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: Japanese				
	出版者: 琉球大学理工学部				
	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				

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 discribes 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 controled 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 dicussed.

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、効率の良い事ものぞ 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、速度一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)半波プッシニプ 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 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、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)制行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、回転子が電源固波数の徴小振動をする。などのため好ましくない。

1

1・2 回路構成



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

琉球大学理工学部紀要(工学篇)

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回路と飽和リアリクトル駆動電源(AC)が絶縁 できるので好都合である。

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が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

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 $(1 \cdot 4)^{3}$ で与えられる。 $v_g = R_{io} + N_1 d\phi / dt$ $io = 0 \ge l \sub$ $(1 \cdot 1)$ $N_1 d\phi / dt = \sqrt{2} Vg \sin \omega t$ $(1 \cdot 2)$ 磁心飽和角をα, 飽和磁束を $\mathcal{O}_s \ge t$ 支 $\Delta \mathcal{O} = \sqrt{2} Vg / N_t \omega \int_{\bullet}^{\alpha} \sin \theta d\theta$ $= \sqrt{2} Vg / N_t \omega [1 - \cos \alpha] \le 2 \mathcal{O}_s$ $(1 \cdot 3)$ $\therefore \alpha = 2 \sin^{-1} \sqrt{2\pi} f N_1 \mathcal{O}_s / Vg$ $(1 \cdot 4)$

写真1・1はVg=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 Ie / Ic = Nc / Ne = a $(1 \cdot 5)$ $\dot{Z}_e = r_1 e + j x_1 e$ $\dot{V}e = \dot{I}e\dot{Z}e + \dot{E}e$ 但し $\dot{V}c = \dot{I}c\dot{Z}c + \dot{E}c$ $\dot{Z}_{c} = r_{1}c + ix_{1}c$ $(1 \cdot 6)$ 正相逆相の平衡二相電流に分解して, ie = ief + ieb $I_c = I_{cf} + I_{cb} = j/a (I_{ef} - I_{eb})$ $(1 \cdot 7)$ $ief = \frac{1}{2}$ (ie - jaic) $\dot{I}eb = \frac{1}{2}$ ($\dot{I}e + ja\dot{I}c$) $(1 \cdot 8)$ $\dot{E}e = \dot{E}ef + \dot{E}eb = \dot{I}efZf + \dot{I}eb\dot{Z}b$ $(1 \cdot 9)$ $\dot{E}c = ja (\dot{E}ef - \dot{E}eb) = ja (\dot{I}ef \dot{Z}f - \dot{I}eb \dot{Z}b)$ $\dot{V}e = \dot{I}e\dot{Z}e + \dot{I}ef\dot{Z}f + \dot{I}eb\dot{Z}b$ = $ie \{\dot{z}_e + \dot{z}_i (\dot{z}_f + \dot{z}_b) - jaic \{\dot{z}_i (\dot{z}_f - \dot{z}_b)\}$ $\dot{V}_{c} = \dot{I}_{c}\dot{Z}_{c} + ja \{ \frac{1}{2} (\dot{I}_{e} - ja\dot{I}_{c}) \} \dot{Z}_{f}$ $-ja \left\{ \frac{1}{2} (\dot{I}e + ja\dot{I}c) \right\} \dot{Z}b$ $(1 \cdot 10)$ $\dot{V}e = (\dot{Z}e + \dot{Z}A)$ $\dot{I}e - ja\dot{I}c\dot{Z}B$ $-j\dot{V}c/a = \dot{Z}_B\dot{I}e - j\dot{a}\dot{I}c(\dot{Z}c/a^2 + \dot{Z}_A)$ $(1 \cdot 11)$ $(11 \downarrow \dot{Z}_{A} = \frac{1}{2} (\dot{Z}_{f} + \dot{Z}_{b}), \dot{Z}_{B} = \frac{1}{2} (\dot{Z}_{f} - \dot{Z}_{b})$



a) Component of positive-Phase sequence

b) Component of negative-phase sequence

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

fig. 1 ・3 より

$$\dot{Z}f = \frac{Z\phi}{\frac{r_2}{1-v+jx_2+Z\phi}}, \quad \dot{Z}b = \frac{Z\phi}{\frac{r_2}{1+v+jx_2+Z\phi}} \quad (1 \cdot 12)$$

-般にZ∮は極めて大きいので、

$$\dot{Z}f = {r_2} (1 - v + jx_2), \quad \dot{Z}b = {r_2} (1 + v + jx_2)$$
 (1 · 13)
 $\dot{Z}_A - \dot{Z}_B = \frac{1}{2} \{ (\dot{Z}f + \dot{Z}b) - (\dot{Z}f - \dot{Z}b) \} = \dot{Z}b = {r_2} (1 + v + jx_2)$
 $\dot{Z}_B = \frac{1}{2} (\dot{Z}f - \dot{Z}b)$
 $= \frac{1}{2} ({r_2} (1 - v + jx_2 - {r_2} (1 + v - jx_2)) = {v_1} (1 - v^2 \cdot r_2)$ (1 · 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π / 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Ve=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 : Ve; Exciting winding voltage Vc: Control winding voltage



Fig. 1-6 Lock torque (half-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)

琉球大学理工学部紀要(工学篇)







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)

$$\dot{Z}_{2e} = \frac{j686 (1414 + j21)}{1414 + j (686 + j21)} = 268 + j553$$
$$\dot{Z}_{2e} = \dot{Z}_{1e} + \dot{Z}_{2e} = 487 + j574$$
$$\varphi_{e} = \tan^{-1} \frac{574}{487} = 48.4^{\circ}$$
$$\dot{Z}_{2c} = \frac{j550 (1131 + j17)}{1131 + j (550 + j17)} = 213 + j473$$
$$\dot{Z}_{c} = Z_{1c} + Z_{2c} = 373 + j490$$
$$\varphi_{c} = \pi / 2 - \varphi_{e} = 41.6^{\circ}$$
$$\tan 41.6^{\circ} = 0.879 = \frac{Xc - 490}{373}$$

$$X_{c} = 783$$
 $\therefore C = 1 / 2 \pi f x_{c} = 4.06 \ (\mu F)$

上記計算結果より、実験値と計算値がほぶ一致することが確かめられる。

1.6 直流分流抵抗Rp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、Rb挿入のため回転子の任意速度v(v = N / Ns N;回転子速度、Ns;同期速度)において、励磁相側から速度電圧Vvが誘起される。 無負荷時におけるVvは式 (1 · 15)で与えられる。

$$V \boldsymbol{v} = a V e. \boldsymbol{v} / \left(\frac{\boldsymbol{r}_{2} (\boldsymbol{r}_{1}e + \mathbf{x}_{i})}{\mathbf{x}_{i}^{2}} + \frac{2\boldsymbol{r}_{1}e}{\mathbf{x}_{i}} - \frac{\boldsymbol{x}_{1}e}{\boldsymbol{r}_{2}} \right)$$

$$-j \left\{ \frac{\mathbf{r}_{1e} \cdot \mathbf{r}_{2}}{\mathbf{x}_{*}^{2}} - \frac{2 \mathbf{x}_{1e}}{\mathbf{x}_{*}} - \frac{\mathbf{r}_{1e}}{\mathbf{r}_{2}} - 1 \right\}$$

+ $\{ {}^{x_1}e/r_2 \} v^2 - j \{ {}^{r_1}e/r_2 \} v^2$ (1 · 15)

式(1・15)に回路定数を与えVvを求めると式(1・16)を得る。

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

Vo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, Vo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。





RD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 なように、RD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。RD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 Roの負荷トルクに及ぼす影響

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

 $\mathbf{k} = Vc / Ve = 0.4$ の場合、Rpをパラメータとした速度一トルク特性をfig.1・12に示す。

1 · 6 · 3 Roの拘束トルクへの影響

R $p \epsilon$ パラメータとし、Vc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。Vc負の半サイクルにおけるVoによる電流が顕著に現われている。

琉球大学理工学部紀要(工学篇)







Photo. 1-5 Rd 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 リスタ1′,2′を点弧する。2)可飽和リアクトル(SRi)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

琉球大学理工学部紀要(工学篇)



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





御相電圧Vc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



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附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





親盛: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

(註) SR_1 ; スーパースロイ (0.5×10×25×35mm) N₁ = N₂ = N₂' = 100 (T) SR_2 ; スーパーマロイ (0.5×10×25×35mm) N₃ = 100 (T) N4 = 150 (T) SR_3 ; スーパーマロイ (0.5×10×25×35mm) N₃' = 100 (T) N4' = 150 (T)

fig.2・4にその回路を示し、磁心飽和負 α 及びパルス高きの実測値、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の二次パスルを駆動源として、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、点弧パルス巾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。Vg=5 (V)におけるSR1、SR2、の=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 Vc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Vc-N特性をfig. 3・1~3・2に示す。fig.1・1の回路によるVc-N特性はfig.3・1 (a), fig.3・2 (a)に示すように、Vc=10 (V)で定格速度のほゞ90(%)に達する。これは回転子の回転 により、速度電圧Vo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Vcを開放してもVo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. 3-3 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 $(3 \cdot 2)$ で与えられる。 P=v / 1-v²・r₂ | I |² + 2 a | I'c | ・ | Ie | ・ cos θ ・ r₂ / 1 + v 但しIc = - jaIc v=N / Ns a = Nc / Ne (3 \cdot 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),





(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)	<u>Vc</u> (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	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、V c の低い状態ではその極性が変っても、Vv 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附さない場合は、 V c =20 (V)以下でV c の極性変化後もVv 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、Vo 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、その速度一 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。

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

J;回転子慣性能率 (g.cm)

Nn; 定格電圧印加時の無負荷速度(r.p.m)

Ts; " 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。

		実	[測	値	計算值		
t	(ms) Vc (V)	30	50	70	30	50	70
	制御相進相半波電圧		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Vvの影響が顕著に現われ、その無負荷速度はVc ≒30(V)でほ、定格速度に達する。 又Vc が低い場合、Vc 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Vc の低い部分でVv の影響をうけ、オン・オフ時間を長くする。従ってVc 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