

全波整流型サイリスター位相制御による モーター速度の自動制御

関 山 正 憲*

(1973年6月27日受理)

Automatic Motor Speed Control with Full-Wave Rectifiers and a Thyristor

Masatoshi SEKUYAMA

Abstract: — Using a thyristor with 4 rectifying elements, we can get the well-known phase control method which is simple construction and have no pulse transformer and no protector for the over current. Applying this method, I got an automatic control set of motor speed. In my set, the optical pick-up and an one-shot multivibrator is used as the speed detecting device.

Still more, in this paper I published the formula between the motor speed and the motor input.

1. ま え が き

サイリスター1ケを用いる交流全波整流型位相制御⁽¹⁾については、その特長および150Wの電圧調整器の応用例について文献があるがこれを自動制御まで進めモーターの速度を制御した例はないので筆者の実施したものにつき報告する次第である。

内容の要点は下記3項目である。すなわち

- i) 速度検出装置の出力をもつて UJT パルスの発生時期を変え、サイリスターの導通角を制御する場合の伝達関数に関する式
- ii) 速度検出装置としての one-shot multivibrator の実験的研究
- iii) i), ii) に関連するモーター速度の自動制御の総合実験装置の性能について

2. 全波整流型回路の採用

配電系統が交流である以上、電源を交流とするのは当然である。制御素子としてサイリスター（以後 TH なる記号で示すこともある）を用いることとすると、2ケの TH を逆並列にむすんで制御する図1の回路が先づ考えられる。これは上下2ケのゲートへ与えるパ

* 茨城大学工業短期大学部電気工学科（日立市中成沢町）

ルスが $\frac{1}{100}$ 秒おき(電源が 60Hz 地区では $\frac{1}{120}$ 秒おき)に交互にならねばならず、回路が面倒になる。TH1 と TH2 を合わせたものとしてトライアック (FLS ともいう) があるが、これとパルス発生ダイオード (BIAC) とを組合わせて制御することも理論上極めて自然のことである。しかし、現在得られるトライアックでは正方向と負方向の特性が異なる場合が多いため用いぬこととする。然るときは図 2 のような全波整流型回路と 1 ケの TH とを組合わすのが有利といえる。1 ケの TH を半波整流型で用いる回路は外に整流素子を必要としない点はよいが、片方向しか通電できず、したがって直流的負荷に限られる。この点往復通電のできる全波整流型は時間的利用度も高く、扱える電力も大となる。

制御しようとするモーターは通称万能型 (Universal motor) といわれる整流子付交直両用型をえらんだ。運転中それにかかる電圧は図 3 に示すような欠けた部分を含む正弦波であり、欠けた部分の電気角 (A とする) は点弧角と称されるものである。

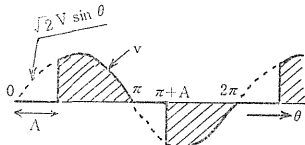


図 3 モーターにかかる電圧

3. 制御回路の説明

次に、図 2 の UJT の動作を考える。UJT の B_2 極に正の電圧がかかり、かつ EB_1 間の電圧が一定値 (以後 V_b で示す。付録参照のこと) に達すると brake over がおこる。すると EB_1 間は短絡状態となり B_2 電極が零電位にならぬ限り元の遮断状態に戻らぬ。一方、ツェナー・ダイオード ZD は全波整流出力の頭部を切り取るため、その端子電圧は図 4 の上段のようになる。ここで谷と記した部分は全波整流にしたがい正負の切換えの行われる時期なので、一時電源の遮断が行われ、 EB_1 間は短絡状態より遮断状態に移行

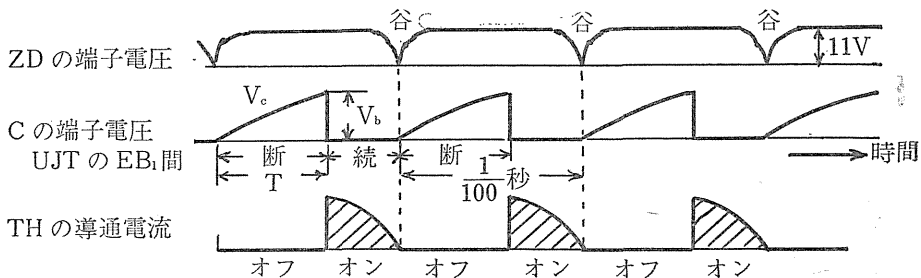


図 4 時間的関連を示す図

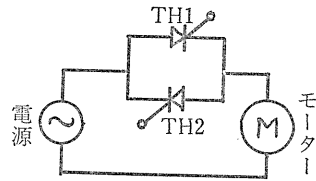


図 1 逆並列 TH 制御

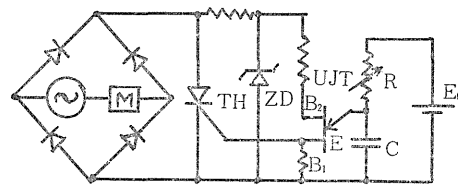


図 2 全波整流型位相制御

する。すると別の直流電源 E_0 のため R を通過していた電荷は C にたまり出し、その端子電圧 V_c は

$$V_c = E_0(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

の曲線に沿って上げられる。やがて、UJT の brake over voltage V_b に達するがいなや、 EB_1 間は再び短絡状態に転ずる。遮断時間を T とすると

$$V_b = E_0(1 - e^{-\frac{T}{RC}}) \text{ となるので } T = RC \log_e \frac{E_0}{E_0 - V_b} = \frac{A}{\omega} \dots\dots(1)$$

V_c の時間的变化は図4の中段に示される。

EB_1 間の短絡は C の放電となり B_1 極につないだ抵抗にパルス電圧を生じ TH のゲートへ印加される。これで TH はオンに移りし通電を開始し図4の下段のように谷の部分まで持続する。谷の部分は TH 内のイオン消滅時間に比し充分長いので遮断状態への移行に失敗することはない。なお、図4の下段は図3における導通を整流器切換えにより1つおきに逆極性にしたものとなつてはいるが、横軸は電気角でなく時間に変えて示す。更に注意を要する点は、 RC 充放電回路の発振周波数は必ず電源周波数の2倍になり、同期させるために何の装置をも必要としないことである。

4. モーターへの入力を速度の関数で表わす式

自動制御に安定度の問題は付き物であるが、その際伝達関数が関係してくる。これを導く基になるものとして、モーターへの入力とその速度との関係式を導いた。

TH がオフのときは零だがその他は電源電圧 $\sqrt{2} V \sin \theta$ に略等しい図3のような電圧(以後 v) がモーターにかかる。導通時の TH や2ケの整流器による電圧降下はモーター自身の電圧降下に比し微小だからである。いま、界磁コイルおよび電機子のリアクタンスによる電圧降下がモーターの速度起電力(逆起電力)に対し近似的に無視できると仮定すると、モーターへの入力は

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v \cdot \frac{v}{r} d\theta = \frac{1}{\pi} \int_A^\pi (v \sqrt{2} V \sin \theta)^2 \frac{1}{r} d\theta = \frac{V^2}{\pi r} \left(\pi - A + \frac{\sin 2A}{2} \right) \dots\dots(2)$$

ただし、 A は点弧角 (rad.)、 V は電源電圧の実効値、 r は逆起電力を一種の抵抗による電圧降下として、この抵抗と電機子コイルおよび界磁コイルを含めた全体の等価抵抗とする。(ただし、界磁コイルおよび電機子のリアクタンスは無視し得るものとする)

速度の自動制御を行うのに、図5のように制御対象たる速度 (n とする) を電圧の形で検出し、これにより R を変え RC 充放電回路を制御したとすると、一般に

$$R = an + b \text{ ただし、 } a \text{ と } b \text{ は定数 } \dots\dots(3)$$

の形で表わせるので、(1)、(2)、(3) の3つの式より

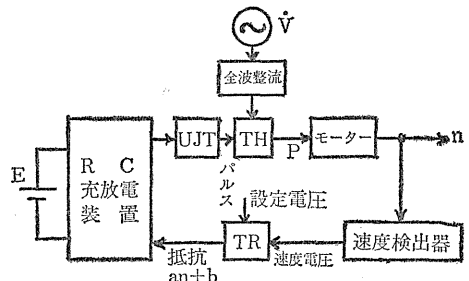


図5 自動制御ループ

$$P = \frac{V^2}{\pi r} \left[\pi - \omega C(an+b) \log_e \frac{E_0}{E_0 - V_b} + \frac{1}{2} \sin \left\{ 2\omega C(an+b) \log_e \frac{E_0}{E_0 - V_b} \right\} \right] \dots (4)$$

が導ける。これはモーターへの入力速度 n の関数で示されているので位相制御における伝達関数を導くのに使える。

図2において、 R を手動的に変えることによりモーター速度をよく制御できることは実験的にもよく確かめられている。次に、これを自動制御にもつていく段階として先づ、 R の代りにトランジスタの等価抵抗を利用し、速度電圧に比例した電圧をそのバイアスとしてかける図6を実験してみた。しかし、これでは自動制御の効果がうすかつたので中止することとし、 C の充電電流を速度電圧で制御する図7の方に切替えた。この時は、トラ

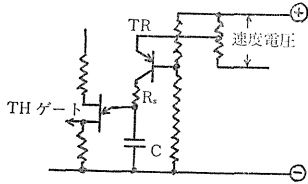


図6 等価抵抗によるR

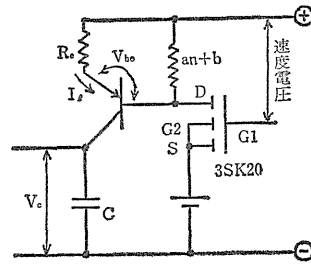


図7 定電流によるCの充電

ンジスタのエミッター電流 I_e は $an+b = V_{be} + R_e I_e$ を満足する一定値となるので、それをもつて充電される C の端子電圧は

$$V_c = \frac{1}{R_e C} (an+b - V_{be}) t \dots (5)$$

で示される直線にて上昇し、図4の中段の曲線とは異つてくる。そのときの充電期間 T は

$$T = \frac{A}{\omega} = \frac{V_b R_e C}{an+b - V_{be}} \dots (6)$$

となるので(4)式も次のように変わる。

$$P = \frac{V^2}{\pi r} \left(\pi - \frac{V_b R_e C \omega}{an+b - V_{be}} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\omega C R_e V_{be}}{an+b - V_{be}} \right) \dots (7)$$

5. 速度検出回路

測定時、被测回転体に影響を与えぬため光学的方法をとつた。すなわち、モーターの軸に孔あきプリーを付けそれが光線を断続することにより発生するパルスの数を測定するものである。それにはパルスを整形して一定波形とし、それを整流して可動コイル型計器で読む方法をとつた。パルスの整形に角型飽和鉄心を用いる方法もあるが、今回は先づ図8のような one-shot multivibrator を用いることとした。

同図にて、TR1 および TR2 はトランジスタである。

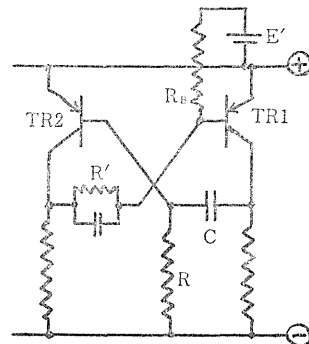


図8 One-Shot Multivibrator

最初 TR1 のバイアス用電圧 E' をつけずに、 R_B を $3\sim 5k\Omega$ 位で実験していたが、時々出力パルス数が入力パルス数より少なくなることがおこつた。1 つおき位にとばすのである。

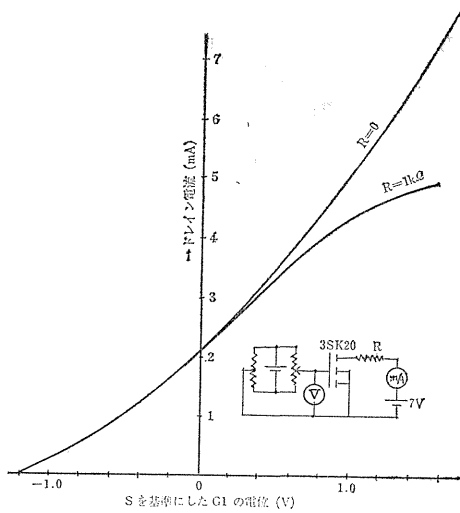


図9 3SK20の入力特性

低速度になるほど、また、光源の光度を弱くするほどこの傾向は強まった。TR2のコレクター電位の変化がTR1のベースに充分に伝わらぬためと思われたので、 E' を入れ R_B の値を $50k\Omega$ 位に大きくした所解決した。TR2のオンかオフによりそのコレクター電位は著しく変動し、それがTR1のベースに伝わる。しかし、 R' と R_B の比が大きい場合、その変動は伝わりにくい。たとえば $R'=60k\Omega$ 、 $R_B=3k\Omega$ のときは $1/20$ しか伝わらない。また、 E' を小さくするとパルス巾は広がる。パルス巾は図8の R と C が決定し

$$T = RC \log_2 2 = 0.693RC$$

にて示されるわけだが、これも E' を大きくしTR1のベースの電位変化を明瞭にした後成立することである。

TR2のコレクター出力はダイオードで整流した後、可動コイル型の速度計および平滑回路に入れられる。後者は高抵抗 $1M\Omega$ を直列素子に用いているのでそれに従従させるものは入力インピーダンスの高いFETを選ぶのがよい。実験セットでは、3SK20を採用した。これは、デプレッション形とエンハンスメント形の間属し、入力電圧の V_{G1S} が正と負とにまたがって作動するので自動制御用には丁度よい。特性を測定した所、図9のようになった。

6. 実験セットの総合特性

図10は組上げたセットの全回路を示す。

M のプーリーの孔を通過することにより発生した光のパルスは、フォト・トランジスタ

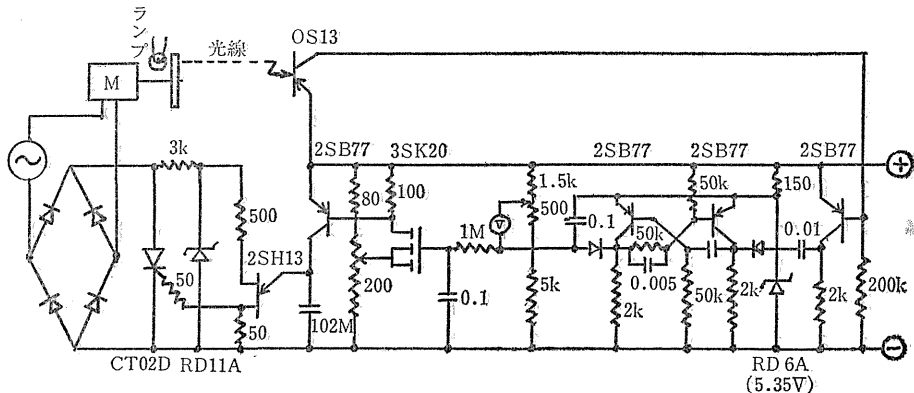


図10 組上げたセットの全回路図

OS 13 にあたり図の右端のトランジスタで増巾されコンデンサとダイオードを経て one-shot multivibrator に入れられる。

One-shot multivibrator は一定の電圧ではたらかせねばならないので直流電源の電圧 $7V$ を抵抗とツェナー・ダイオード ZD で分割し、 ZD の端子電圧 ($5.35V$) を供給した。同時に抵抗 (150Ω) における電圧降下は前節でのべた E' の電源に利用した。

500Ω の可変抵抗器は速度計の零点を合わすのに用いる。

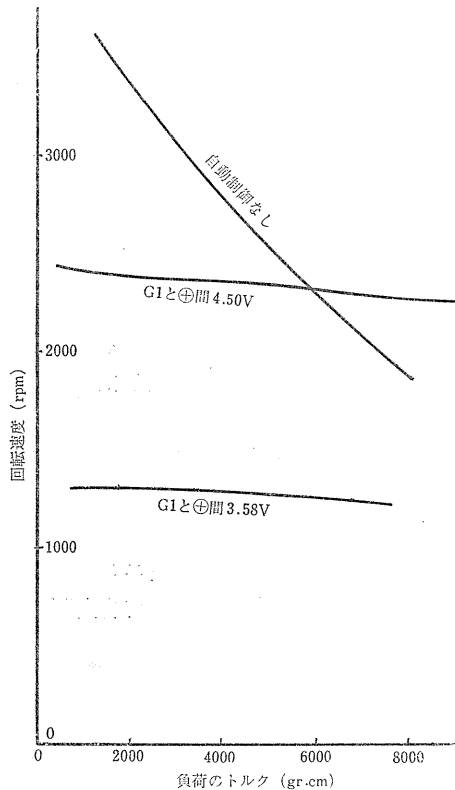


図11 負荷特性

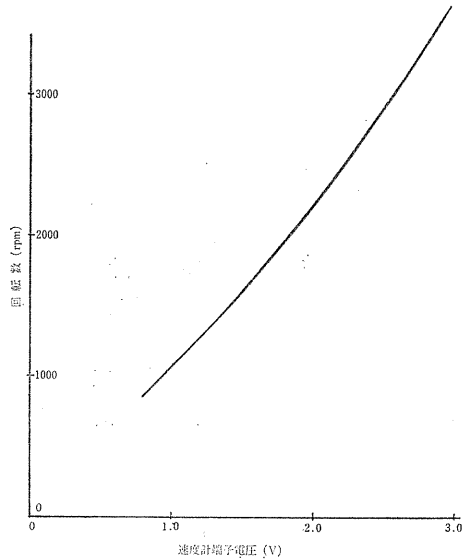


図12 速度計指示と回転数

図11は本セットによる速度の自動制御がどれだけ効くかを示す。横軸は負荷のトルク、たて軸は回転数を表わす。略水平の2本の曲線は自動制御を行った場合で、設定値により上下に大きく分かれる。設定は FET の $G1$ と S の電位を可変抵抗器 (200Ω) で変えて行う。残りの右下りの1本の曲線は自動制御を行わずモーターを直接 $AC 52V$ でまわした場合で、負荷のトルクが大きくなるほど回転数が著しく下ることを示している。

図12はモーターの回転数に対する速度計にかかる電圧の程度を示すものである。900rpm以下の低速において値がないのは、パルス増巾器における直列コンデンサのためパルスが途中で阻止されることによりおこる。これ以外は殆ど直線状の対応となり、rpmと速度計の指示とは比例するといえる。これらの測定は、前述の設定点を変えていきそれに対する速度計端子電圧をデジタル電圧計で読んで行つた。

図13は無負荷における設定電圧 (S と \oplus 間) と速度の関係を示す。図11の結果より判断

するに、負荷をかけた場合もこの曲線よりそう大した開らきはないものと考えられる。

以上の通り実験結果をならべたが、兎に角回転数が 900rpm 以上では自動制御が有効に作動しているといえる。なお、被制御物として用いたモーターの定格は次のようになっている。

直巻型電動機 100V(交直兼用), 2A, 1/12HP, 300~3000rpm

文 献

- (1) GE controlled rectifier manual

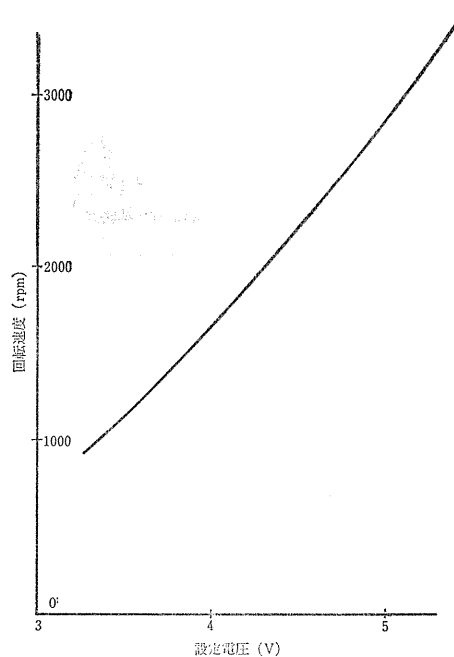


図13 無負荷時の設定電圧と速度の関係