

サイリスタ位相制御によるサーボモータ駆動回路

青 木 泰 師

Driving Circuit of Servo-Motor by Thyristor Phase-Control.

Yasushi AOKI

Driving circuits of servo-motor have many indispensable terms.

We can designed by utility switching characteristic of thyristor……

- a) high power gain
- b) low out-put impedance
- c) high efficiency

In this paper, shown to counter-plan and cause.

1. サイリスタ位相制御によるモータ制御

モータの速度制御，トルク制御をサイリスタ位相制御で行うには，簡単な構造で，かつ比較的安価なご形モータに利用される傾向にある。

制御方法としては，周波数を可変にするのが最良であるが，定周波供給が現状では困難である。したがって定周波電源から

- 整流—インバータ方式
- サイクロコンバータ方式

のいずれかによらねばならない。

整流—インバータ方式は，交流を一旦直流にして，インバータで交流化するので，周波数可変は容易であるが，回路定数の選択，可変範囲の選定によっては複雑な回路構成に陥ち入り易い欠点を生ずる。

サイリスタ使用のサイクロコンバータ方式は，サイリスタの自然転流を基本にするので安定動作が得られるばかりか，電力変換効率が高い利点がある一方では，電源周波数の1/2以上にすることが困難である。また，電源利用率が悪く，さらには力率が低い欠点をもっている。

このように，現状においては，良好なサイクロコンバータの出現に至ってはいないが，注目に値する。

ここでは，位相制御によるサーボモータの制御について，以下に述べる。

すなわち，電源周波数を一定とし，等価的に電圧を可変して初期の目的を達成するものである。モータを可変電圧制御とする場合，電源に各瞬時値が比例するならば問題は少ないが，これに

適した半導体素子が無いばかりか、原理的には、効率の低下を持つ。また、その制御用半導体素子には許容電力の大きいものを要することになる。今、モータを既存のものに手を加えないならば、供給電圧（一次電圧）を変える以外に、負荷トルクが、モータの回転速度とともに増加する自然低減負荷は、広範囲な速度制御に適している。

速度制御、トルク制御を初めとする制御で、サイリスタ位相制御によるものでは、位相制御角のわずかな変動、電源電圧の変動が、回転速度、トルクの変化として表われるから、これを防止する対策を要する。

この目的に、低い回転速度でのトルクを増加させたトルクモータを用いる場合があるが、トルクモータのロータ（二次側）の温度上昇は効率の低下になる。

したがって、モータの速度制御、トルク制御には、負荷の変動も考慮して、閉ループ制御による自動化が不可欠条件と言える。

近年、サーボモータを使用する部門が多く、このモータの駆動用電力増幅器の必要性が大きくなってきた。

この電力増幅回路としての必要条件は、

- 応答性の良いこと
- 電力増幅度の高いこと
- 低出力インピーダンスであること
- 高効率であること

などである。これらは、次に述べる場合にも言えることである。

駆動用電力増幅回路に用いられている半導体素子にはトランジスタが大部分を占めている。これは、トランジスタの能動領域を動作点基準としているので電力効率が悪くなるのは当然である。回路の安定性の問題、回路の複雑さもあるので、トランジスタをスイッチング動作させることで解決つく。勿論電力効率は、遮断領域か飽和領域のいずれかに動作点基準をおき、その間の能動領域を通過する時間を短かくすることによって、格段と良くなる。トランジスタをスイッチング動作させる場合と、リニア動作させる場合の回路における簡単化に対するメリットはあまり得られない。

調整の容易さを主眼として、サイリスタのスイッチ特性を利用することは、回路の複雑さも非常に軽減される。それは、トランジスタの1個当りの電力増幅度が、サイリスタのそれに比較して、約 -40dB としても過言でない。この数値例からしても、少なくとも、トランジスタ増幅回路では2段を要する。

2. 2相誘導サーボモータ

2相誘導サーボモータの基本構成は、2極で、それらの極は機械的に90度の角度差をもたせた巻線があり、この2つの極巻線に $\pi/2$ だけ位相のずれた信号を入れると、合成磁束は、同期速度

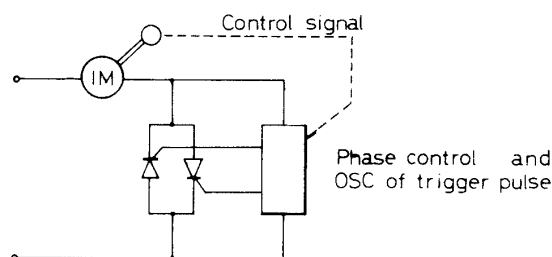


Fig. 1. Closed-loop for phase controlled circuit of Thyristor.

で回転する。2つの極巻線の一方の極巻線（搬送励磁極巻線）を基準としておくと、他の極巻線（制御極巻線）の信号の極性によって、サーボモータの回転方向は決まる。また、制御極巻線の入力信号振幅を変えることにより、回転速度を変えることが出来る。すなわち、制御入力位相と振幅で、回転方向と出力トルクを制御することが可能となる。

今、制御巻線入力 e_c は、

$$e_c = K \cdot \sin(\omega t + \pi/2)$$

ただし、 K ：制御入力信号振幅で表わせる。

2相誘導サーボモータを $n+2$ 個の閉回路と等価し、その電圧平衡式において $n \rightarrow \infty$ の極限とした場合のトルク T は、

$$T = -\frac{L_r}{N_r} i_r \int_0^\pi i \cos(\theta + \varphi) d\varphi - \frac{L_c}{N_c} i_c \int_0^\pi i \sin(\theta + \varphi) d\varphi$$

で、電流分布を

$$i(t, \varphi) = i_1(t) \cdot \sin(\theta + \varphi) + i_2(t) \cdot \cos(\theta + \varphi)$$

とおくと、次のように上式は変形できる。

$$T = -\frac{\pi}{2} \left(\frac{L_r}{N_r} i_r i_2 + \frac{L_c}{N_c} i_c i_1 \right)$$

ただし、 L_c, L_r ：制御側、励磁側インダクタンス

N_c, N_r ：制御側、励磁側の巻数

i_c, i_r ：制御側、励磁側の閉回路電流

回転子が ω で回転していると、

$$T = T_a + T_v \cdot \sin 2(\omega_0 t + \varphi)$$

ただし、 T_a ：時間平均トルク

T_v ：時間変動トルク

で書くことができるが、時間平均トルク T_a は次のように表わせる。⁽¹⁾

$$T_a = \frac{P_0 k + P_1(k^2 + 1)v + \dots + P_6(k^2 + 1)v^7}{Q_0 + Q_2 v^2 + \dots + Q_8 v^8} T_0$$

ただし、 k ：制御電圧の定格値に対する割合

$p_0 \sim p_7$ ：定数

$Q_0 \sim Q_8$ ：定数

この式の関係を示すと Fig 2 のトルク—回転速度特性である。例えば、サーボモータ EWB-18P1 (2p) の速度—トルク特性曲線上に点線で画いてある。

このトルク—回転速度特性曲線群を、平行線分と仮定すると、トルク T は、

$$T = k_0 e - m \omega$$

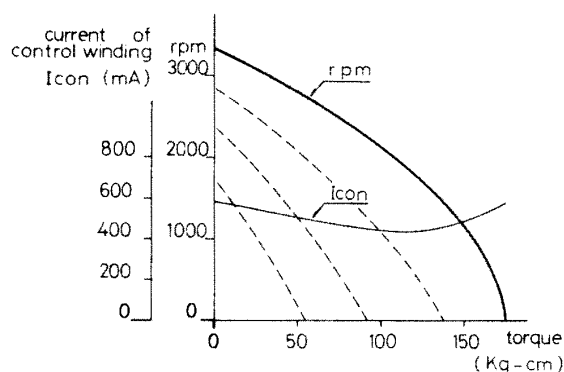


Fig. 2. Characteristics of r.p.m. to Torque. (EWB-18P)

$$\text{ただし, } k_0 = \partial T / \partial e$$

$$m = \partial T / \partial \omega$$

である。

L.O. Brown は、サーボモータの伝達関数を

$$\frac{K}{s(1+Ts)(1+s/\omega)}$$

とおいている。しかし、一般のサーボモータ

の ω は、非常に大きいので s/ω は無視可能で、したがって、伝達関数は、

$$\frac{K}{s \cdot (1 + \tau s)}$$

$$\text{ただし, } \tau = \frac{J}{m}$$

J : 慣性負荷

$$m = -\Delta T / \Delta \omega$$

対応する周波数伝達関数は、

$$\frac{K}{j\omega(1 + \tau j\omega)}$$

で与えられる。

この値は、 $\omega = 0$ では、その位相が $\pi/2$

$\omega = \infty$ では、位相 $-\pi$

に近づいてゆく。

また、時間変動トルク Tv は

$$Tv = \frac{(1-k^2)}{2} \cdot \frac{v}{\sqrt{q_0 + q_1 v^2 + q_2 v^4}}$$

ただし、 v : 同期速度に対する割合

$q_0 \sim q_2$: 定数

で、これより、その場合のトルク変動変曲線は Fig. 3 のように表わせる。

4. サイリスタ位相制御によるサーボモータ駆動回路

サーボモータ駆動用電力増幅回路の直線性は、入力偏差電圧の小さい範囲のみが良ければ、他の範囲での直線性はあまり問題でない。

一般に、サーボモータの駆動回路は、トランジスタを使用している場合が多く、例えば、Fig 4⁽²⁾ に示すものは、

入力インピーダンス 10 [kΩ]

電 圧 利 用 60 [dB]

連 続 出 力 電 力 2 [w]

の性能を有している。

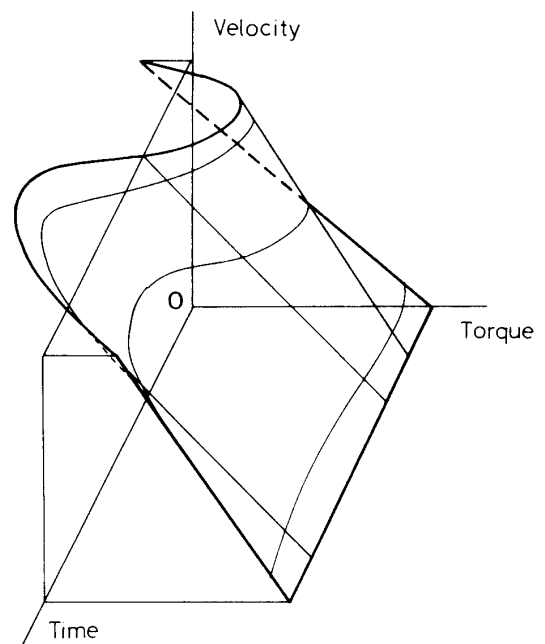


Fig. 3. Variance curves of velocity to Torque.

回転子の実効抵抗よりも制御巻線に供給する駆動回路の出力内部インピーダンスが高いと、単相運転状態になることが多々あり、内部インピーダンスを低くする必要がある。特に、制御巻線に並列コンデンサを合せ使用する時には、駆動回路の内部インピーダンスを可能な限り下げなければならないが、普通 NF (Negative Feed-back) を充分かけることにより達成させている。さらに NF によって、F 特性（周波数—利得特性）が平坦に、かつ位相ずれ、および内部ノイズの改善も行えるのでよく利用されている。回路例の出力最終段は、入力トランスつきのプッシュプル形式で、サーボモータ自身の制御巻線に中間タップを設けたもので、出力信号供給をトランジスタと直接接続している。この回路の電源利用率は低く、この電力は熱となって周囲温度上昇を助長するので、微小信号を増幅するサーボ駆動用半導体回路としては好ましくない。これは半導体素子を能動領域動作させるのではなく、遮断領域と飽和領域間を瞬時切替えるスイッチング動作を行えば、電力の無駄な消費が格段に低下し、それは小形化につながる。

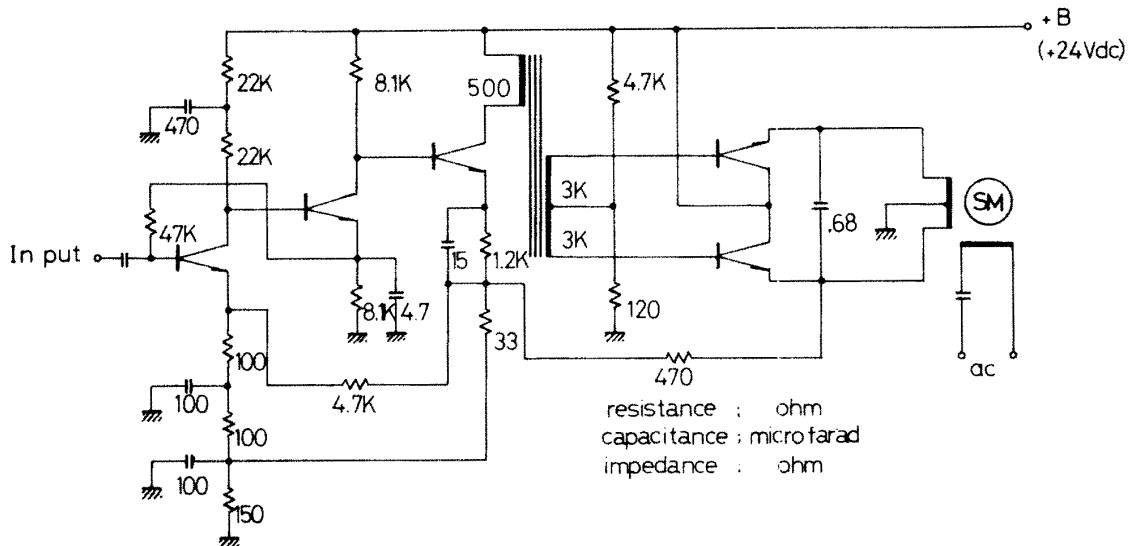


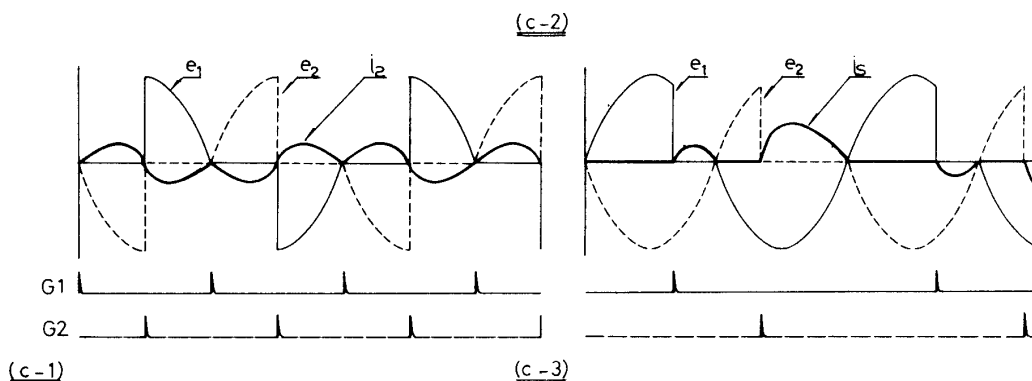
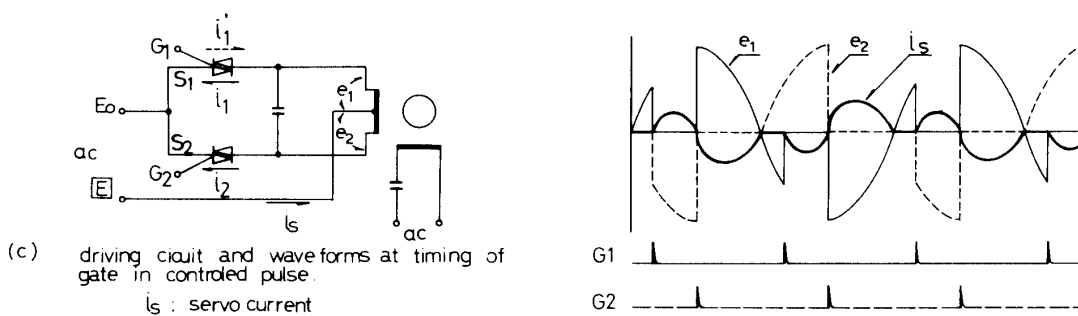
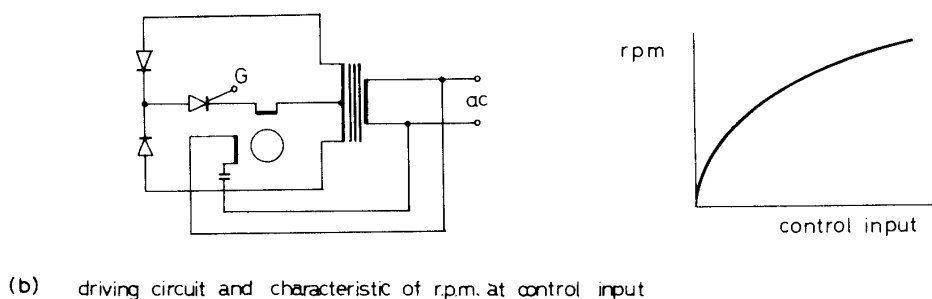
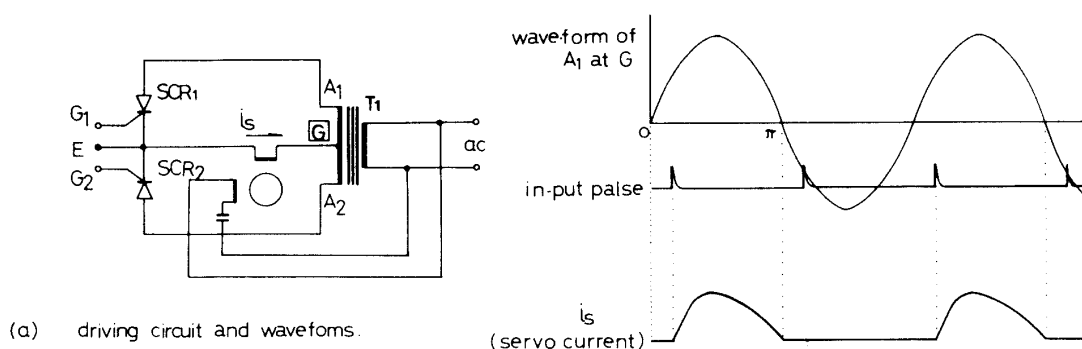
Fig. 4. Servo amplifier.

スイッチング素子としては、トランジスタを使うのも 1 方法であるが SCR (Silicon Control Rectifier) が電力増幅率の上では、非常に大きく、それだけ簡単化した回路で間に合う。

SCR を利用したサーボモータ駆動回路には Fig 5 に示すものがある。Fig 5 (a) は、電源変圧器 T_1 によって、制御巻線の規格値に変圧された電圧が、SCR₁ とサーボモータの制御巻線を 1 ループ、SCR₂ とサーボモータの制御巻線をループとする 2 個の閉ループが合成されたもので、この内から 1 つのループを取り出し、G を基準にすると、各部の波形は図のようになる。サーボモータの制御巻線電流 i_s は G_1 にパルス入力があるから、導通開始し自然消弧迄の導通期間によって決まるものである。したがって、 G_1 のパルス入力の入力時刻を A_1 端の電圧の $0, \pi$ にセットすると最大電圧が、サーボモータの制御巻線に印加され最高速度で回転することになる。偏差電圧が大きい場合には、半周期の全域にわたり駆動電流を流すことになるが、ある程度のバランスがとれてきた時に半周期の駆動電流を流す時間、すなわち、サイリスタの導通角を制御すればよい。これには全体の系の電圧利得を適当に選ぶことで、偏差電圧のある程度以上の時にサーボモ

ータの最大出力で駆動させ、偏差電圧の零に近付いた時に、駆動電流を減少させ、慣性によるオーバーシュートを減少させる意味から、サイリスタを位相制御で使う利点がある。

Fig 5 (a) では、 G_1 、 G_2 の入力端子があり、制御端子に半周期奇数番目の電圧が SCR_1 で制御されて印加され、それは、励磁電流に対して $\pi/2$ の進みで、右回転するならば、他のサイリスタ SCR_2 で制御されて印加される制御電流が $\pi/2$ の遅れで、左回転をすることになる。したがって、同時に 1 周期間に入力信号が G_1 、 G_2 に入力され、その導通角が同じとすると、半周期右回転、あと半周期左回転の動作をすることになり、ある程度の一次遅れを持っているが、幾分振動を起



す可能性がある。しかし、この可能性を逆に利用するならば、慣性の大きい系の場合にはサーボ系の制動に用いることもできる。

Fig 5 (b) は (a) と動作はよく似ているが、SCR の素子数を減らせ、電源に同期をとりながらその位相差を $0 \sim \pi$, $\pi \sim 2\pi$ 間にパルス入力をおくことで、右回転、左回転を自由に選択することができる。

Fig 5 (c) は相逆性転流を利用したもので、一方のサイリスタが導通したときに、C を通して他のサイリスタを逆バイアスし、ターンオフさせる。いわゆるインバータと同じ動作をするものである。しかし、交流を電源として、かつサイリスタを双方向性のものを使用する点が異なっている。負荷コイルとしては、サーボモータの制御巻線を利用している。

サイリスタ S_1 に順方向電圧が印加されている状態で、ゲート G_1 にパルス入力を与えると、サーボモータの制御巻線の midpoint から供給された電源によって電流 i_1 が流れる。この状態において、サイリスタ S_2 のゲート G_2 にパルス入力を与えると電流 i_2 が流れるが、サイリスタ S_2 がターンオンした時に生ずる S_2 のアノード電圧降下はコンデンサ C を通して、 S_1 のアノード電圧を下げることになるので、 S_1 はターンオフする。同じように、電源電圧が逆方向にサイリスタに印加している状態でも上の動作をする。

交流電源に対して、サイリスタのゲート G_1 , G_2 のパルス入力位相によって、制御巻線に流れる総合電流波が基本波周期から高次波に迄変えることができる。

例えば、Fig 5 (c-1) は、 G_1 のパルス入力位相を各周期の $0, \pi$, G_2 のパルス入力位相を $\pi/2, 3\pi/4$ とした場合のサーボモータ制御巻線電圧を示している。Fig 5 (c-2) は、 G_1 が α だけ遅れた $\alpha, \pi + \alpha$ のパルス入力を、また、Fig 5 (c-3) は、 G_1 が α_1 , G_2 が α_2 とした場合の制御巻線電圧波を示している。ただし、出力回路の取り出し方が midpoint タップ付きのコイルゆえに、例えば、サイリスタ S_1 が導通すると S_2 のアノードには、それに対して逆電圧が誘起するが Fig 5 (c) では、はぶいて書いてある。

S_1 のゲート G_1 に $(\pi - \alpha)$, S_2 のゲート G_2 に $(\pi + \alpha)$ とした場合の実測値を Fig 6 に示しておく。

以上に示した如く、適当なパルス入力をすることによって、制御巻線電圧の周期、実効電圧を合せ制御できる。また、サイリスタのどちらかが、常にオンしているので、制御巻線の端子からみた駆動回路のインピーダンスは低く、駆動回路として最適と言える。

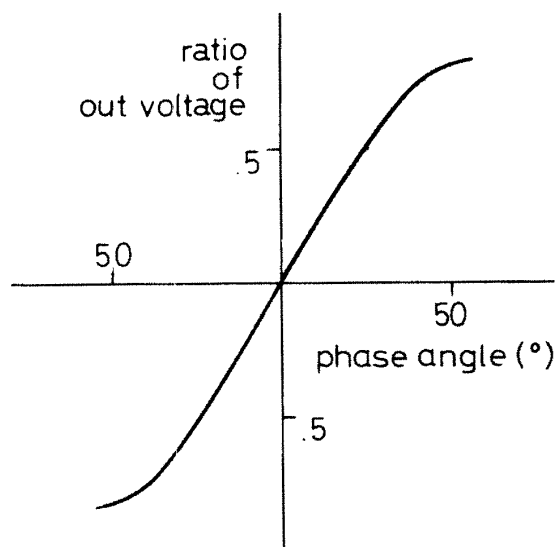


Fig. 6. Out put voltage at phase angle.

参 考 文 献

- (1) 江尻正員：2相サーボモータの解析（計測自動制御学会，1965），p. 264
- (2) Fairchild Semiconductor.