30	50	70
制御相進相半波電圧	76.4	47.6	40	71.1	53.9	36.0
” 全波電圧	76.4	32.0	24	43.1	26.0	18.7
励磁相進相半波電圧	44.0	32.8	30	23.6	18.4	15.2
” 全波電圧	36.8	32.0	24	19.0	18.2	16.3

Table 3-2 Time constant (measure and calculate value)

結 言

半波及び全波プッシュプル回路による二相サーボモータの動作特性の実験結果次の結論を得る。

1) 制御相進相半波電圧で駆動する場合は、直流分流抵抗附加の必要から制御相電圧の低い部分で V_v の影響が顕著に現われ、その無負荷速度は $V_c \approx 30$ (V) でほぼ定格速度に達する。又 V_c が低い場合、 V_c の極性変化後も逆転に至らず単相運転をするので、単相運転防止回路を附加する必要がある。

2) 全波電圧駆動回路において、サイリスタと直列に磁心を挿入した点弧方式では、力率改善用抵抗が必要であり、それによる効率の低下が大きい。しかし効率をあまり問題視しなければサイリスタの動作は安定しているので全波駆動回路としては良好と思われる。

3) オン・オフ制御系に用いる際は、制御相進相半波電圧駆動は V_c の低い部分で V_v の影響をうけ、オン・オフ時間を長くする。従って V_c を高くして用いることがのぞましい。

励磁相進相の場合はオン・オフ時間が短く速応性の点では制御相進相方式に比べてすぐれている。

最後に本研究は、著者が東北大学で研修した際に行ったものである。本研究を行うに当たり、始終御指導下さいました東北大学工学部電子工学科菊地正教授、並びに同研究室の諸氏に厚くお礼申し上げます。

文 献

- 1) 山村昌 制御用電気機器 P.58 P.66 P.72
- 2) 東芝編 シリコン制御整流器便覧 P.35
- 3) 宮入庄太 エネルギー変換工学入門 P.338
- 4) 須藤二全 電学誌 9月号(昭33)
- 5) 須藤 計測自動制御学会論文集 第3巻第2号(昭42年6月) P.45