

MITSUBISHI DENKI GIHO

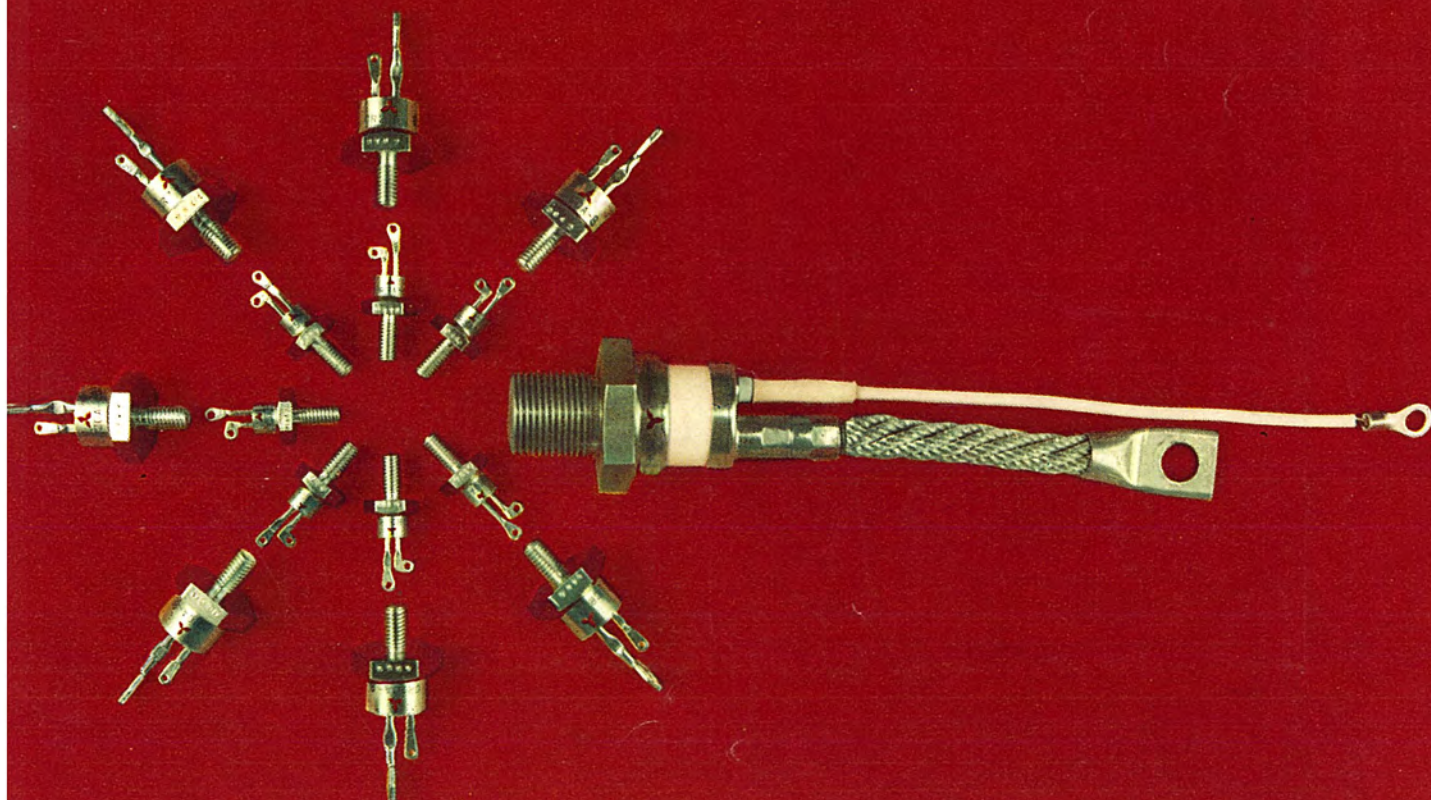
三菱電機技報

Vol. 37 May 1963

5

シリコン制御整流素子 (SCR)

シリコン制御整流素子特集





三菱電機 スカイリング

三菱電機スカイリング 広告ネオン塔 の ランダム点滅装置

東京銀座の夜を美しくいろどっている三菱電機 スカイリング 広告塔の点滅方式は、あらかじめ決められた順序どおりに、色と模様が変わる「プログラム点滅」と、つぎの時間に何色が点滅するかはまったく不規則である「ランダム点滅」とを繰り返すという新しい方式がとられている。

「RANDOM・GENERATOR」は、このランダム点滅を指令、制御するもので、ランダム信号源として一般に考えられる乱数発生やホワイトノイズではなく、音声信号を用いている。広告塔の変化色は、赤青白黄の4色であり、これらをランダムに点滅するのにこの装置ではつぎのように行なう。

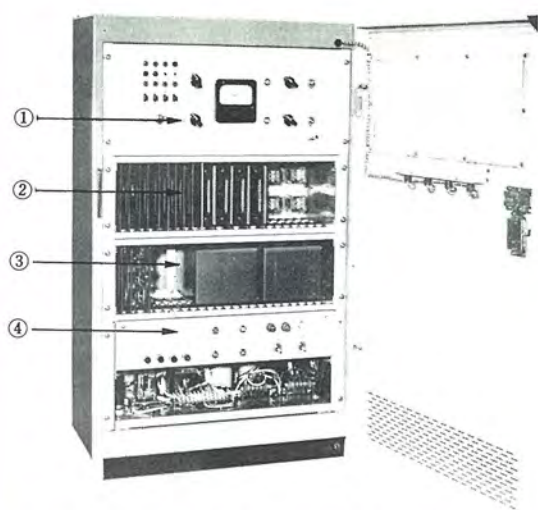
プログラム点滅の一周期が終ると、回転ドラムはランダム時に移り、点滅指令は「RANDOM・GENERATOR」に任される。装置内ではこの瞬間、音声信号をサンプリングし、高低二つの帯域フィルタを通して、高低二つの周波数成分をとりだす。これに対応して、独立に基準電圧を定めそれとの大小によりおのおの二つ、すなわち、合計4つに分類する。結局、音の状態はこの四つの状態のどれかに分類されることになる。四つの出力リレーがこれに対応しており、そのうち一つが動作する。一定時間そのまま持続し、つぎのプログラム点滅に移ると回路はリセットされつぎのランダム時に備える。この装置は音声信号源として用いるラジオ、レコードプレーヤ、マイクロホンとともにスカイリングの6階に展示されており、出力リレーが屋上の電力用リレーに接続されている。

高低二つの周波数に対応する基準電圧値は、おのおの独立に変で、四つの状態の確率が等しくなるよう調整できるが、信号源としてどんな音声がかかっているかにより、おのおのの確率が左右されその音源の性質を表わすことができる。四つに分類された音の状態は、現在つぎの色に対応している。

- (1) 高い周波数成分が強く、かつ低い周波数成分も強い…青
- (2) 高い周波数成分が強く、かつ低い周波数成分が弱い…黄
- (3) 高い周波数成分が弱く、かつ低い周波数成分が強い…赤
- (4) 高い周波数成分が弱く、かつ低い周波数成分も弱い…白

以上のように、この装置は動作原理は簡単で、装置自体も簡易であるが、雑音により誤動作しないよう考慮がはらわれ、昼間でも来館者のため室内モニタを点滅させる関係上、一種のオン・ライン装置とみなし、故障対策などについても特別に考慮している。

使用電力 500 kW の広告塔をランダムに点滅することは、いまだ他に例を見ない画期的なものであろう。



「RANDOM・GENERATOR」前面トビラを開けた内部

- ① 操 作 盤
- ② 論理回路およびリレー盤
- ③ 増幅器およびフィルタ部
- ④ 電 源 盤



表紙説明

当社北伊丹製作所で製作しているトリスタ (SCR) の写真である。

内円状にならんでいるのが CR5A (2SF260 シリーズ)

平均電流 5 A (180 度通角), 順電圧降下瞬時値 5 A において 1.2 V 以下, セン 頭逆耐圧 50~400 V, セン 頭順電圧 50~400 V

外円状に並んでいるのが CR20A (2SF290 シリーズ)

平均電流 20 A (180 度通角), 順電圧降下瞬時値 20 A において 1.3 V 以下, セン 頭逆耐圧 50~400 V, セン 頭順電圧 50~400 V

中央の大きな素子が CR100A (2SF300 シリーズ)

平均電流 100 A (180 度通角), 順電圧降下瞬時値 100 A において 1.3 V 以下, セン 頭逆耐圧 50~400 V, セン 頭順電圧 50~400 V



三菱電機技報

昭和 38 年 第 37 卷 第 5 号 (シリコン制御整流素子特集)

目 次

SCR の原理と動作	清水潤治・蒲生 浩	2
SCR の特性と定格	清水潤治・船川 繁・溝口忠頭・飯田隆彦	10
SCR の ゲート 回路	細野 勇・岡 久雄	21
SCR 応用回路の基礎	岡 久雄	28
SCR の交流電動機制御への応用	吉田太郎	34
SCR の交流発電機励磁回路への応用	竹内俊晴	40
SCR による直流電動機の制御	細野 勇	45
SCR の小容量直流電動機への応用	吉田太郎・梶野幸男	52
SCR の インバータ への応用	河合 正・岡 久雄・杉本盛行・大島征一	56
SCR による サーボモータ の制御 —小形軽量 サーボ 増幅器の開発—	山内信治・橋本直樹	63
SCR の超音波発振器への応用	平塚 篤・藤井較一	67
SCR の故障とその防止	岡 久雄	70
三菱電機 スカイリング および三菱 ドリームセンター の電気設備	瀬戸義雄・浜田恭平	74
三菱電機 スカイリング および三菱 ドリームセンター の エレベータ 設備	河原四良	81
ASIA 自動 プログラミングシステム	豊田 準三・中塚正三郎・梅田義明	85
HK 形電磁 クラッチ	杉山昌司・西野 宏	92
密閉形水冷却式および ガス 冷却式 ターボ 冷凍機用電動機	新良 由幸・伊藤昭八郎・酒 向 潔	97
力平衡形変換器	吉山裕二・江沢孝吉	104
《技 術 解 説》		
同期機-I —電力系統における同期機の理論的取り扱い—	林 重雄	109
《文 献 抄 訳》		
Guardistor モータ 保護方式の応用・製紙工業の理想的 エネルギ 利用		115
《ニュース・フラッシュ》		
オーストラリア 向け 330 kV 変圧器完成・電源開発伊予変電所納め 99,000 kVA 単巻変圧器完成・日新製鋼 市川工場連続鋅鉛 メッキ 用誘導炉・超高压電力研究所納め デジタル シーケンス 制御装置完成・国鉄新幹線 列車無線 トンネル 用全 トランジスタ 化 UHF 中継増幅器完成・洪水予報に新威力 (北上川洪水計算機完成)・ 磁気誘導形 トルク 計 MK430 形完成・インド 国鉄向け メータ ゲージ 用 52 t 交流機関車 18 両を受注・奥 多摩工業株式会社納め 12 t 産業用電気機関車受注		117
《特 許 と 新 案》		
冷蔵庫 トビラの開放装置・空気調和装置		121
《最近における社外寄稿一覧》		91
《最近における社外講演一覧》		55, 103
《最近登録された実用新案》		84
《表 紙》		
2. 三菱電機 スカイリング 広告 ネオン 塔の ランダム 点滅装置		
3. 20,000 c/s 超音波電源としての高周波発電機完成		
4. 三菱家庭 ポンプ		

SCR の原理と動作

清水潤治*・蒲生 浩*

Principle and Performance of Silicon Controlled Rectifiers

Research Laboratory Junji SHIMIZU・Hiroshi GAMO

Voltage-current characteristics in the reverse direction and in the forward blocking system as well as the turn-on and turn-off mechanism are vital factors in the study of p-n-p-n silicon controlled rectifiers. Description is made on the above terms based on the equations of Moll et al which underlie the theory of the switching action of the devices. In silicon the dependency of alphas on emitter current is considered as an essential condition for the turning on. But special measurement is made on the characteristics at each base layer with actual rectifiers so as to investigate the effects of gate current and leakage current on the turn-on action. About the turn-on and turn-off time—the vital factors of the switching element—a discussion is made on the physical mechanism producing them in consideration of the flowing in and cut of excess charges through the base layers.

1. ま え が き

SCR は PNPN 4 層から構成された 3 端子素子であって、3 層接合から構成される通常のトランジスタとは異なった特長あるスイッチング特性を示す。PNPN 4 層構造はすでに早くから フックコレクタ形トランジスタとして Shokley によって提唱⁽¹⁾されており、その解析には、PNP と NPN の 2 個のトランジスタの組合せからなる等価回路⁽²⁾が用いられた。これらは、ゲルマニウムを用いた素子に関するもので、1 以上の電流増幅率がえられる機構の解明を目的としており、またそれぞれのトランジスタの電流増幅率は一定であるとしているので、シリコン PNPN 形素子のごとき阻止から導通領域への移行によるスイッチング特性は得られなかった。その後シリコン PNPN 4 層構造がつくられ、そのスイッチング作用が見いだされるに至って再び PNPN 4 層接合が注目を浴びるようになった。シリコントランジスタでは電流増幅率はエミッタ電流の増加に伴って増大する特長がある。Shokley のフックの理論を基にこのシリコントランジスタの特長を考慮に入れて、シリコン PNPN 2 端子素子の電気的特性を解析し、そのスイッチング作用を説明したのは Moll ら⁽³⁾である。この解析では 4 層を PNP および NPN のトランジスタに分け、おのおのの電圧電流特性から重ねの理を用いて、PNPN 4 層の電圧電流特性を求めている。やがて、スイッチ用の端子を有する 3 端子 PNPN 素子(制御整流素子)が開発され、Mackintosh⁽⁴⁾は Moll らの方法を拡張することによってその解析を行なった。つづいて Jonscher⁽⁵⁾⁽⁶⁾や Aldrich⁽⁷⁾らによってこれら諸特性の研究が行なわれている。ここでは Moll らあるいは Mackintosh の導いた結果をもとに実際の素子 SCR を例にとりて、その順特性、逆特性をとくにスイッチング機構に重点をおいて紹介したい、あわせて、付録において 4 層素子の電圧電流特性を Shockley の PN 接合の理論⁽¹⁾⁽⁵⁾⁽⁸⁾を用いて導き、その結果適当にパラメータをおくことによって Moll らと同一の結果を導いた。

2. 電気的特性

PNPN 4 層構造は図 2.1 に示すように構成されており、 P_E 層から陽極、 N_E 層から陰極、中間の P_B 層からゲートが端子とし

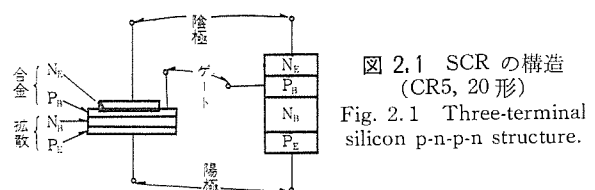


図 2.1 SCR の構造 (CR5, 20 形)

Fig. 2.1 Three-terminal silicon p-n-p-n structure.

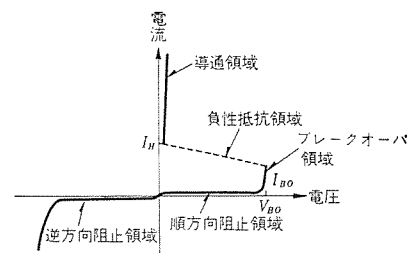


図 2.2 SCR の電圧-電流特性

Fig. 2.2 Basic electrical characteristics of SCR.

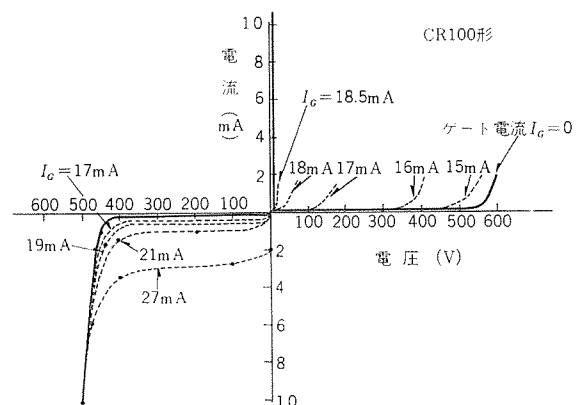


図 2.3 ゲート電流の増加による電圧電流特性の変化

Fig. 2.3 Effect of increasing gate currents on electrical characteristics.

てそれぞれ取り出されている。その電圧電流特性は図 2.2 に示されるように、逆方向では通常の整流素子と同様であるが、順方向ではこれと異なり、一定電圧をこえるまでは導通状態には入らない。順特性は大別してつぎの四つの領域から成立している。

(1) 順方向阻止領域

- (2) ブレークオーバー領域
- (3) 負性抵抗領域
- (4) 導通領域 である。

すなわち、ゲート回路開放で順電圧を徐々に高めて行ったとき、電圧 V_{BO} まではほとんど電流は流れないが、 V_{BO} に達すると(2)の $dV/dI=0$ の領域になり、つぎに素子は(3)の負性抵抗領域をへて(4)の導通領域に移行する。この電圧 V_{BO} をブレークオーバー電圧という。 V_{BO} は図2.3に示すようにゲート陰極間にいわゆるゲート電流 I_G を通ずることによって低下させることができ、 I_G を増大することによってほとんど0にまですることが出来る。いったん導通領域に入った素子を、再び阻止領域にもどすためには、その順電流を保持電流 I_H 以下にするか、あるいは逆電圧を印加しなければならない。これら V_{BO} および I_H は SCR の特性をきめる重要な定数である。

素子が阻止領域から導通状態に移行することをターンオンといい、導通状態から阻止状態にもどることをターンオフするという。これらの移行に要する時間をそれぞれターンオン時間、ターンオフ時間と称している。

電気的特性のなかで重要で興味あるのは、逆方向ならびに順方向阻止状態における電圧電流特性、ターンオンの様子と条件、導通状態における電流電圧特性、さらにはターンオン時間、ターンオフ時間などである。

2.1 逆電流特性

上に述べたように SCR の逆特性は単一の整流素子に類似の特性を示す。これは図2.4に示すようにPNPN 4層素子を近似的にダイオードの直列接続と考えることによって明らかである。すなわち素子に逆電圧が印加されたときは、中央の接合 J_2 は順方向にバイアスされているから、逆電圧をささえる接合は J_1 または J_3 である。いま接合 J_1 と J_3 にかかる電圧の割合を考えると、接合 J_3 は一般に低比抵抗の拡散層上に形成され、漏れ電流成分が多いので、図2.5に示すような特性をもち、そのインピーダンスは接合 J_1 に比較してきわめて低い。したがって、 $|V_3| \ll |V_1|$ となり、逆

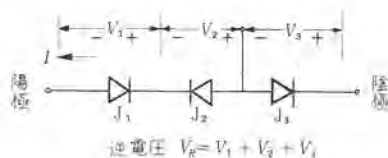


図 2.4 SCR の逆阻止状態での等価回路
Fig. 2.4 Descriptive equivalent circuit of p-n-p-n triode in reverse blocking state.

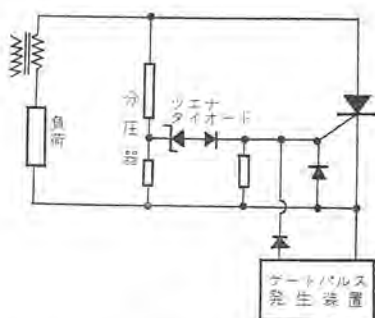


図 2.5 ゲート陰極間電圧電流静特性(陽極開放)
Fig. 2.5 Typical gate V-I characteristics.

電圧はほとんど接合 J_1 にかかる。すなわち、逆電圧はほとんど一方の接合に加わり、流れる電流はほぼその接合での逆電流に等しい。この逆電流はシリコンの場合は飽和せず⁽¹²⁾逆電圧の増大とともに、空乏層のひろがりによる飽和電流やキャリア発生電流の増大、漏れ電流、増倍作用などによって増大し、降服電圧で破壊を起す。逆電流はまたゲート電流を加えることによって増大する。図2.6にその測定例を示す。これは図2.7に示すようにゲート電流 I_G を流すために接合 J_3 は順方向にバイアスされ、接合 J_3 からは P_B 層に電子が注入される。その電子の一部は拡散によって N_B 層に流れ込み、接合 J_2 をさらに大きく順方向にバイアスする。そのため接合 J_2 から N_B 層には正孔が注入され、それが接合 J_1 で集められ、逆電流が増加するからである。ゲート電流と逆電流の関係は付録付2で導くが、その結果は

$$-I = aI_{SI} + bI_{LI} + cI_{G} \quad (2.1)$$

ここに $a = (1 - \alpha_1 \alpha_{1N} - \alpha_{2N} \alpha_{2I}) / (1 + \alpha_1 \alpha_{2N} - \alpha_{2N} \alpha_{2I} - \alpha_{1I})$

$$b = (1 - \alpha_{2N} \alpha_{2I}) / (1 + \alpha_1 \alpha_{2N} - \alpha_{2N} \alpha_{2I} - \alpha_{1I})$$

$$c = \alpha_{2N} \alpha_{1I} / (1 + \alpha_1 \alpha_{2N} - \alpha_{2N} \alpha_{2I} - \alpha_{1I})$$

(この関係を簡略化して求めた式は本誌 P. 10「SCR の特性と定格」に記載してある。)

となる。すなわち c が一定のときは、逆電流はゲート電流によって直線的に増加する。逆電圧が大きくなると漏れ電流 I_{LI} などが増えるので、逆電流は全体として増大する。図2.6において、ゲート電流 I_G がある値以下で逆電流はほとんど変わらず、ある電流値以上ではじめて直線的な増加を示している。これは α の電流依存の項で述べるように、ゲート電流の小さいときは α_{2N} は小さく、ほとんど $\alpha_{2N} \approx 0$ であるが、ある電流値以上で α_{2N} が急に増大し飽和するので、これに伴って c が増大し一定になるからである。この立上りの電流値はゲートによるターンオン電流値と一致する。

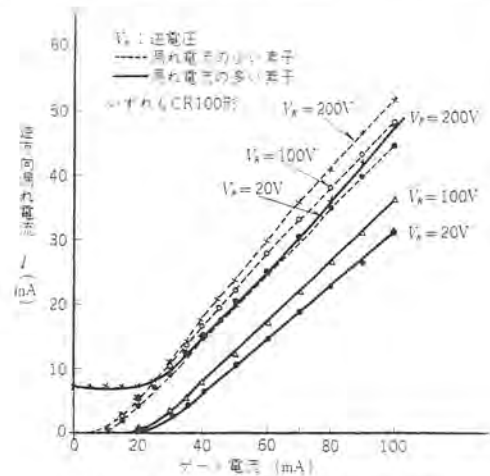


図 2.6 ゲート電流による逆電流の増大
Fig. 2.6 Increase in reverse current of p-n-p-n triode with gate current.

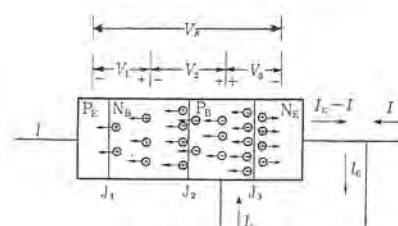


図 2.7 ゲート電流による逆電流増大の説明
Fig. 2.7 Representation of increasing reverse current with gate current.

接合 J_1, J_3 での流入率は 1 としている。
 I_{S2} は接合 J_2 での飽和電流、 $I_{S2}(p)$ は
 その正孔成分、 $I_{S2}(n)$ は電子成分である。

P_B 層で再結合する。
 正孔流(実線) $= \alpha_{1N}I + I_{S2}(p)$ と 電子
 流(点線) $= (1 - \alpha_{2N})I + I_{S2}(n)$ は等しい
 から

$$I = \frac{I_{S2}}{1 - \alpha_{1N} - \alpha_{2N}}$$

正孔流(実線) $= \alpha_{1N}I - I_{P2}(V_2)$
 電子流(点線) $= (1 - \alpha_{2N})I + I_{n2}(V_2)$
 $\therefore J_2(V_2) = I_{P2}(V_2) + I_{n2}(V_2)$
 $= (\alpha_{1N} + \alpha_{2N} - 1)I$
 外部回路によって I がきまりこれから
 J_2 のバイアスがかかる。

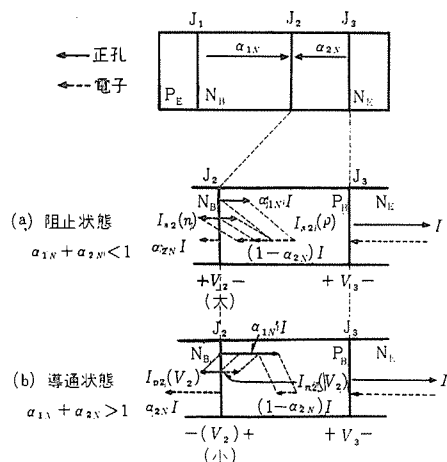


図 2.8 順特性における阻止および導通状態の様子
 Fig. 2.8 Behavior of holes and electrons in the base region (a) in blocking state, (b) in conduction state.

この逆電流は接合 J_1 での発熱の増大をもたらす原因となる。

2.2 順特性

順特性の解析はすでに Moll⁽³⁾, Mackintosh⁽⁴⁾, Jonscher⁽⁵⁾ らによってなされているが、これらと同一の結果は、各層におけるキャリアの移動を拡散によると考えて連続の方程式をたてることによっても直接求めることができる(付録参照)。その阻止ならびに導通状態の条件は定性的にはつぎのようにも考えることができる。いま PNPN 4 層構造を図 2.8 に示すものとし、 $P_E N_B P_B N_E$ および $N_B P_B N_E$ それぞれ トランジスタ と考えて、接合 J_1 および J_3 をエミッタとしたときの電流増幅率を α_{1N}, α_{2N} とする。簡単のため接合 J_1 および接合 J_3 での注入率をそれぞれ 1 とし、中央の接合における増倍率 M を 1 とすると、接合 J_1 から注入された正孔は $\alpha_{1N}I$ だけの電流を P_B 層にはこびこむ。一方、接合 J_3 から注入された電子のうち $(1 - \alpha_{2N})I$ の電流に相当する部分が P_B 層でさきの正孔との再結合に使われなければならない。いま、 $\alpha_{1N} < 1 - \alpha_{2N}$ のとき、すなわち P_B 層に到達した正孔が接合 J_3 から注入され、再結合される電子に比べて小さいときは、中央の接合 J_2 が大きく逆に バイアス されて N_B 層から熱的に発生した正孔が P_B 層に流れ込むことによってこの差を補う(図 2.8 (a) 参照)。そして同時に接合 J_3 の バイアス は小さくなって電子の注入は少なくなり、 P_B 層での正孔電子の再結合の割合を等しく保つ。このばあいには素子の電流は接合 J_2 における飽和電流程度になり、したがって阻止状態であると考えられる。

一方 $\alpha_{1N} > 1 - \alpha_{2N}$, すなわち、 P_B 層に注入される正孔が多いときは、接合 J_2 は正に バイアス されて、 P_B 層への正孔の流入がおさえられると同時に接合 J_3 は正に大きく バイアス され、その結果 P_B 層への電子の注入が増大して、 P_B 層での再結合割合が等しくなる(図 2.8 (b) 参照)。このときの電流は主として外部回路によってきまる。これが導通状態であると考えられる。このように考えることによって、PNPN 4 層素子がいずれの状態にあるかは、 $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} = \alpha_T$ と置いて、 $\alpha_T \leq 1$ の条件によってきまることがわかる。これらの α_T の移りかわり、すなわちスイッチング作用は、 α_T の電流依存性に基づいている。さらに中央接合での増倍作用、漏れ電流などを考慮に入れて各状態につきまとめると、つぎのようになる:

(1) 順方向阻止領域 順方向阻止状態での電圧電流特性は $\alpha_T \equiv M$, $(\alpha_{1N} + \alpha_{2N}) < 1$ によって特長づけられる。ここに M は接合 J_2 での電子および正孔の増倍率である。このときは印加電

圧のほとんどが接合 J_2 に加わるから電流 I は式(付. 15)から

$$I = \frac{(1 - \alpha_{1N}\alpha_{1I} - \alpha_{2N}\alpha_{2I})MI_{S2} + I_{L2} + \alpha_{2N}MI_G}{1 - (\alpha_{1N} + \alpha_{2N})M} \quad (2.2)$$

ここで α_{1I}, α_{2I} はそれぞれ接合 J_2 をエミッタとする $P_B N_B P_E, N_B P_B N_E$ トランジスタの電流増幅率、 I_{S2} および I_{L2} はそれぞれ接合 J_2 の飽和電流と逆バイアスされたときの漏れ電流、 I_G はゲート電流である。

これからわかるように、ゲート電流 $I_G = 0$ のとき流れる電流は、飽和電流が漏れ電流の程度である。上式の M および I_{L2} は電圧に依存するから、これらの関係からこの領域での電圧電流特性が求まる。

(2) 負性抵抗領域 $(\alpha_{1N} + \alpha_{2N})M = 1$ に到達すると素子の電流が増大しはじめ、接合 J_2 でのバイアス

が逆から正へと逆転し、同時に阻止状態から導通状態へと移行する。この期間素子は負性抵抗を示す。

(3) 導通領域 この領域は $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} \geq 1$ の場合である。このときの抵抗はきわめて低く、通常のシリコン整流素子に近い値をもっている。これは中央接合 J_2 が順バイアスされているためである。これはつぎのようにも理解できる。いま $I_G = 0$ において接合 J_2 を通過する電流は式(付. 12)で $I = I_1 = I_2 = I_3$ において

$$I_{S2}(e^{-\frac{q}{kT}V_2} - 1) = \frac{\alpha_{1N} + \alpha_{2N} - 1}{1 - \alpha_{2N}\alpha_{2I} - \alpha_{1N}\alpha_{1I}} I$$

をえる。この式の右辺は分子分母とも正になるから、 $e^{-\frac{q}{kT}V_2} - 1 > 0$ が成立する。このためには V_2 自体が負でなければならない。すなわち接合 J_2 に加わる電圧は順方向になる。

以上をまとめると阻止状態から導通状態に転ずるための条件として、その過程において

$$(\alpha_{1N} + \alpha_{2N})M < 1 \rightarrow (\alpha_{1N} + \alpha_{2N})M = 1 \rightarrow \alpha_{1N} + \alpha_{2N} \geq 1$$

であることが必要である。そこで α_{1N} と α_{2N} の電流による増大とそれをもたらす条件について考えたい。

2.3 電流増幅率 α の電流依存性

シリコン PNPN 4 層素子のスイッチング作用は α_{1N} と α_{2N} の電流依存性による⁽³⁾。すなわち α_{1N}, α_{2N} はエミッタ電流の増大とともに大きくなり、ある電流値以上では飽和するかあるいは多少減少する傾向を示すことは多くの文献⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾に述べられている。実際の素子について α_{1N} と α_{2N} の電流依存性がそれぞれどのようなかを求めると、たとえば図 2.9 のようになる。これは当社 CR5 形(5A 級)素子についての特性であって、 $P_E N_E$ をそれぞれエミッタ

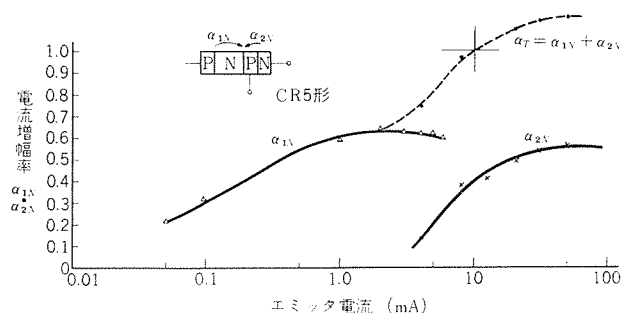


図 2.9 エミッタ電流による電流増幅率 α の変化
 Fig. 2.9 An example of alpha variation with emitter current in the p-n-p and the n-p-n sections of the actual device.

とし、各接合の特性が CR5 形素子と等しいような 2 個のトランジスタを作製して測定したものである。接合 J_3 は合金法、接合 J_1 、 J_2 は拡散法によって作られているが、それぞれのベース層がその厚みと不純物濃度を異にするため、それらの α のエミッタ電流特性は相違している。このように電流増幅率 α が電流に依存する理由としては、(1) 電流が増大することによってベース層での再結合中心が飽和され、そのため到達率 β が増大する⁽³⁾⁽¹¹⁾。(2) 接合を流れる電流の増大によって注入率 γ が増大する⁽¹²⁾。(3) 特殊な構造の素子ではベース層での電界によって到達率 β が増大する⁽⁷⁾。等があげられている。測定した例では合金接合の電圧電流特性(図 2.5) から注入率 γ の増大が主としてきいていいると考えられる。

2.4 ターンオンの条件と機構

SCR のターンオンの条件はゲート電流によるものを除けば 2 端子 PNP 素子におけると同様である。つぎにおもなターンオンの条件をあげその機構について考えてみたい。

(1) 順電圧の増大によるターンオン(ブレークオーバー)

順電圧の増大によってターンオンに至るおもな機構について考える。まず順電圧の増大によって (a) 接合 J_2 での増倍率 M の増大 (b) 漏れ電流 I_{L2} の増大 (c) ベース層での空乏層のひろがりによる α の増大と飽和電流の増大、などが生じその結果電流が増大して α_{1N} と α_{2N} の増大をまねき、素子は阻止状態から導通状態へと移行する。つぎに各場合につき述べる。

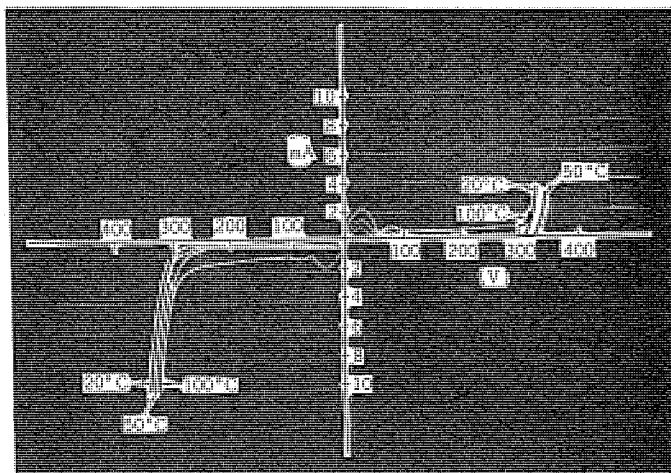


図 2.10 接合 J_2 の増倍作用によってターンオンする素子の電圧電流特性とその温度特性の一例 (CR-100 形)

Fig. 2.10 The dependence of characteristics on junction temperature: Multiplication type element.

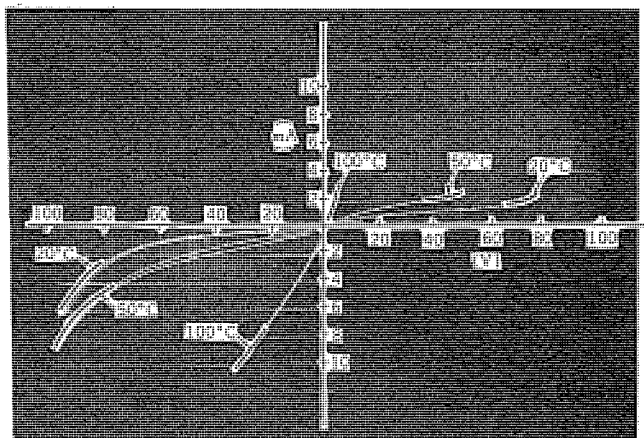


図 2.11 漏れ電流の増大によってターンオンする形の素子の電圧電流特性とその温度特性の例 (CR-100 形)

Fig. 2.11 The dependence of characteristics on junction temperature; Leaky type element.

(a) 順電圧が中央接合 J_2 の降服電圧 V_B に近くなると増倍率 M は急激に増大する。近似的には順電圧 V_2 と増倍率 M との間には

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_2}{V_B}\right)^n} \quad (2.3)$$

の関係がある。ここに n は材料接合の形 V_B に関するパラメータで、シリコンでは 2~4 程度の値になる。

M の増大は $(\alpha_{1N} + \alpha_{2N})M = 1$ をもたらす。これは M 自体の増大によるばかりでなく、式 (2.2) で示されているように電流 I の急激な増加をまねき、その結果 α_{1N} と α_{2N} をも増大される。

さて、負性抵抗領域では $M(\alpha_{1N} + \alpha_{2N}) = 1$ であるから、中央接合 J_2 における印加電圧 V_2 は式 (2.3) から

$$V_2 = (1 - \alpha_{1N} - \alpha_{2N})^{\frac{1}{n}} V_B \quad (2.4)$$

と表わされ、 $\alpha_{1N} + \alpha_{2N}$ の増大とともに減少して $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} = 1$ で逆バイアスから順バイアスへと逆転し、阻止状態から導通状態へと移行する。 $M(\alpha_{1N} + \alpha_{2N}) = 1$ になるとき、すなわち阻止状態から離れるときの電流をブレークオーバー電流 I_{BO} といい、 $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} = 1$ を保つのに必要な電流を保持電流 I_H という。主として増倍によってターンオンをする素子では逆転がすみやかで $I_{BO} \leq I_H$ の傾向にある。図 2.10 はこの形の素子の接合部温度を 20, 50, 100°C としたときの電圧電流特性の一例である。一般に、 V_{BO} は素子の接合部温度の上昇とともに低下するが、漏れ電流の多い素子ほどその低下は著しい。(図 2.11 参照)

(b) ある種の素子では表面処理の不完全さなどのため、印加電圧が V_B に比べて低く、 $M \approx 1$ であるにもかかわらず漏れ電流の多い場合がある。このときは印加電圧の増加とともに I_{L2} が増大して、式 (2.2) によって電流 I の増大を生じ、これが $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} = 1$ に導くことがある。この種の素子の電圧電流特性は電流の小さい範囲ではほぼ漏れ電流の電圧電流特性を示すが、この範囲をこえると電流による α の変化が起り、これによって電流は急に大きくなりターンオンに至る。この形の素子の例を接合部温度をパラメータにとって図 2.11 に示す。この形の素子は電流増倍素子に比べるといわゆる柔らかい反転を示し、とくに漏れ電流が大きくて表面に集中しているような素子は I_{BO} がかなり大きな値になり、 $I_{BO} \geq I_H$ であることが多い。これは一般に表面では再結合速度が大きいために α が小さいからである。このような傾向の素子は増倍形素子に比べて、温度の上昇による V_{BO} の低下が著しく大きく、逆方向漏れ電流の増大も著しい。これは図 2.10 の素子と比較してみれば明らかである。

(c) 通常のトランジスタではコレクタ電圧は小さく、コレクタ接合での空乏層のひろがりによるベース層の減少効果は無視できることが多いが、制御整流素子では印加される電圧が大きく、そのうえ十分な耐圧をうるために中間ベース層、とくに N_B 層の不純物濃度を低くとしているので、その層での空乏層のひろがりが無視できない場合も考えられる。すなわち、空乏層のひろがりによって実質的な N_B 層のベース幅は減少し、そのため α_{1N} が増大して素子をターンオンする場合である。つぎにこれの影響を調べて見よう。

ベース層が減少しているときの α を α'_{1N} とすると、 N_B 層のベース幅と電流増幅率 α_{1N} との関係は付録付 1 から、

$$\alpha'_{1N} = \gamma_{1N} \cdot \text{sech}(W_{NB}/L_P) \quad (2.5)$$

ここに W_{NB} は、 N_B 層の幅から、空乏層の幅をひいた実質的なベース幅である。

いま一例として $L_P = 0.01$ cm, N_B 層の幅を 0.01 cm と仮定し、

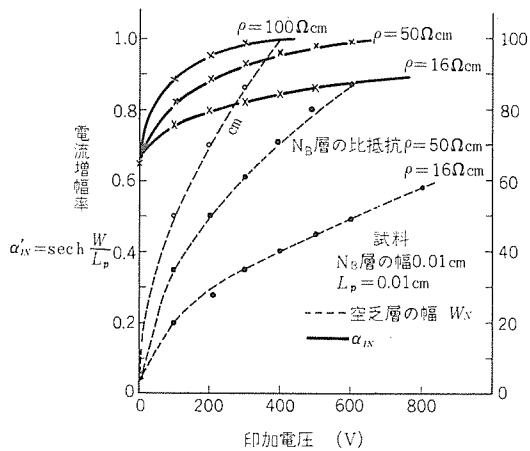


図 2.12 空乏層のひろがりによる α_{1N} の増大 (計算)
Fig. 2.12 Increase in the width of depletion layer and α with increasing forward voltage.

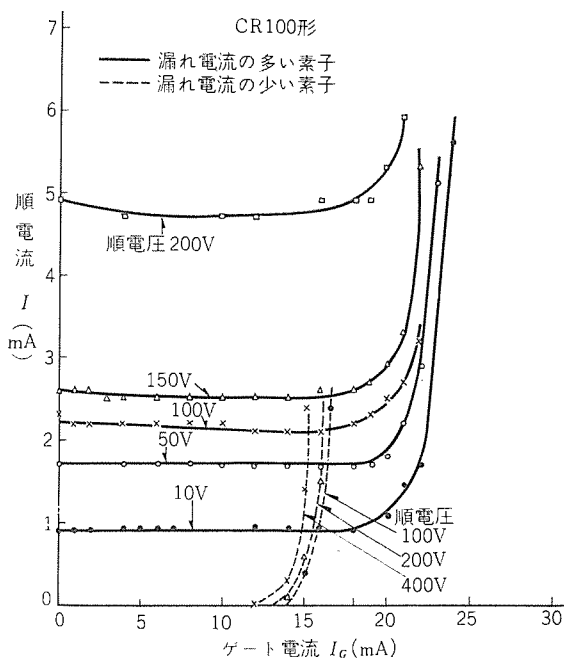


図 2.13 ゲート電流と順阻止電流
Fig. 2.13 Forward blocking current vs gate current.

比抵抗をパラメータとして、印加電圧 V と空乏層の幅 α_{1N} の関係を求めると式 (2.5) から図 2.12 のようになる。ここで簡単のため $\gamma_{1N}=1$ のときを考える。さて図 2.9 のように $\alpha_{1N}+\alpha_{2N}=1$ への到達が主として α_{2N} によっておさえられるような素子と考え、順方向の印加電圧の増加とともに W_{NB} は急激に減少して α_{1N} は増大する。 N_B 層の比抵抗 $\rho=100 \Omega \text{ cm}$ のときは $V=300 \sim 400 \text{ V}$ で $\alpha_{1N} \approx 1$ となり、式 (2.2) によって電流が増大し、このため α_{2N} が増大して $\alpha_{1N}+\alpha_{2N}=1$ となる。このような素子では $M \approx 1$ の状態においても負性抵抗領域に入ることができる。

(2) ゲート電流によるターンオン

SCR の要求される機能はゲート電流を流すことによって素子をターンオンさせることにある。このときゲート電流 I_G による素子の順電流 I の増加分は式 (2.2) から

$$\{M\alpha_{2N}/1 - (\alpha_{1N} + \alpha_{2N})M\}I_G$$

になる。すなわち I_G の増大とともに電流 I が増大し、これによって $\alpha_{1N}+\alpha_{2N}$ が増大してブレイクオーバーが起る。図 2.13 は順電圧をパラメータとしたときのゲート電流と順電流の関係を示す。二つの試料は漏れ電流の少ない素子と多い素子であって、ともにゲート

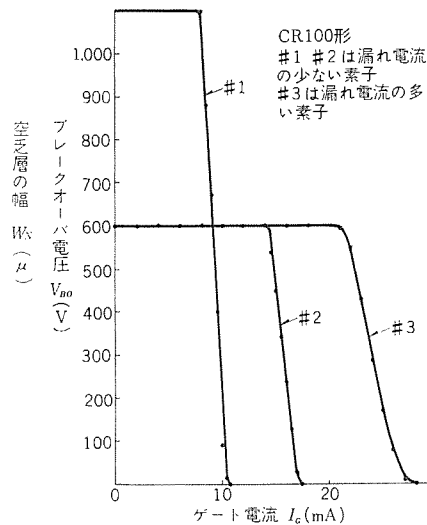


図 2.14 ゲート電流と V_{BO} の関係
Fig. 2.14 Breakover voltage vs gate current.

電流 I は順電圧により影響されることが少なく、 I_G による増加が顕著であるが、漏れ電流の多い素子では順電圧の増加によっても電流 I はふえている。つぎにゲート電流 I_G とブレイクオーバー電圧 V_{BO} との関係をとると、図 2.14 のようになる。これはゲート電流値を種々に変えてそのときの V_{BO} を測定したもので、#1、#2 は増倍形の素子で、#3 は漏れ電流の多い素子の例である。いずれもゲート電流 I_G とともに V_{BO} は急激に減少しているが、漏れ電流の少ない素子は一層減少の割合が大である。これは図 2.13 で示されているように、このような素子では電流 I の順電圧による依存性が少ないためであると考えられる。

(3) 立上りの早いパルス電圧の影響

素子に急激に順方向電圧を印加すると V_{BO} 以下の電圧でターンオンすることがある。これはつぎのように考えられる。急に順電圧が加わると中央の接合 J_2 ではその空乏層がひろがるために、それに相当するだけのキャリアが P_E 層および N_E 層に掃き出されねばならない。これが接合 J_1 、 J_2 で少数キャリアの注入をまねき、注入されたキャリアは互いに相手のベース層に流れ込み、ベース電流となって電流の増大をきたす。このとき $\alpha_{1N}+\alpha_{2N}>1$ になっておれば電流はつぎつぎに増大し、素子は導通状態へと移行する。その際、空乏層は再びその電流によって埋められる。印加電圧の立上りが大きければ電流を生じ、これが $\alpha_{1N}+\alpha_{2N}$ の増大をまねく。これを防ぐためには、 γ_{1N} 、 γ_{2N} を小さくし、また α_{1N} 、 α_{2N} を必要以上に大きくしないことである。

3. スイッチング時間

3.1 ターンオン時間

素子にある信号を入れて、阻止状態から導通状態に移し終えるのにかかる時間を必要とするが、この時間をターンオン時間という。SCR のターンオン時間とは、その機能上からゲートに電流パルスが加わってから導通状態に至るまでの時間をさしている。定義として、図 3.1 に示すようにゲートに電流パルスが加えられてから、陽極、陰極電圧が阻止状態の 10% に下がるまでの時間をいう。さらにターンオン時間はそれが 90% に下がるまでの遅れ時間 (delay time) と、残りの 10% に達するまでの立上り時間 (rise time) とに分けられる。実験的には遅れ時間はゲート電流によって大きく変わり、立上り時間は陽極、陰極間電流によって、わずかに変わる。図 3.2 に CR100 形素子の遅れ時間と立上り時間のゲート電流による変化の測定例を示す。このときは 0~20 A の負荷電流の変化に対して、目だった立上り時間の変化はみられなか

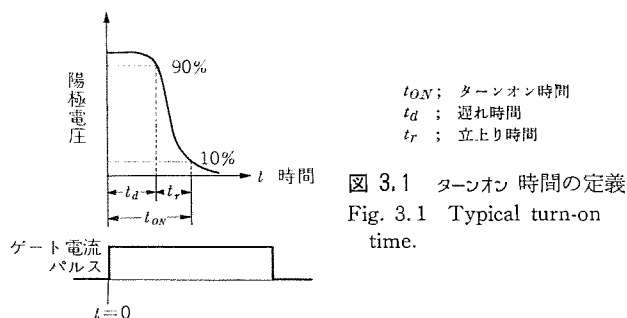


図 3.1 ターンオン 時間の定義
Fig. 3.1 Typical turn-on time.

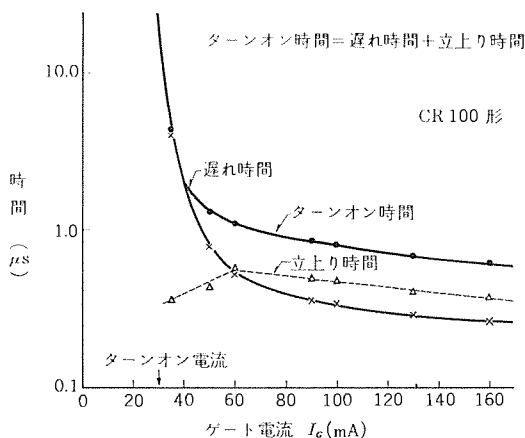


図 3.2 ゲート 電流による ターンオン 時間の変化
Fig. 3.2 Turn-on time vs gate current.

った。ターンオン するためには ゲート 電流の パルス 幅がある最小値以上であることが必要で、これが遅れ時間より短くなると素子はターンオン しない。

SCR のターンオン 時間は、トランジスタ のときと異なって他の接合からの注入をも考えねばならないため、定量的取扱いは困難である。定性的にはつぎのような機構が考えられる。ゲート にパルス 電流 I_G を流すと接合 J_3 から P_B 層に電子が注入され、その電子は時間 t_{d1} の後接合 J_2 に達し、 N_B 層に流れ込む。その結果、接合 J_1 は正方向に バイアス され正孔の注入が行なわれる。その正孔は時間 t_{d2} のち接合 J_2 に到達し、 P_B 層に流れ込む。これらの注入された キャリア によって α が増加し、この時 $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} > 1$ であればさらに接合 J_3 において電子が、接合 J_1 においては正孔の注入をひき起し、電流は増大するとともに、中央の接合 J_2 の空乏層は埋められ、接合 J_2 での バイアス は逆から正へと逆転する。時間 t_{d1} および t_{d2} は、大ざっぱには P_B 層および N_B 層での キャリア の走行時間 (transit time) の程度と考えられる⁽⁶⁾。すなわち

$$t_{d1} \sim W_{PB}^2 D_n, \quad t_{d2} \sim W_{NB}^2 D_p$$

D_p, D_n : 正孔および電子の拡散定数

W_{PB}, W_{NB} : P_B 層および N_B 層の幅

実際にはそのほかに電流増幅率 α やゲート 電流 I_G にも関係する。ターンオン 時間は以上のほかに、ターンオン が局部的に生ずるときは、それが全面積にひろがるための時間が必要である。とくに最近のように大電流容量素子の場合には、ベース 抵抗に相当するゲート 抵抗が大きく、素子はゲート 端子の近くで局部的に ターンオン され、それが全接合面積にひろがるまで、その部分は高い電流密度となり、そのために素子が劣化することも報告されている⁽¹³⁾。

ターンオン 時間は上に述べた各時間の和と考えられ、 $t_{d1} + t_{d2}$ は遅れ時間に関係し、空乏層のひろがり要する時間と ターンオン のひろがり要する時間は立ち上がり時間に関係している。

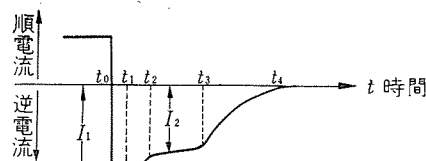


図 3.3 ターンオフ 時の逆電流波形
Fig. 3.3 Transient reverse current with abruptly applied reverse voltage.

3.2 ターンオフ時間

導通状態にある素子を ターンオフ するためには、電流を保持電流 I_H 以下にするか、逆電圧を加えればよい。そして SCR の ターンオフ 時間は導通状態の電流がシャ 断されて再び順方向阻止特性を回復し、ゲート が点弧能力をもつまでの時間として定義される。

ターンオフ の過程と ターンオフ 時間の解析は多くの複雑な要素のためにきわめて困難であるが、定性的にはつぎのような機構によると考えられる。

素子が導通状態にあるときは $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} > 1$ であって、すべての接合は順方向に バイアス され、各層とくに中間 ベース 層には過剰 キャリア が蓄積されている。阻止状態への移行には、まず過剰 キャリア の消失とそれに続く空乏層のひろがりが必要である。はじめに電流を I_H 以下に保つときには、それらの過剰 キャリア は ベース 層での再結合によって減少し、接合 J_2 では逆に バイアス される。このときの各接合の回復時間すなわち ターンオフ 時間は、ベース 層での キャリア の寿命によってきまり、つぎの逆電圧を加える場合に比べて非常に長い。つぎに急に逆電圧を印加したときには ベース 層の過剰 キャリア は再結合と逆電流による流失によって減少する。すなわち急に逆電圧を印加すると、はじめ素子には外部回路によってきまる逆電流が流れるが、通常のタイオードの蓄積電流と異なり、図 3.3 に示すように二つの一定電流の領域と二つの減衰領域をもっている⁽¹⁴⁾。これは二つの ベース 層に蓄積された過剰 キャリア の流出と接合 J_1 および J_3 の回復に関係している。すなわち $t=t_0$ で素子に急に逆電圧が加えられると t_1-t_0 の間一定逆電流が流れる。このときは二つの ベース 層に蓄積されている過剰 キャリア は接合 J_1 および J_3 を通して流出するが、接合 J_1 と J_3 の近くには多くの キャリア が存在しており、素子はわずかに順方向に バイアス されている。したがって、流れる電流は外部回路によって定まる一定の電流となる。つぎに $t=t_1$ では接合 J_1 または J_3 のどちらかの接合 (たとえば J_3 とする) の近くの キャリア がなくなり、その接合は逆に バイアス され、そのため逆電圧の一部はその接合にかかるので逆電流は減少しはじめる。(第 1 の減衰領域 t_2-t_1) この接合での逆 バイアス が十分大きくなると、その接合での増倍作用や接合の不完全性 (オーム 接触) などによって P_B 層には正孔が流れ込み、これはちょうど、 $N_B P_B N_E$ をトランジスタ とみなしたときのその ベース 電流に相当するので、このため、接合 J_3 の電位 V_3 は一定になって第 2 の電流一定の領域 (t_3-t_2) が現われる。つぎに $t=t_3$ で接合 J_1 が回復するとともに逆電流は減少をはじめ第 2 の減衰領域が現われる。さらに接合 J_1 での空乏層のひろがりや接合 J_3 での逆 バイアス の減少の過程が現われて、最後に逆電圧のほとんどは接合 J_1 にかかる。この蓄積時間は キャリア の蓄積が多い、すなわち順電流が大きいほど長くなり、また逆電流によって流失するから逆電流の大きいほど短くなる。しかし ターンオフ 時間は逆電流をある程度以上に大きくしてもさほど短くならず、むしろ逆電圧の大きさや再印加順電圧の立ち上がりによって

影響される。これは接合 J_1 および J_2 が回復しても、接合 J_2 近くのキャリアは主として再結合によって消失するので残っている場合があり、このときまた素子は完全にターンオフされていないからである。結局素子のターンオフ時間を短くするためには、キャリアの流出が速やかに行なわれるとともに中央接合近くでのキャリアの消失が短い機構にする必要がある。

4. む す び

SCR の特性として重要であるのは、逆方向および順方向阻止状態における電圧電流特性と、ターンオン、オフ機構が考えられる。ここではこれらの理論の基礎として考えられている Moll らによる結果に基づき、その電圧電流特性、ターンオン、オフ特性について述べたものである。シリコンでは、ターンオンするための必要な条件として、電流増幅率のエミッタ電流による依存性が考えられているが、実際の素子について各ベース層におけるこの特性を測定し、これからターンオンに及ぼすゲート電流の作用、漏れ電流による影響を調べた。スイッチ素子として重要な要素であるターンオン、オフ時間については、各接合におけるキャリアの蓄積過程あるいは消失過程を考えることによってこの機構について若干の考察を行なった。(昭 38-2-27 受付)

参 考 文 献

- (1) W. Shockley: Electrons and Holes in Semiconductors, 112 (1950).
- (2) J. J. Ebers: Four-Terminal PNP Transistors, Proc. IRE, 40 1361 (1952).
- (3) J. L. Moll, M. Tannenbaum, J. M. Goldey & N. Holonyak: PNP Transistor Switches, Proc. IRE 44 1174 (1956).
- (4) I. M. Mackintosh: The Electrical Characteristics of Silicon PNP Triodes, Proc. IRE 46 1229 (1958).
- (5) A. K. Jonscher: PNP Switching Diodes, J. of Electronics and Control 3, 573 (1957).
- (6) A. K. Jonscher: Notes on the Theory of Four Layer Semiconductor Switches, Solid-State Electronics 2, 143 (1961).
- (7) R. W. Aldrich & N. Holonyak Jr: Multiterminal PNP Switches, Proc. IRE, 46 1236 (1958).
- (8) W. Shockley, M. Sparks & G. K. Teal: PN Junction Transistors Phys. Rev. 83 151 (1951).
- (9) W. M. Webster: On the Variation of Junction-Transistor Current-Amplification Factor with Emitter Current, Proc. IRE. 42 914, (1954).
- (10) E. S. Rittner: Extension of the Theory of the Junction Transistor, Phys. Rev. 94 1161 (1954).
- (11) W. Shockley & W. T. Read Jr: Statistics of Recombinations of Holes and Electrons, Phys. Rev. 87 835 (1952).
- (12) C. T. Sah, P. N. Noyce & W. Shockley: Carrier Generation and Recombination in PN Junctions and PN Junction Characteristics, Proc. IRE. 45 1228 (1957).
- (13) N. Mapham: Overcoming Turn-on Effects in Silicon Controlled Rectifiers, Electronics Aug. 17, 50 (1962).
- (14) A. N. Baker, J. M. Goldey and I. M. Ross: IRE, Wescon Conv. Rec. Pt 3. 43.

付 録 小電流領域での電圧電流特性の導出

1. 小電流領域での電圧電流特性の導出

PNPN 4 層スイッチの電圧電流特性の解析は、Moll, Jonscher らによって行なわれているが、ここでは Shockley の理論に基づいて取扱い Moll らの導いた結果を得た。このような取扱いによって、各層の厚み、不純物濃度、キャリア寿命と PNP 4 層構造のスイッチング機構との関係をより明らかにすることができる。ただし、Shockley の理論を用いているから大電流領域の適用はできない。

簡単のため各接合は階段形接合とし各層でのキャリアの運動を支配するのは拡散のみであると仮定する。

さて、各層での多数キャリア濃度、少数キャリア濃度、寿命、各層の幅、各接合での電位を図付 1 のようにとる。

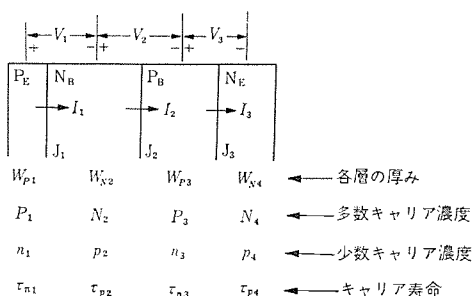


図 1 解析に用いたパラメータ
Fig. 1 Parameters used for analysis.

また

$$\begin{aligned} v_{1,3} &\equiv \exp\left(\frac{qV_{1,3}}{kT}\right) - 1 \\ v_2 &\equiv \exp\left(-\frac{qV_2}{kT}\right) - 1 \quad \text{とする。} \end{aligned}$$

各層でのキャリアは拡散のみで流れるから正孔および電子について

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \Delta P}{\partial t} &= -\frac{\Delta P}{\tau_P} + D_P \frac{\partial^2 \Delta P}{\partial x^2} \\ \frac{\partial \Delta n}{\partial t} &= -\frac{\Delta n}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 \Delta n}{\partial x^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 1)$$

ただし $\Delta P = P - P_{1,3}$ D_P, D_n 正孔および電子の拡散定数
 $\Delta n = n - n_{2,4}$

定常状態について考えると $\frac{\partial \Delta P}{\partial t} = \frac{\partial \Delta n}{\partial t} = 0$ である。したがって

$$\Delta P = A \cosh \frac{x}{L_P} + A_2 \sinh \frac{x}{L_P} \dots\dots\dots (付 2)$$

$$\Delta n = A' \cosh \frac{x}{L_n} + A_2' \sinh \frac{x}{L_n} \dots\dots\dots (付 3)$$

A_1, A_2, A_1', A_2' は境界条件として接合の電位によってきまる。ただし $L_{ni} = \sqrt{D_n \tau_{ni}}, L_{Pi} = \sqrt{D_P \tau_{Pi}}$ である。

P_1 層について考える。式(付 1)、式(付 3)に境界条件として

$$\begin{aligned} x=0 \quad \Delta n &= 0 \\ x=W_{P1} \quad \Delta n &= \frac{n_i^2}{P_1} \left(\exp \frac{qV_1}{kT} - 1 \right) = \frac{n_i^2}{P_1} v_1 \end{aligned}$$

を入れて解くと P_1 層での過剰電子濃度 Δn_1 は

$$\Delta n_1 = \frac{n_1^2}{P_1} v_1 \operatorname{cosech} \frac{W}{L_{n1}} \cdot \sinh \frac{x}{L_{n1}} \dots\dots\dots (\text{付 4})$$

つぎに n_2 層については式 (付 2) に境界条件として

接合 J_1 で ($x=0$)

$$\Delta P(x=0) = \frac{n_1^2}{n_2} v_1$$

接合 J_2 で ($x=W_{n2}$)

$$\Delta P(x=W_{n2}) = \frac{n_1^2}{n_2} v_2$$

これから

$$\begin{aligned} \Delta P_2 &= \frac{n_1^2}{n_2^2} v_1 \cosh \frac{x}{L_{P2}} + \frac{n_1^2}{n_2} \\ &\times \left\{ v_2 \operatorname{cosec} \frac{W_{n2}}{L_{P2}} - v_1 \coth \frac{W_{n2}}{L_{P2}} \right\} \sinh \frac{x}{L_{P2}} \dots (\text{付 5}) \end{aligned}$$

同様に、 P_3 層では

$$\begin{aligned} \Delta n_3 &= \frac{n_1^2}{P_3} v_2 \cosh \frac{x}{L_{n3}} + \frac{n_1^2}{P_3} \\ &\times \left(v_3 - v_2 \cosh \frac{W_{n3}}{L_{n3}} \operatorname{cosech} \frac{W_{n3}}{L_{n3}} \cdot \sinh \frac{x}{L_{n3}} \dots\dots (\text{付 6}) \right) \end{aligned}$$

N_4 層では

$$\Delta P_4 = \frac{n_1^2}{n_4} v_3 \cosh \frac{x}{L_{P4}} - \frac{n_1^2}{n_4} v_3 \coth \frac{W_{n4}}{L_{P4}} \cdot \sinh \frac{x}{L_{P4}} \dots (\text{付 7})$$

以上で各層における キャリア 分布が求まった。各接合 J_i を流れる電流を I_i とすると I_i は各層での キャリア 分布から求まる。今アノードカソード間に I なる電流が流れているとすると電流保存の式

$$I_1(v_1, v_2, v_3) = I_2(v_1, v_2, v_3) = I_3(v_1, v_2, v_3) = I$$

から各接合の電圧 V と電流 I の関係式が求まる。まず I_i をキャリア分布によって表わす。接合 J_i で流れる電流を I_i とすると

$$I_i = I_{ei} + I_{hi} \quad \text{ただし、} I_{ei} \text{ は接合を流れる電子電流、}$$

I_{hi} は正孔電流である。 I_{hi} , I_{ei} はそれぞれ

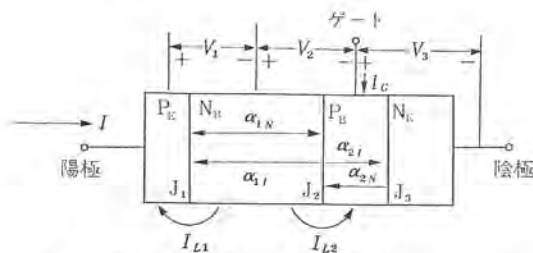
$$I_{hi} = -qD_P \left(\frac{\partial \Delta P}{\partial x} \right) \text{ 接合 } J_i$$

$$I_{ei} = qD_n \left(\frac{\partial \Delta n}{\partial x} \right) \text{ 接合 } J_i$$

から求まる。これから各接合を流れる電流と電圧の関係が求まる。

$$\begin{aligned} I_1 &= \left(q \frac{n_1^2}{n_2} \frac{D_P}{L_{P2}} \coth \frac{W_{n2}}{L_{P2}} + q \frac{n_1^2}{P_1} \frac{D_n}{L_{n1}} \coth \frac{W_{P1}}{L_{n1}} \right) v_1 \\ &- q \frac{n_1^2}{n_2} \frac{D_P}{L_{P2}} \left(\operatorname{cosech} \frac{W_{n2}}{L_{P2}} \right) \cdot v_2 \dots\dots\dots (\text{付 8}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_2 &= q \frac{n_1^2}{n_2} \frac{D_P}{L_{P2}} \left(\operatorname{cosech} \frac{W_{n2}}{L_{P2}} \right) \cdot v_1 \\ &- \left(q \frac{n_1^2}{n_2} \frac{D_P}{L_{P2}} \coth \frac{W_{n2}}{L_{P2}} + q \frac{n_1^2}{P_3} \frac{D_n}{L_{n3}} \coth \frac{W_{P3}}{L_{n3}} \right) \cdot v_2 \\ &+ q \frac{n_1^2}{P_3} \frac{D_n}{L_{n3}} \left(\operatorname{cosech} \frac{W_{P3}}{L_{n3}} \right) \cdot v_3 \dots\dots\dots (\text{付 9}) \end{aligned}$$



I_{L1} , I_{L2} : 接合 J_1 および接合 J_2 が逆バイアスのとき流れる漏れ電流

図付 2 トランジスタ パラメータ のとり方
Fig. 2 Schematic of p-n-p-n triode.

$$\begin{aligned} I_3 &= -q \frac{n_1^2}{P_3} \frac{D_n}{L_{n3}} \left(\operatorname{cosech} \frac{W_{P3}}{L_{n3}} \right) v_2 \\ &+ \left(q \frac{n_1^2}{n_4} \frac{D_P}{L_{P4}} \coth \frac{W_{n4}}{L_{P4}} + q \frac{n_1^2}{P_3} \frac{D_n}{L_{n3}} \coth \frac{W_{P3}}{L_{n3}} \right) v_3 \quad (\text{付 10}) \end{aligned}$$

つぎに通常の トランジスタ または ダイオード の例にならって、以下のよう にパラメータ をおく (図付 2 参照)。

$$I_{PS1} = q \frac{n_1^2}{n_2} \frac{D_P}{L_{P2}} \coth \frac{W_{n2}}{L_{P2}} \quad I_{S1} = I_{PS1} + I_{nS1}$$

$$I_{nS1} = q \frac{n_1^2}{P_1} \frac{D_n}{L_{n1}} \coth \frac{W_{P1}}{L_{n1}}$$

$$I_{PS2} = \dots\dots\dots I_{S2} = I_{PS2} + I_{nS2}$$

$$I_{PS1}/I_{S1} = \gamma_{1N}, \quad I_{PS2}/I_{S2} = \gamma_{1I}, \quad I_{nS2}/I_{S2} = \gamma_{2I},$$

$$I_{nS3}/I_{S3} = \gamma_{2N}, \quad \operatorname{sech} \frac{W_{n2}}{L_{P2}} = \beta_1, \quad \operatorname{sech} \frac{W_{P3}}{L_{n3}} = \beta_2,$$

$$\alpha_{1N} = \beta_1 \gamma_{1N}, \quad \alpha_{2N} = \beta_2 \gamma_{2N}, \quad \alpha_{1I} = \beta_1 \gamma_{1I}, \quad \alpha_{2I} = \beta_2 \gamma_{2I}$$

これらのパラメータを用いると、式 (付 8) から式 (付 10) はつぎのようにかける。

$$I_1 = I_{S1} v_1 - I_{I1} I_{S2} v_2$$

$$I_2 = \alpha_{1N} I_{S1} v_1 - I_{S2} v_2 + \alpha_{2N} I_{S3} v_3$$

$$I_3 = -\alpha_{2I} I_{S2} v_2 + I_{S3} v_3$$

これは図付 2 のよう にパラメータ をとり、重ねの理を用いて、Moll らが導いた式である。これからつぎの関係式がえられる。

$$v_1 = \exp \left(\frac{q}{kT} V_1 \right) - 1 = \frac{(1 - \alpha_{2N} \alpha_{2I}) I_1 - \alpha_{1I} I_2 + \alpha_{1I} \alpha_{2N} I_3}{(1 - \alpha_{2N} \alpha_{2I} - \alpha_{1N} \alpha_{1I}) I_{S1}} \dots\dots\dots (\text{付 11})$$

$$v_2 = \exp \left(\frac{-q}{kT} V_2 \right) - 1 = \frac{\alpha_{1N} I_1 - I_2 + \alpha_{2N} I_3}{(1 - \alpha_{2N} \alpha_{2I} - \alpha_{1N} \alpha_{1I}) I_{S2}} \dots (\text{付 12})$$

$$v_3 = \exp \left(\frac{q}{kT} V_3 \right) - 1 = \frac{\alpha_{1N} \alpha_{2I} I_1 - \alpha_{2I} I_2 + (1 - \alpha_{1N} \alpha_{1I}) I_3}{(1 - \alpha_{2N} \alpha_{2I} - \alpha_{1N} \alpha_{1I}) I_{S3}}$$

2 逆方向電流

このときは、逆電圧はほとんど接合 J_1 に加わるので $v_1 = -1$,

$M=1$, また接合 J_1 での漏れ電流を I_{L1} とすると

$$I + I_{L1}(V_1) = -I_{S1} - \alpha_{1I} I_{S2} v_2$$

$$I = -\alpha_{1N} I_{S1} - I_{S2} v_2 + \alpha_{2N} I_{S3} v_3$$

$$I + I_G = -\alpha_{2I} I_{S2} v_2 + I_{S3} v_3$$

これから v_2 , v_3 を消すと、逆電流が求まる。

$$-I = a I_{S1} + b I_{L1}(V_1) + c I_G$$

$$a = \frac{1 - \alpha_{1I} \alpha_{1N} - \alpha_{2N} \alpha_{2I}}{1 + \alpha_{1I} \alpha_{2N} - \alpha_{2N} \alpha_{2I} - \alpha_{1I}}$$

$$b = \frac{1 - \alpha_{2N} \alpha_{2I}}{1 + \alpha_{1I} \alpha_{2N} - \alpha_{2N} \alpha_{2I} - \alpha_{1I}}$$

$$c = \frac{\alpha_{2N} \alpha_{1I}}{1 + \alpha_{1I} \alpha_{2N} - \alpha_{2N} \alpha_{2I} - \alpha_{1I}}$$

3 順方向阻止電流

順電圧のほとんどが中央の接合 J_2 に加わるので、 $v_2 = -1$, またその接合での電子および正孔の増倍率は等しいと仮定し M とおく。さらにその接合での漏れ電流を I_{L2} とすると、

$$I = I_{S1} v_1 + \alpha_{1I} I_{S2}$$

$$I - I_{L2} = \alpha_{1N} M I_{S1} v_1 + M I_{S2} + \alpha_{2N} M I_{S3} v_3$$

$$I + I_G \quad \quad \quad + \alpha_{2I} I_{S2} + I_{S3} v_3$$

これから v_1 , v_3 を消すと、電流が求まる。

$$I = \frac{(1 - \alpha_{1N} \alpha_{1I} - \alpha_{2N} \alpha_{2I}) M I_{S2} + I_{L2} + \alpha_{2N} M I_G}{1 - (\alpha_{1N} + \alpha_{2N}) M} \quad (\text{付 15})$$

SCR の 特 性 と 定 格

清水潤治*

船 川 繁**・溝 口 忠 顕**・飯 田 隆 彦**

Characteristics and Ratings of Silicon Controlled Rectifiers

Research Laboratory Junji SHIMIZU

Kitaitami Works

Shigeru FUNAKAWA・Tadaaki MIZOGUCHI・Takahiko IIDA

Since the debut of silicon controlled rectifiers as the most hopeful and promising solid state control devices, versatile applications have been developed in various fields. Mitsubishi silicon controlled rectifiers are now in quantity production to meet increasing demands with current ratings of 3A, 5A, 10A, 12A, 20A, and 100A, and voltage rating of up to 400V. A variety of type tests were conducted on these cells to study their characteristics and determine the ratings. In this paper, discussed the definitions and test methods about the ratings and characteristics on their basis.

三菱制御整流素子一覧表

形 名	CR3A	CR5A	CR10A	CR12A	CR20A	CR100A
セン頭逆電圧 (V)	50~400	50~400	50~400	50~400	50~400	50~400
セン頭順阻止電圧 (V)	50~400	50~400	50~400	50~400	50~400	50~400
平均電流 3A (A)	3	5	10	12	20	100
サイクル過電流耐量 (A)	50	80	80	150	300	2,000
セン頭ゲート入力 (W)	5	5	5	5	5	5
平均ゲート入力 (W)	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
動作温度 (°C)	-30~+100	-30~+100	-30~+100	-30~+100	-30~+100	-30~+100
締付トルク (kg cm)	15	15	15	30	30	300
順逆平均漏れ電流 (mA)	3	3	3	3	3	10
最大点弧ゲート電流 (25°C)	30	30	30	50	50	150
最大点弧ゲート電圧 (25°C)	2.5	2.5	2.5	3.5	3.5	2.5
熱抵抗 (mA)	3	2	2	1.5	1	0.2
代表的保持電流 (mA)	10	10	10	10	10	15
ターンオン時間 (mA)	0.5~5	0.5~5	0.5~5	0.5~5	0.5~5	0.5~5
ターンオフ時間 (mA)	10~30	10~30	10~30	10~30	10~30	10~30
外形図	A	A	A	B	B	C

5A, 10A, 12A, 20A, 100A の電流定格の素子が量産に移行された。SCR の使用上、最も重要な事柄の一つはその特性定格を、正しく認識し、その特長を有効に発揮できるように、回路設計を行なうことである。それにもかかわらず、SCR の定格については、まだ定義の明確でないもの、決定法について、議論の余地を残しているものがある。以下量産中の SCR について、その定格ならびに、定格の基礎となる特性、その試験方法について説明する。

2. 電 圧 定 格

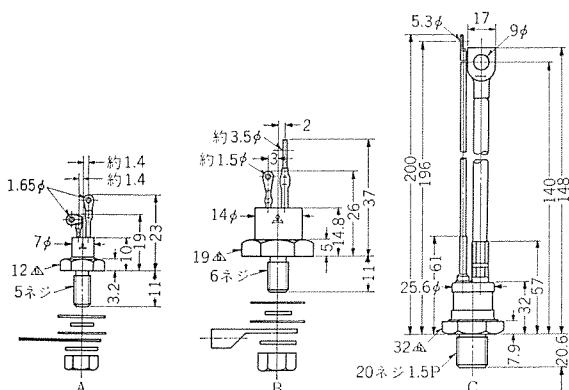
SCR の基本的な電気的特性は、すでに多くの論文に発表されているように、図 2.1 に示す特性をもつ。電圧定格としては、順阻止電圧とセン頭逆電圧とがあり、これらの定格に大きな影響をもつ特性は、それぞれ、ブレイクオーバー電圧、順漏れ電流ならびに逆方向降伏電圧、逆電流である。

2.1 順阻止電圧

順阻止電圧は、SCR の陽極陰極間に印加して、SCR が導通状態にならない最大電圧のセン頭値である⁽¹⁾。この電圧は、個々の素子のブレイクオーバー電圧（以下 V_{BO} と称す）より常に低くとられている。順阻止定格電圧をきめる要因となる順阻止特性には V_{BO} と順漏れ電流がある。

2.1.1 ブレイクオーバー電圧

V_{BO} は接合部温度が上昇すると、一般に低下する温度依存性があり、SCR の最高動作温度をきめる要因となっている。たと



1. ま え が き

SCR は、半導体固有の特長をもった固体サイラトンとして、広範囲の応用分野から、最も有望な制御素子として期待されて出現して以来、すでに数年を経過した。当社においても、いち早く開発に着手し、最近急に増加の傾向をたどる需要にこたえて、3A,

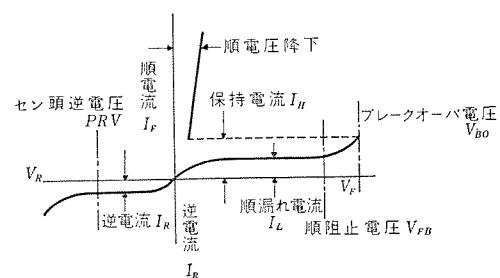


図 2.1 SCR の電圧電流特性

Fig 2.1 Voltage vs current characteristics of SCR.

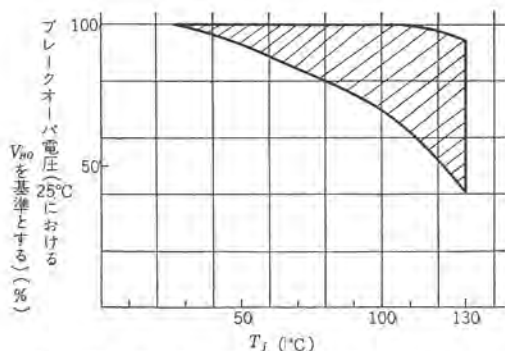


図 2.2 CR20A, CR10A, CR5A フレークオーバー電圧の温度による変化

Fig. 2.2 Temperature dependence of breakover voltage. (CR20A, CR10A, CR5A)

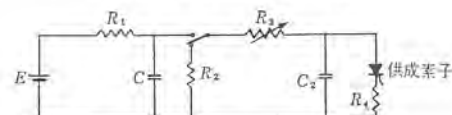


図 2.3 V_{BO} と印加電圧立ち上り率との関係測定回路

Fig. 2.3 Circuit to measure the relation between V_{BO} and the rate of applied voltage.

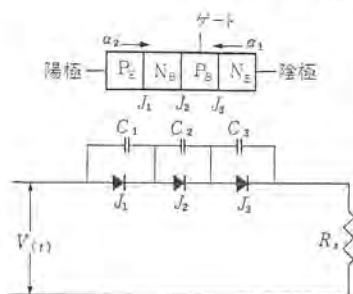


図 2.4 制御整流素子の四層構造とその等価回路

Fig. 2.4 Four-layer structure and its equivalent circuit of SCR.

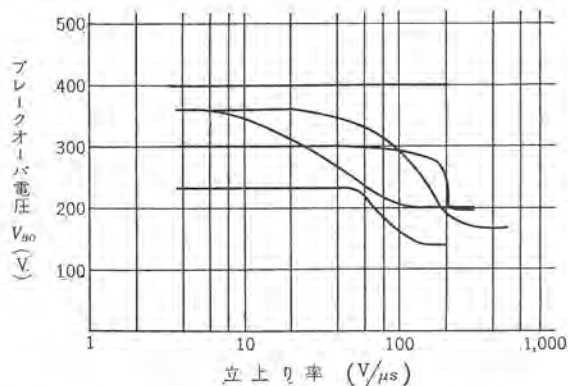


図 2.5 フレークオーバー電圧印加波形の立ち上り率 (CR20A)
Fig. 2.5 Variation of breakover voltage with the rate of rise of applied voltage.

例えば、CR20A, CR10A, CR5A について 25°C における V_{BO} を 100% とし、温度依存の範囲を示したのが図 2.2 である。大部分の SCR が、この範囲に入り、 $130^{\circ}\sim 150^{\circ}\text{C}$ の間で 50% 以下となる。順阻止定格電圧は、許容動作温度範囲内の最小の V_{BO} より、安全のための余裕 (safety margin) をとって、さらに低くとられているので、この電圧を越えない電圧が、繰り返して印加されても、誤って導通状態になることはない。ただ V_{BO} は、印加される電圧の立ち上り率によって影響を受ける⁽²⁾点に注意を要する。図 2.3 に示す測定回路で、SCR にかかる順電圧の立ち上り率をいろいろ変えて、 V_{BO} がどのように変化するか調べた。

図 2.5 に、CR20A についての変化状況の代表例を示す。10 V/ μsec の低い立ち上り率でも V_{BO} の低下は始めるものもある。

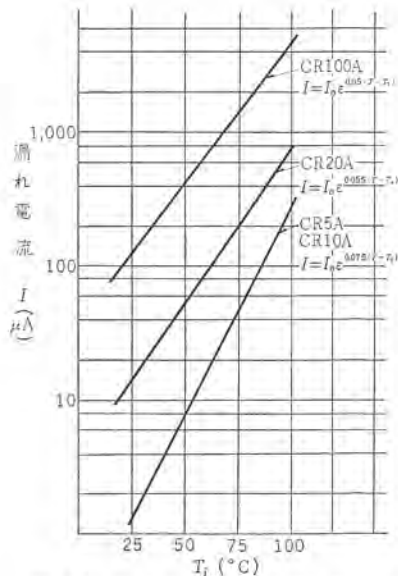


図 2.6 定格電圧における漏れ電流の温度による変化の代表例

Fig. 2.6 Typical characteristic of leakage current at rated voltage vs junction temperature.

また一方 100 V/ μsec を越えても影響を受けない SCR もある。SCR は図 2.4 に示すとおり、三つの接合部から成り、順バイアスされたとき、中央の接合のみが、逆バイアスされ、その接合容量 C_2 への充電電流が、電圧の立ち上り率によって増加するため V_{BO} が減少するのが普通である。この低下の割合の敏感さは、接合容量の電圧との関係のバラツキ、図 2.4 の電圧増幅率 α_1, α_2 の電流との関係のバラツキ、などによって変わるものである。現在までの試験結果では大部分の SCR は 10 V/ μsec の立ち上り率ではほとんど変わらず、100 V/ μsec では 80~50% にまで低下する。順阻止定格電圧は、商用周波数ならびに DC による測定からきめられているから、過渡電圧については、この点を留意しなければならない。

2.1.2 順漏れ電流

順漏れ電流は後述する逆電流とどうように、通常接合部温度の増加に伴って増加する。これは近似的に式 (2.1) によって表わされる⁽³⁾。

$$L = I_0 e^{a(T-T_0)} \dots\dots\dots (2.1)$$

ここに、

L : 接合部温度 T における漏れ電流

L_0 : 接合部温度 T_0 における漏れ電流

a : 定数

たとえば CR5A, CR10A, CR20A ならびに CR100A の代表例を図 2.6 に示す。 a は温度に対する依存度を示すもので、後述の接合部の熱安定度大きな影響をもつ数値である。漏れ電流の最大値は、最高接合部温度で動作している SCR が、阻止期間中に、漏れ電流による電力損失で、熱逸走を起こさないという条件から、さらに、これに十分な安全のための余裕をみてきめられる。CR20A の例では、漏れ電流の最大値は、最高動作温度について、3mA (平均値) である。実際の製品の漏れ電流のバラツキ、この最大値よりさらに小さく、大きいものでセン頭値 3mA 程度である。

2.1.3 セン頭順阻止電圧

順電圧定格は、順阻止電圧のほかに、セン頭順阻止電圧 (PFV) というものが用いられる場合がある。SCR の順阻止特性は、逆特性と異なり、ブレークオーバーしても、SCR の特性に永久変化を与えないのが普通である。このことは、SCR の保護回路の設計上有利なことであり、過渡現象による V_{BO} 以上の電圧が SCR に、短時間印加されても SCR はその期間だけ、導通してしまうが、過渡電圧が去った後は、再びもとの阻止特性を示す。しかし V_{BO} の高い SCR では、順方向に高電圧が印加されると、接合部の微

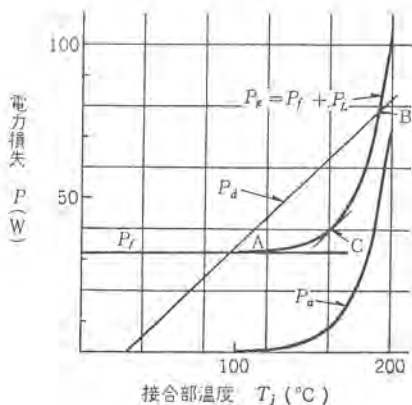


図 2.7 損失と熱安定度 CR20A
(単相半 180° 波通電逆電圧 400V 印加の場合)

Fig. 2.7 Thermal stability of CR20 with 20 ampere
(forward current in single phase half wave rectifying circuit,
180° conduction, 400 volts of reverse voltage applied.)

小面積に電流が集中して流れることがあり、導通状態にスイッチしたときの発生損失で、阻止特性が劣化してしまうものがある。こういう SCR のために、順方向に、特性の変化なしに印加しうる最大電圧をきめたのが PFV である。現在のところこの値は、CR100A, CR20A, CR12A, CR10A では 600 V, CR5A, CR3A は 480 V である。

2.2 逆電圧

定格逆電圧は、普通 セン 頭逆電圧 PRV で与えられる。PRV はいかなる使用条件においても、これを越えて、SCR の陽極陰極間に、かけてはならない電圧の最低値である。これはつぎの熱安定度の条件から、まず許容される逆方向損失がきめられ、さらに、これに十分な余裕をみて決められた最大逆電流を生じない電圧としてきめられる。したがって、PRV は SCR の逆方向降伏電圧より相当小さくなっている。

2.2.1 熱安定度からみた逆電流

逆電流の接合部温度による変化を式 (2.1) で表わすと、逆電圧印加時の発生損失は、式 (2.2) となる。

$$P_L = \lambda V I_{0e} \exp(\alpha(T - T_0)) \quad (2.2)$$

V: SCR にかかる逆電圧 (セン 頭値)

λ : 逆電圧波形, SCR の逆特性により決まる定数

SCR の導通状態のときの順電流による損失 P_f は、その温度による影響は P_L に比較すると、ほとんど無視できるから、一定とみなすことができる。順阻止期間の発生損失は、通電角に応じて式 (2.2) の λ の中に含めて考え、全発生損失 P_g は

$$P_g = P_f + P_L \quad (2.3)$$

となる。図 2.7 に、単相半波整流回路における、通電角 180° の場合の CR20A についての P_g の一例を示す。逆電圧は 400 V のセン 頭値が加わった場合で、SCR の漏れ電流は パラツキ 内の最大のものとした。 P_d は、接合部から周囲へ放散される熱量で、式 (2.4) で表わせる。これを図示すると、

$$P_d = (T_j - T_A) / \theta \quad (2.4)$$

θ : 接合部と周囲との間の熱抵抗 (°C/W)

T_j, T_A : 接合部温度, 周囲温度

図 2.7 の直線で表わせる。図の A 点は、熱的に安定な点であり、B 点は熱逸走をおこす点である。周囲温度が上がると、最後に P_d は、C 点一点で、 P_g 曲線に接するようになり、安定点なくなる。したがって熱的に安定点をもつ条件としては、

$$dp_g/dT > dp_d/dT \quad (2.5)$$

と表わされる。式 (2.4), (2.5) より

$$P_L < 1/\alpha \cdot \theta \quad (2.6)$$

となる。このときの接合部の漏れ電流による温度上昇は、

$$\Delta T < 1/\alpha \quad (2.7)$$

と表わされる。CR20A の場合は、18°C となり、 θ が小さいほど、最大許容損失は大きくなる。図 2.7 の例では、SCR に最大定格電流を流した場合、 $\theta = 2.1$ に選ぶと、 P_g は 8.7 W となり、 I_r は 400 V の電圧で 87 mA の漏れ電流で、始めて熱安定を失うこととなる。逆電圧は、冷却条件が適当であるときは、十分小さい逆電流の点で決められているから、熱逸走の点は考慮する要はないが、高い周囲温度で θ の高いときは、この点に留意しなければならない。

2.2.2 過渡セン 頭逆電圧

雷 リージ、スイッチング リージ などによる過渡電圧が、SCR にかかったときは、逆方向には定格逆電圧の 120% までは、どの形の SCR も耐えうる。この過渡 PRV の試験は、普通商用周波数の 1 サイクル または、 $1 \times 40 \mu \text{sec}$ の標準衝撃波による電圧を印加して行なっている。

3. 電 流 定 格

3.1 接合部温度

動作状態の接合部温度範囲をきめる要因としては、

(1) 漏れ電流の温度依存性、(2) V_{BO} の温度依存性、(3) ゲート点弧特性の温度による変化、(4) 温度 サイクル による機械的歪みで生ずる特性変化などがあげられるが、SCR の場合は最高動作温度は (2) 項の V_{BO} が、高温では図 2.2 に示す現象を示すことから押えられる。最低動作温度は、(4) 項によって決められる。しかし実際の動作温度範囲は、この二つの条件から、たんに静的特性の変化がないということだけで決定されるのではなく、半導体素子の通例として、動作温度が高くなると不良率は高くなるので、寿命をも考慮して安全のための余裕をみた上で決められねばならない。現在は -30°C から 100°C が、すべての形の SCR の動作温度範囲である。

3.2 発生損失

発生損失は、順電流による順損失、阻止期間中の漏れ電流による阻止損失、逆電圧印加中の逆電流による逆損失、スイッチ 損失、ゲート 損失から成っている。このうち順損失が大部分を占めており、周波数の高い場合のスイッチ 損失を除いては、最大順特性をもとにして出した順損失と、最大熱抵抗とを用いて、電流定格を決めておけば、他の損失は、この裕度の中に十分入る程度に小さいので考慮に入れなくてもよい。順損失は、最大順特性から解析的に求められる。順特性を近似する式として、式 (3.1)~(3.3) などが用いられる。

$$v = C_1 + C_2 \ln i + iR \quad (3.1)^{(4)}$$

$$v = V_0 + iR \quad (3.2)^{(3)}$$

$$v = f \cdot (s)^g + h \cdot (s)^m \quad (3.3)^{(5)}$$

ここに、

v : 瞬時順電圧 (V)

i : 瞬時順電流 (A)

s : 瞬時順電流密度 (A/cm²)

R, C_1, C_2, f, h, g, m , 定数

このうち広範囲の順電流にわたって、実測値ときわめて近いの

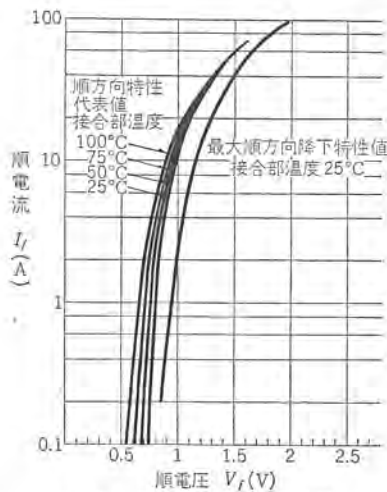


図 3.1 CR20A 順方向特性
Fig. 3.1 CR20A forward characteristics in conducting state.

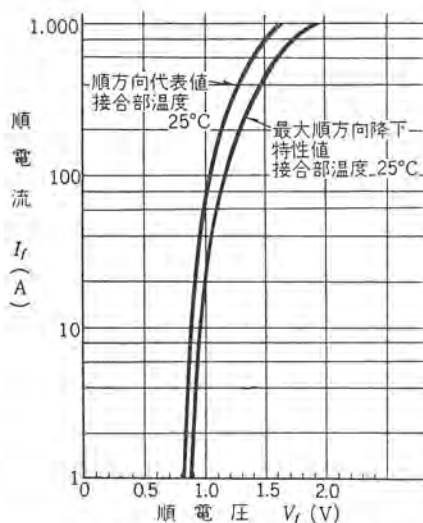


図 3.2 CR100A 順方向特性
Fig. 3.2 CR100A forward characteristics in conducting state.

は式 (3.3) で、定数としてとえば、つぎの値を入れたときそれぞれの最大順特性を近似的にあらわされる。

すなわち CR20A, では $f=0.85$, $h=3.03 \times 10^{-3}$ CR100A では, $f=0.875$, $h=2.59 \times 10^{-3}$, CR10A では $f=0.75$, $h=2.68 \times 10^{-3}$, g および m はいずれも, おおの 0.0561, 0.8932 である。図 3.1, 3.2 は CR20A, CR100A の順特性の最大値と代表例である。大電流領域で接合部温度を一定に保って, 順特性をとる方法としてパルスによる方法があるが, この測定法は大電流パルス源, ならびに測定回路への雑音の入る点で, きわめて困難を伴う。ここでは, 熱抵抗既知の素子に, 直流電流を流し, 通電電流と陽陰極間電圧より, 損失を出し, 接合部温度を求める。このような曲線をケース温度をいろいろに変えて求め, 等温線を作って, 同一接合部温度における順特性を得た。順損失を計算によって出す場合は, 式 (3.3) を通電期間にわたって積分し,

$$P_f = \frac{F}{2\pi} \times \left[f \cdot (s)^{g+1} \int_{\phi}^{\pi} \sin^{g+1} \alpha \alpha \alpha + h \cdot (s)^{m+1} \int_{\phi}^{\pi} \sin^{m+1} \alpha \alpha \alpha \right] \quad (3.4)$$

をうる。

ここに,

ϕ : 制御角

F : 接合面積 (cm^2)

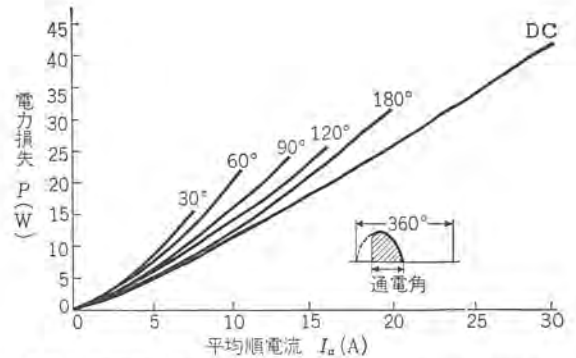


図 3.3 CR20A 単相半波, 平均順電流対電力損失特性
Fig. 3.3 CR20A average forward current vs power loss.

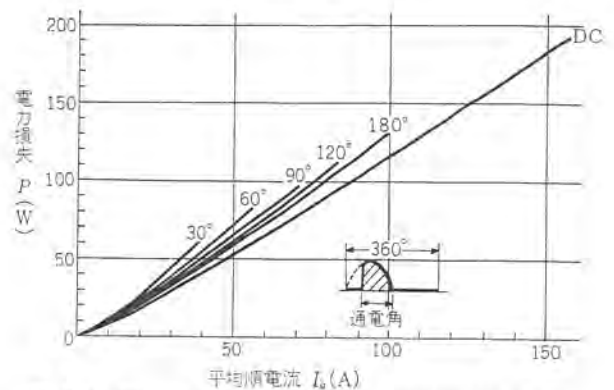


図 3.4 CR100A 単相半波, 平均順電流対電力損失特性
Fig. 3.4 CR100A average forward current vs power loss.

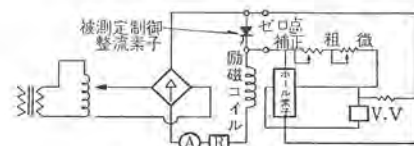


図 3.5 電力損失測定回路
Fig. 3.5 Power loss measuring circuit.

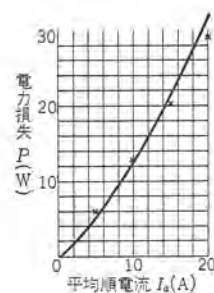


図 3.6 CR20A 電力損失の実測値と計算値
Fig. 3.6 Comparison of calculated power loss of CR20A with measure loss.

図 3.3, 3.4 はこの式によって求めた CR20A, CR100A の順損失である。順損失を実測する方法としては, ホール素子による方法がある⁽⁶⁾。図 3.5 はこの方法による測定回路である。通電角をしぼると, 高い電圧がホール素子にかかることになり, 誤差を生ずるので, 180° 通電の場合のみで測定し, さきの計算値と比較したのが図 3.6 である。供試 SCR は, 最大順特性に近いものを選んだ。実測値では接合部温度の上昇のため, 大きな電流に対しては, 計算値より小さくなり安全側に出る。

阻止損失は, 式 (2.2) で表わされる。単相半波整流回路の場合, 順阻止損失, 逆阻止損失の和は, λ の値として通電角により, それぞれ,

$\pi - \phi$:	180°	120°	90°	60°	30°
λ :	0.25	0.30	0.375	0.45	0.49

を入れれば近似的に求められる。ただしこの場合、逆特性は、電流が電圧に対して直線的に変化すると仮定している。すでに述べたように、接合部温度が動作範囲内にあるときは、阻止損失は無視できる。

スイッチ損失は、SCR がターンオンする際に生ずる損失で、SCR にかかった電圧が、直線的に降下し、SCR を流れる電流が直線的に同じ割合で増加すると仮定すると、

$$P_s = V_0 I_0 f \times t_r / 4.8 \quad (\text{W}) \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

と表わせる。

ここに、

V_0 : スイッチ直前の SCR にかかる電圧 (V)

I_0 : スイッチ直後の SCR に流れる電流 (A)

f : 周波数 (c/s)

t_r : 電圧が 90% から 10% に降下する時間 (sec)

したがって、周波数の高い用途では、式 (3.5) によりスイッチ損失を計算し、順損失に加算しなければならない。

3.3 熱抵抗

熱抵抗は、接合部温度、発生損失とともに、電流定格を決める大きな要因である。熱抵抗には、定常熱抵抗と、過渡熱抵抗とがあり、接合部から周囲に至る間の熱抵抗 θ_{ja} は、接合部 ケース間 θ_{jc} ケース冷却フィン間 θ_{cf} フィン周囲間 θ_{fa} の三つより成っていると考えられる。

3.3.1 接合部ケース間熱抵抗 θ_{jc}

θ_{jc} は SCR の構造寸法、構成部品の材質により大きく左右される。 θ_{jc} の測定法としては、たとえば図 3.7 の回路による方法がある⁽⁷⁾。回路は、定格電流を供給する A 回路と、小電流を供給する B 回路と、SCR の電圧降下測定回路より成っている。B 回路より SCR に 50mA から 150mA 程度の定電流を流す。この定電流による素子の順電圧降下は、接合部温度によってほぼ直線的に変わり、その割合は、ほぼ 2.08 mV/°C である。つぎに A 回路の方から定格電流に近い電流を、ケース温度が一定になるまで流し、A 回路を切る。このとき B 回路からは常に較正電流が

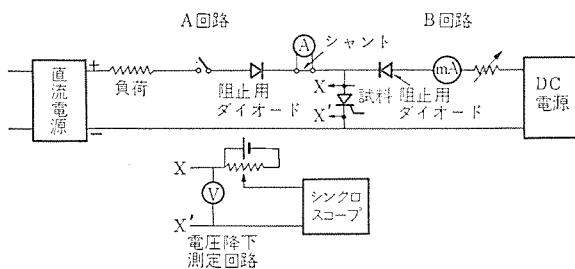
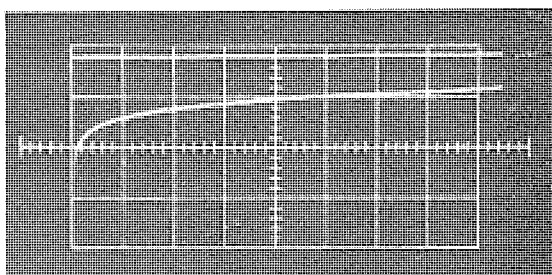


図 3.7 過渡熱抵抗測定回路

Fig. 3.7 Circuit for transient thermal resistance measurement.



較正電流を流した時の順電圧降下の変化を示す横軸 5 sec/cm

図 3.8 過渡熱抵抗測定 オシログラム

Fig. 3.8 Variation of forward voltage drop with the lapse of time after interruption of load current in measuring transient thermal resistance.

流れており、この定電流による順電圧降下の変化を測定することにより、接合部温度の変化が求まり、過渡熱抵抗および定常熱抵抗が測定できる。この順電圧降下の変化の模様を図 3.8 に示す。

このようにして求めた、CR100A, CR20A, CR10A, CR5A, の最大熱抵抗を、図 3.9~3.11 に示す。

3.3.2 ケースフィン間熱抵抗 θ_{cf}

フィンとケースの間の温度差を、SCR の発生損失で割ったものである。これは SCR の締付トルクにより大幅に変化する。締付ト

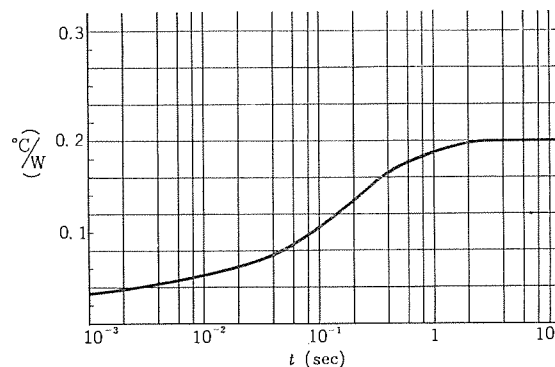


図 3.9 CR100A 過渡熱抵抗 (ケース 接合部間)

Fig. 3.9 Transient thermal resistance of CR100A. (Junction to case)

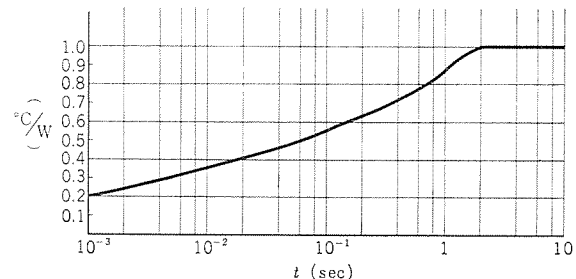


図 3.10 CR20A 過渡熱抵抗曲線 (接合部 ケース間)

Fig. 3.10 CR20A Transient thermal resistance. (Junction to Case)

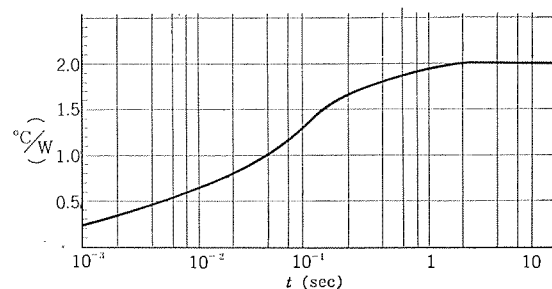


図 3.11 CR10A, CR5A 過渡熱抵抗曲線 (接合部 ケース間)

Fig. 3.11 CR10A, CR5A Transient thermal resistance. (Junction to Case)

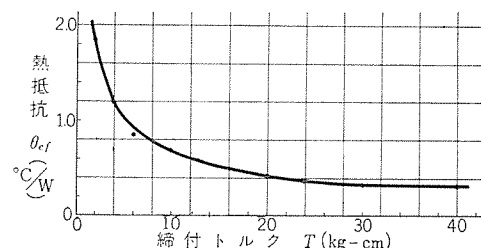


図 3.12 CR-20A 締付トルク対 ケース・フィン間の熱抵抗

Fig. 3.12 CR20A Stud torque vs thermal resistance of case to fin.

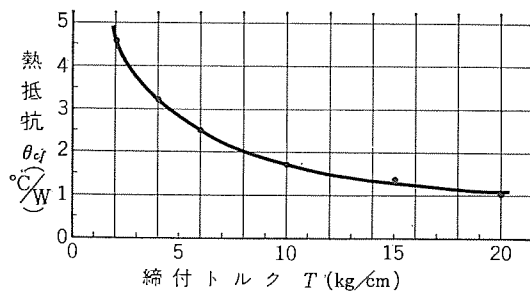


図 3.13 CR-10A, CR-5A 締付トルク対ケース・フィン間熱抵抗

Fig. 3.13 CR10A, CR5A Stud torque vs thermal resistance of case to fin.

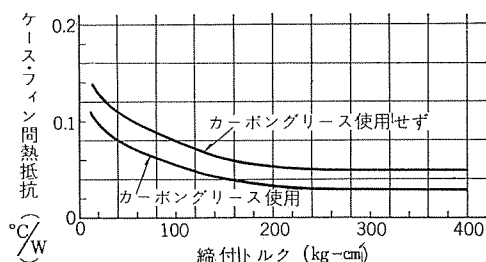


図 3.14 CR100A 締付トルクケース・フィン間熱抵抗 (θ_{cf}) 特性 (ブロックフィン)

Fig. 3.14 CR100A Stud torque vs thermal resistance of case to fin (block fin).

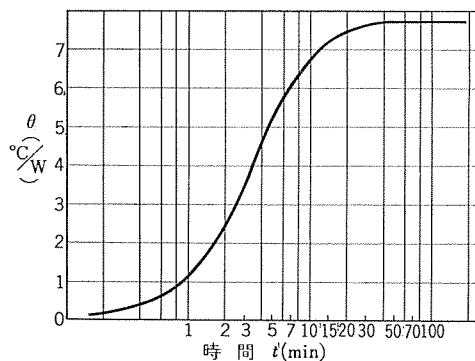


図 3.15 50×50×1.5 フィン 過渡熱抵抗 (銅板, 自冷)

Fig. 3.15 Transient thermal resistance of 50×50×1.5 mm copper fin. (natural convection)

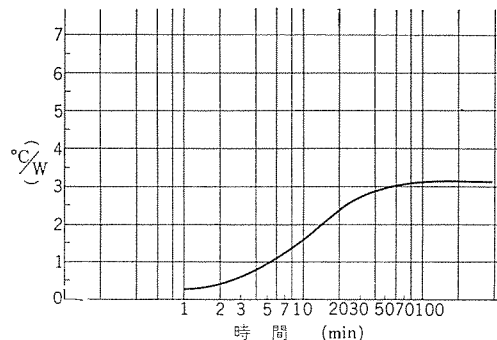


図 3.16 150×150×3.25 フィン 過渡熱抵抗 (銅板, 自冷)

Fig. 3.16 Transient thermal resistance of 150×150×3.25 copper fin. (natural convection)

トルクが小さいと θ_{cf} は大きいですが、締付トルクを大きくしすぎても、 θ_{cf} は一定値以上余り小さくならないで、かえって SCR に過大の応力を与えて悪影響を及ぼすこととなる。図 3.12 に CR20A, 図 3.13 に CR10A, CR5A, 図 3.14 に CR100A, の θ_{cf} と締付トルク の関係をそれぞれ示す。

SCR の特性と定格・清水・船川・溝口・飯田

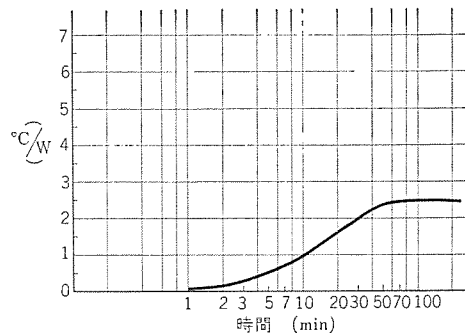


図 3.17 150×150×6.0 フィン 過渡熱抵抗 (銅板, 自冷)

Fig. 3.17 Transient thermal resistance of 150×150×6.0 copper fin. (natural convection)

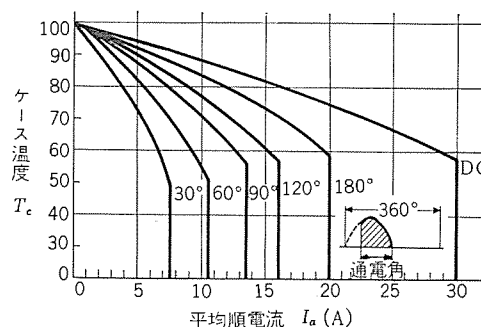


図 3.18 CR20A 单相半波の場合の平均順電流対 ケース 温度

Fig. 3.18 CR20A Average forward current vs maximum allowable case temperature.

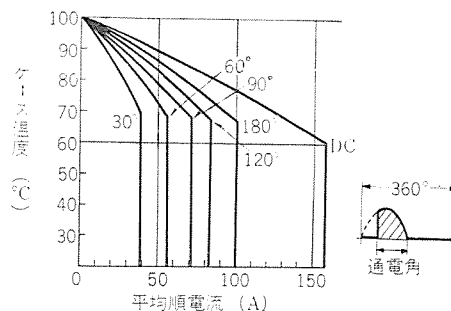


図 3.19 CR100A 单相半波の場合の平均順電流対 ケース 温度

Fig. 3.19 Average forward current vs maximum allowable case temperature.

フィンの時定数は、接合部ケース間に比べ、非大常にきいので、誤差は微小であり、過渡状態でもたんに加えるだけでよい。

3.4 定格電流

定格電流をきめる因子のうちおもなものは、(1) 最高接合部温度、(2) 発生損失、(3) 熱抵抗、(4) 内部および外部導線の電流容量、などである。(1)(2)(3) 項が与えられていれば、SCR がとりうる定格電流はただちに求めることができる。(4) 項の因子は導線自体のジュール損失によるばかりでなく、SCR と内部導線キャップと外部導線との接合部などの抵抗分によっても、相当の大きな温度上昇をもたらすので、定格電流を制限することとなる。このため、SCR の定格電流は、通電角によらず、実効値を一定に決められている。

たとえば、CR100A では 157A, CR20A では 30A, である。図 3.18, 3.19 に、CR20A, CR100A の各種通電角における平均定格電流と、ケース温度との関係を示す。

3.3.3 フィン周囲間熱抵抗 θ_{fa}

フィンの温度上昇を SCR の発生損失で割ったものである。フィンの過渡熱抵抗は、式 (3.6) で表わされる。

$$\theta_{fa} = \theta_{fac} [1 - \exp(-t/T)] \dots (3.6)$$

θ_{fac} : フィン周囲間熱抵抗 ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

T : フィンの時定数
一例として、三種類の板フィンの θ_{fa} の測定結果を図 3.15~3.17 に示す。これら板フィンの時定数 T は

- 50×50×1.5 フィン 4.8 min
- 150×150×3.25 フィン 14.5 min
- 150×150×6.0 フィン 17.5 min

となる。なおこの測定では、150×150×6.0 のフィンには CR20A をつけ、他のフィンには CR5A をつけて測定した。これらの素子をおのおの上記のフィンに取り付けて用いるときは θ_{ja} としては、 θ_{jc} , θ_{cf} , θ_{fa} を同一時間軸に対して、加算すればよいが、異なる SCR とフィンをを用いるときは、厳密には、たんに加算しては誤差を生じるが、フィンの時定数は、接合部ケ

図の曲線部分は、接合部温度 T_j が最高動作温度 T_M になる平均電流を表わしたもので、

$$T_c + \Delta T = T_M \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

で表わされる。ここに ΔT は、平均の温度上昇ではなく、各サイクル、通電期間の直後の温度上昇であり、各サイクルの通電期間における発生損失を等価な方形波におきかえ、式 (3.8) で表わされる。

$$\Delta T = P_0 \left[\frac{t_p}{\tau} R_T + \left(1 - \frac{t_p}{\tau} \right) r(\tau + t_p) - \left\{ r(\tau) - r(t_p) \right\} \right] \quad (3.8)^{(8)}$$

ここに、 τ ：1 サイクルの時間 (sec)

t_p ：等価方形波損失の幅 (sec)

R_T ：接合部 ケース 間定常熱抵抗 ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

$r(t)$ ：時間 t における過渡熱抵抗 ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

P_0 ：等価方形波損失の高さ (W)

図 3.14, 3.15 の直線部分は実効値の最大定格電流により決まる。周囲温度に対して SCR に流しうる電流は、この ケース 温度に対する平均定格電流をもととして、

$$T_c - T_a = P_a (\theta_{cf} + \theta_{fa}) \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

T_a ：周囲温度

P_a ：平均発生損失 (W)

によって、用いるフインの $(\theta_{cf} + \theta_{fa})$ をパラメータとして、 T_a がえられるので、 T_a に対する最大定格電流がきまる。

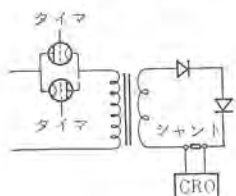


図 3.20 過電流試験回路

Fig. 3.20 Over current test circuit.

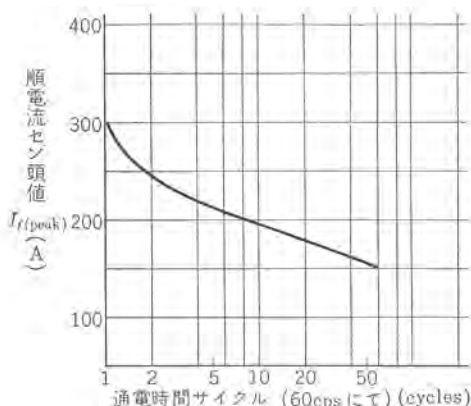


図 3.21 CR20A 過電流耐量曲線

Fig. 3.21 CR20A maximum allowable non-recurrent surge current.

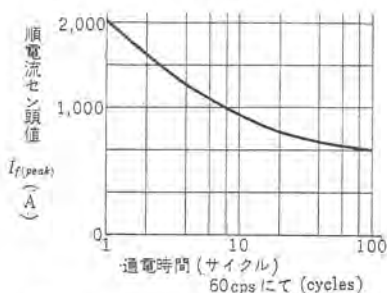


図 3.22 CR100A 過電流耐量曲線

Fig. 3.22 CR100A maximum allowable non-current surge current.

3.5 過電流定格

過電流定格には、繰り返しのない過電流定格と、繰り返し過電流定格の二つがある。繰り返しのない過電流定格は、SCR の寿命期間中に、数十回程度しか、繰り返しして、流せない電流をもってきめられている。この場合実際には、出力端短絡のような場合を対象にしており、この種の過電流が生じた場合は、ヒューズ、高速シタ 断器などで、いったん通電を停止することを前提としている。すなわち繰り返しのない過電流定格は、素子保護用機器と協調をとるために用いるものである。したがって繰り返しのない過電流が流れている期間の接合部温度は、定格動作範囲を越えており、定格順阻止電圧、ならびに PRV は、低下している場合もある。過電流が取り去られたのち、接合部温度が、最高温度内に入れば、阻止特性を回復する。繰り返しのない過電流定格としては、日本電機工業会の JEM「単結晶整流素子」(近く制定の予定)によって、図 3.20 の回路で、接合部温度常温において、無負荷時から、商用周波の過電流を流して試験をし、通電電流を波高値で表わして決められている。たとえば CR20A では、この値は 1 サイクル 300A, CR100A では 2,000A で、通電時間との関係は、それぞれ、図 3.21, 3.22 で表わされる。繰り返し過電流定格は、繰り返し加える回数に制限がなく、通電を中止する必要のない過電流である。たとえば、点溶接器の制御の場合のように数サイクルないし、数秒間通電し、休止するような応用を対象としている。この過電流を制限するものは、SCR の接合部温度であり、これが動作温度範囲内にあるという条件から、発生損失、過渡熱抵抗、ケース 温度または周囲温度の値を用いて、SCR に流しうる電流を計算によって求められる⁽⁸⁾。

4. 保持電流

保持電流は、導通状態にある SCR が、阻止状態にかえってし

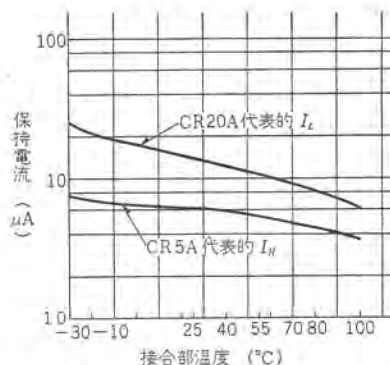


図 4.1 CR20A, CR5A 保持電流の代表的温度依存性

Fig. 4.1 CR20A, CR5A Typical temperature dependence of holding current.

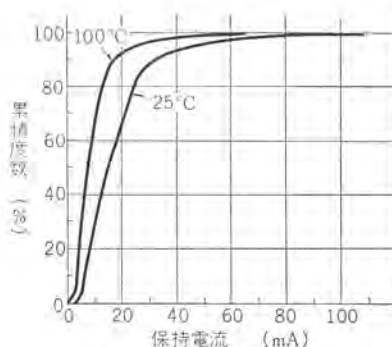


図 4.2 CR20A I_H の累積度数図

Fig. 4.2 CR20A Cumulative frequency diagram of I_H .

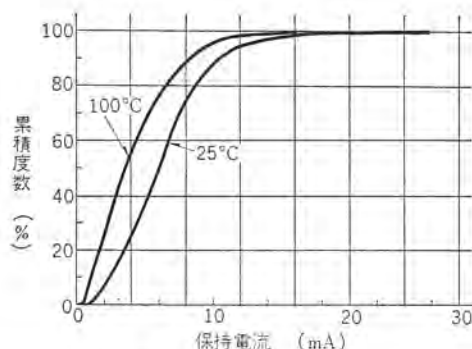


図 4.3 CR5A I_H の累積度数図
Fig. 4.3 CR5A Cumulative frequency diagram of I_H .

まわらないために、必要な最小の電流である。測定はたとえば、素子を導通状態にして、直流電流を通じておき、つぎにゲートを開放にしたのち、直列にはいつている負荷抵抗を徐々に増加して、通電電流を減少してゆき、阻止状態にかえる寸前の電流をよむことによって行なうことができる。保持電流は、接合部温度によって影響をうける。図 4.1 は、CR20A, CR5A, についてこの関係を示したものである。また一般に、 V_{BO} の高いものは、保持電流が大きい傾向にある。前者の温度依存性は、図 2.4 の α_1 , α_2 の和が、温度の低下により減少することにより、また後者は大きな電流で 1 以下になることから説明される。保持電流は、一般には、応用上とくに必要のない場合が多いので、定格値としては、現在は規定していない。単相両波の整流された電圧が SCR に印加され、負荷がとくに誘導負荷の場合は、SCR には逆電圧がかからない上、電流が保持電流以下にならないことがあるので、このような用途では、注意しなければならない。図 4.3, 4.4 に、CR20A, CR5A の製品の保持電流の分布状況を示す。

5. ゲート点弧特性

5.1 点弧電流電圧特性

ゲートの点弧電流は、接合部温度と、陽極陰極間の順電圧の大きさによって変わる。点弧電流、点弧電圧は、図 5.1 の回路において、順電圧を 6 V にセットし、ゲート電流を徐々に増加していき、SCR が点弧して、主回路に電流が流れる点のゲート電流、ならびにゲート陰極間電圧を読むことによって求められる。図 5.2

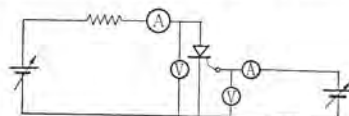


図 5.1 点弧ゲート電圧、ゲート電流測定回路
Fig. 5.1 Circuit for trigger gate voltage and current measurement.

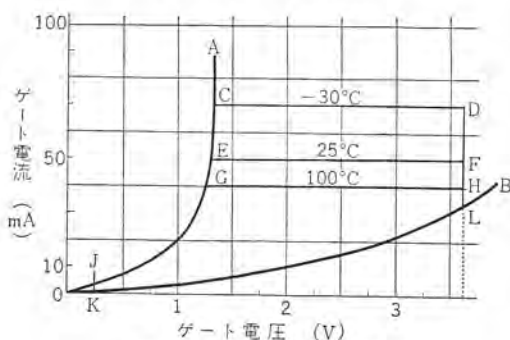


図 5.2 CR20A 点弧特性
Fig. 5.2 CR20A Firing characteristics.

は一例として、CR20A のこの特性をあげたものである。

図の OA, OB の線は CR20A の製品のゲート陰極間の電圧電流特性のパラッキの両極限を示すものである。CD, EF, GH の線は、それぞれ、接合部温度が -30°C , 25°C , 100°C のとき、すべての SCR が点弧するのに必要な最小のゲート電流を示している。つぎに DH の線は -30°C において、すべての素子が点弧するに要する最低の電圧であり、JK の線は 100°C においてすべての SCR が点弧しない最大の電圧である。したがって、素子の点弧電圧、電流は、すべてこれらの線で結ばれた中に分布している。点弧ゲート電流は、接合部温度の影響を著しくうけるが、その状態は、図 5.3 に示されている。点弧電流も保持電流とどううよ V_{BO} の高い素子は、大きい傾向がある。

5.2 ゲート入力

5.2.1 ゲート入力の定格

SCR に順電圧がかかっているときの、ゲートへの入力の定格として、セン頭ゲート電流 (I_p)、セン頭ゲート電圧 (V_p) があり、周期 T で、幅 t のパルスが入ると、これらの間には、

$$P_{ave} = P_{peak} \times t/T = V_p I_p \times t/T \quad \dots\dots\dots (5.1)$$

の関係がある。定格入力の値は、SCR のゲート陰極間に種々の V_p , I_p のパルスを入れ、また直流入力を入れて、ターンオンさせ、SCR に特性変化のない範囲から裕度をとって決められる。現在量産中の SCR はすべて、 $P_{peak} = 5 \text{ W}$, $P_{ave} = 0.5 \text{ W}$, $I_p = 2 \text{ A}$, $V_p = 10 \text{ V}$ である。ゲート陰極間にかけられる逆電圧の最大値は、5 V である。これは SCR のゲート、陰極間の接合すなわち、図 2.4 の $P_B N_E$ 層の接合 J_3 は、逆電圧にもつように、設計されていないためである。

5.2.2 ゲートパルスの最小幅と高さ

パルス電流で点弧さす場合、パルス幅の最小は、 $0.1 \sim 0.2 \mu \text{ sec}$ ぐらいが限度であり、たとえば、図 5.4 に示すように CR20A では、

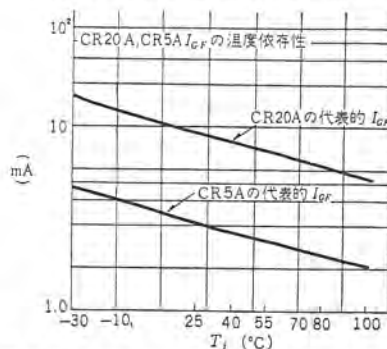


図 5.3 CR20A, CR5A I_{GF} の温度依存性
Fig. 5.3 CR20A, CR5A typical temperature dependence curve of I_{GF} .

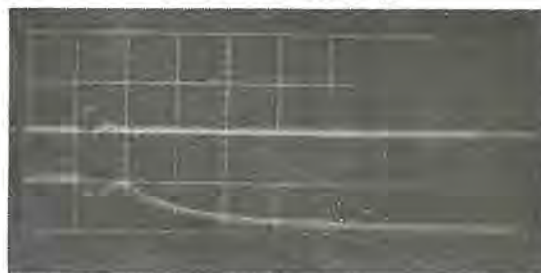


図 5.4 $0.4 \mu \text{ s}$ のパルスでターンオンさせた例
Fig. 5.4 An example of CR20A turned on with gate pulse of 500 mA peak, $0.4 \mu \text{ sec}$ width. The oscillogram shows gate current (above), 1 ampere per division and forward voltage (below), 5 volts per division.

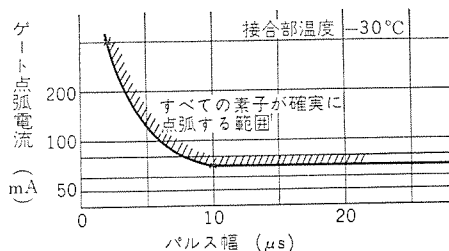
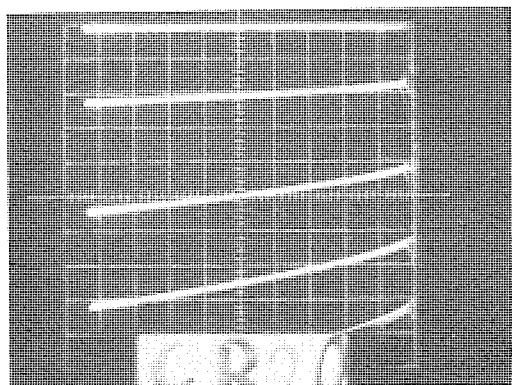


図 5.5 CR20A パルス幅対ゲート点弧電流
Fig. 5.5 CR20A pulse width vs gate current to fire.



電圧 (横軸) 1 目盛 50 V full scale 500 V
電流 (縦軸) 1 目盛 5 mA full scale 50 mA ゲート電流 20 mA 間隔

図 5.6 逆電圧印加時のゲート電流と逆電流
Fig. 5.6 Reverse current behavior with gate current flow while reverse voltage applied between anode and cathode. Abscissa: reverse voltage, 50 volts per division. Ordinate: reverse current, 5 milliamperes per division gate currents; 0, 20, 40, 60, 80 mA respectively.

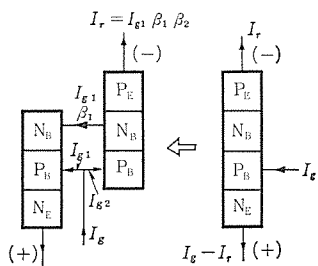


図 5.7 逆バイアス時のゲート電流の逆電流への影響
Fig. 5.7 Effect of reverse current by gate current when reverse biased.

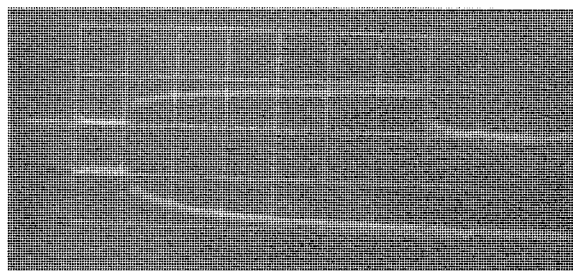
0.4 μsec の幅 500 mA の高さの パルス で点弧する SCR もあるが、10 μsec 以下の パルス では、点弧電流も増し、後述の ターンオン 時間も長くなる結果となる。図 5.5 に接合部温度 -30° におけるすべての SCR が点弧する パルス 幅と高さの範囲を示す。

5.2.3 逆電圧印加時のゲート電流と逆電流

SCR の陽極陰極間を逆 バイアス した状態で、ゲート に電流を流すと、逆電流が増加する。このとき流れる逆電流の大きさは、ゲート電流の 1/4~1/2 に達する。図 5.6 に一例として、CR20A に 460 V の逆電圧をかけ、ゲート電流を 0 から 20 mA ステップで、増して行ったときの、電圧電流特性を示す。図 5.7 は、この現象を説明する図である。SCR の 4 層構造を二つの トランジスタ に分け、P_EN_BP_B トランジスタ、N_BP_EN_B トランジスタ のそれぞれの エミッタ 接地のときの電流増幅率を β₂、β₁ とし、かつ簡単のため、N_BP_B 接合における電子注入を無視すると図 5.7 から、ゲート電流 I_g と逆電流 I_r は、次式で表わされる。

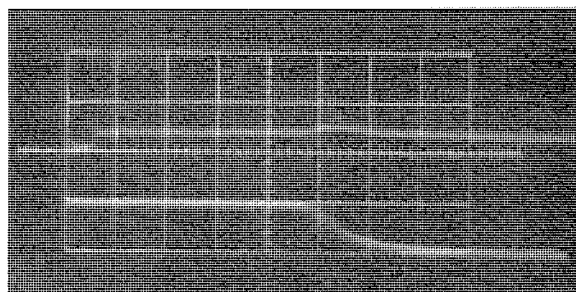
$$I_r = I_g \cdot \beta_1 \beta_2 / (1 + \beta_1 + \beta_1 \beta_2) \dots \dots \dots (5.2)$$

実際の回路では、ゲート電流は、SCR が逆バイアスされる時点では、流さないように設計するのが望ましいが、やむを得ないときは、最悪の条件でも、2.2.1 項で述べた熱安定の条件が、満足



(上) 1A/目盛ゲート電流
(下) 5V/目盛電圧降下
(横軸) 2 μsec/目盛

図 6.1 大きなゲート電流でターンオンさせた例
Fig. 6.1 An example of CR20A turned on with 500 mA gate current of 120 μsec width. The oscillogram shows gate current (above), 1 ampere per division and forward voltage (below), 50 volts per division.



(上) ゲート電流 100 mA/目盛
(下) 電圧降下 5 V/目盛
(横軸) 2 μsec/目盛

図 6.2 小さいゲート電流の時の遅れ時間
Fig. 6.2 Elongation of delay time with small gate current. Gate current (above), in 100 mA per division. Forward voltage (below), 5 volts per division. Abscissa 2 μsec per division.

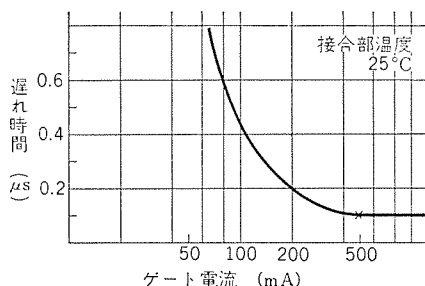


図 6.3 CR20A ゲート電流対遅れ時間
Fig. 6.3 CR20A Gate current vs delay time.

されているか、否かを検討する必要がある。

6. スイッチ時間特性

6.1 ターンオン時間

ターンオン時間は、ゲートに点弧電流を流した瞬間から、順電圧が最初の値の 10% に低下するまでの時間で定義される。これは遅れ時間と、立上り時間とより成り、これらはそれぞれ順電圧が 90% に低下するまでの時間で定義されている。遅れ時間はゲート電流が大きくなると、減少するが、500 mA 以上では、ほとんど変化なく、最小値に近づく。図 6.1 は CR20A を 500 mA のゲート電流を入れてターンオンさせた例を示す。遅れ時間は 0.2 μsec 程度である。図 6.2 は同じ SCR についてゲート電流を 50 mA にしたときの遅れ時間を示すもので、8 μsec 程度になっている。遅れ時間とゲート電流の関係を CR20A についてとったのが図 6.3 である。また遅れ時間は、ゲートパルス幅によっても異なり、5 μsec 以下では増加する。

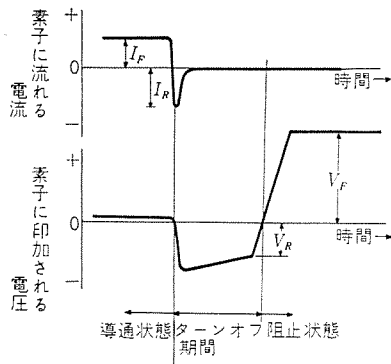


図 6.4 ターンオフ時に素子に印加される電圧電流波形

Fig. 6.4 Voltage and current wave form applied to SCR when in turn-off time.

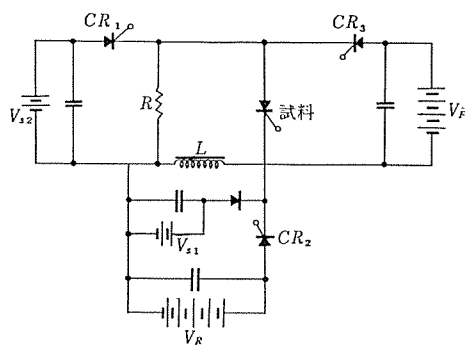
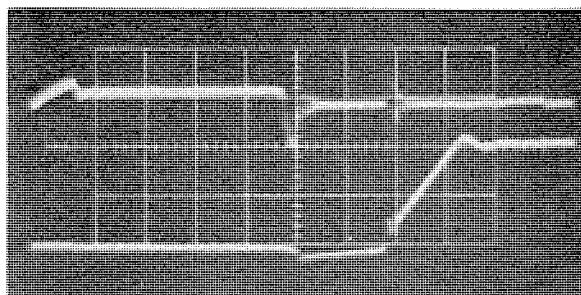


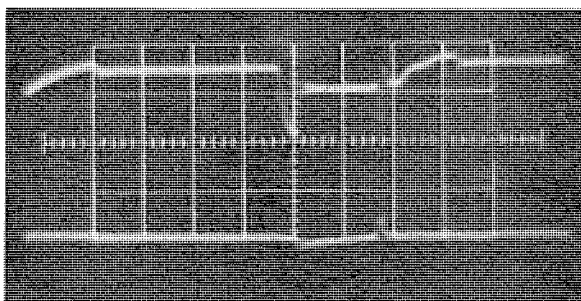
図 6.5 ターンオン時間測定基本回路

Fig. 6.5 Basic circuit for turn-off time measurement.



(上) 素子に流れた電流
(下) 陽極陰極間電圧

図 6.6 ターンオフ時間の測定 オシログラム
Fig. 6.6 Oscillograms of turn off time measurement forward current (above), 25 amperes per division. Forward voltage (below), 100 volts per division.



(上) 素子に流れた電流
(下) 陽極陰極間電圧

図 6.7 ターンオフ時間の測定 オシログラム
ターンオフ不成功の例

Fig. 6.7 An example of failure of turn off scales are the same with those of Fig. 6.6.

立上り時間は、順電圧が高いほど短く、順電流が大きいほど、長くなる傾向をもっている。

SCR の特性と定格・清水・船川・溝口・飯田

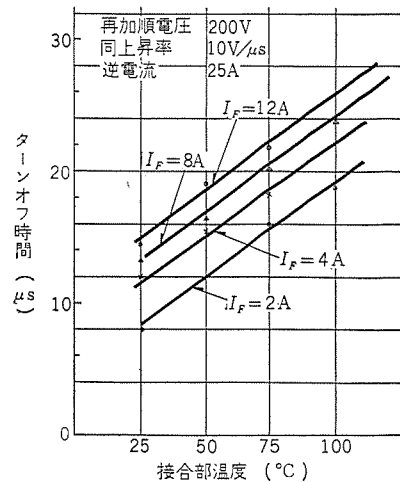


図 6.8 CR20A 接合部温度対ターンオフ時間

Fig. 6.8 CR20A Junction temperature vs turn-off time.

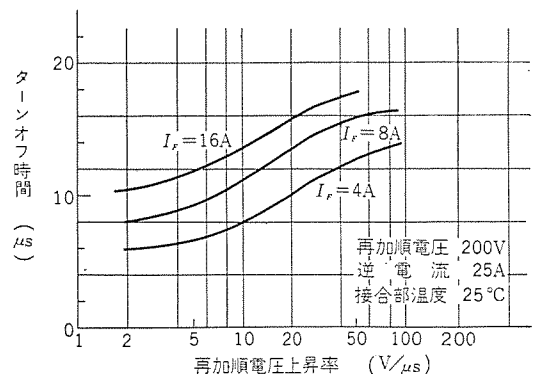


図 6.9 CR20A 再加順電圧上昇率対ターンオフ時間

Fig. 6.9 CR20A Rate of rise of re-applied forward voltage vs turn-off time.

6.2 ターンオフ時間

ターンオフ時間は、順電流が遮断された後、順阻止能力を回復し、ゲートが制御能力を回復するまでの時間であり、(1) 接合部温度、(2) ターンオフ直前の順電流の大きさ、(3) 印加される逆電圧の大きさ、(4) 逆電圧印加時に流れる逆電流、(5) ターンオフ後印加される順阻止電圧の大きさと上昇率などによって影響される。これらを図示すれば、図 6.4 のようになる。図 6.5 にターンオフ測定器の基本回路の一例を示す⁽⁹⁾。V_{s1} で所定の電流をあらかじめ流しておき、試料および CR₁ を点弧させると、チョーク L のため、設定電流が試料に流れる。約 50 μsec 後に CR₂ を点弧させ、試料に逆電圧 V_R を印加する。その後 CR₃ を点弧させて V_F を試料に印加する。図 6.6 は CR20A についての測定例で、T_j=50°C、I_F=8 A、I_R=25 A、V_F=200 V、上昇率 100 V/μsec でのターンオフした例であり、図 6.7 は同じ条件でターンオフしなかった例である。ターンオフ時間は、順電流の増加、接合部温度の上昇および逆電流の減少に従い長くなる。逆電流として 20 A 以上流せば、ターンオフ時間を大きくしない。再印加順電圧上昇率が増加すると、ターンオフ時間は延びるので、10 V/μsec 以上では注意を要する。図 6.8 は、CR20A のターンオフ時間対接合部温度特性の一例を、図 6.9 は、ターンオフ時間と再印加順電圧の上昇率との関係の一例を示している。

7. 信頼性試験

SCR の不良の発生状態は信頼性または寿命というもので表わ

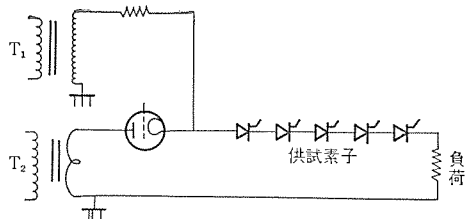


図 7.1 連続寿命試験回路

Fig. 7.1 Life test circuit for continuous load current.

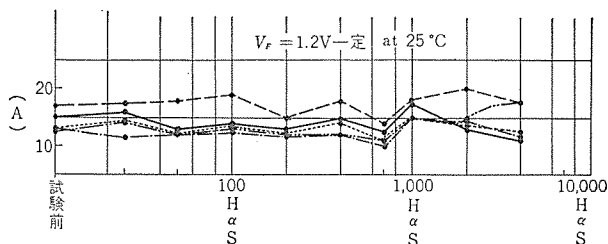


図 7.2 CR5A 断続寿命試験

Fig. 7.2 CR5A on-off life test.

されている。これは、負荷のとり方により大きく変化するものであるが、一般には最大定格時のそれで表わされる。不良の種類には、初期不良、偶発不良および老化不良とがある。このうち初期不良に対しては、電流 エージング、電圧 エージング、熱 エージングなどにより、ふるい落すことができる。老化不良については、電気的性能、機械的性能および環境上の性能にとくに欠陥がなければ、一般に半導体素子の寿命は長く、まだ、その期間について明らかな定説がない。この期間は普通装置の他の部分に比べて、十分長いので問題にならない。したがって、いま問題となるのは、偶発不良であり、信頼性試験としては、これを対象に行なわれる。信頼性の試験は、その目的により、つぎの項目を実施している。

7.1 連続寿命試験

この試験では、最高動作温度、最大定格電流において、あるいは最大 ゲート 入力をも加えて、連続通電を行ない、SCR の寿命を調べる。この場合 SCR には、逆電圧を印加し、通電角をしばらく、順阻止電圧も印加する。この試験の基本回路を図 7.1 に示す。T₁ は高圧、低電流の変圧器で、順阻止電圧を供給し、T₂ は低圧、大電流の変圧器で、負荷電流を供給する。

7.2 断続寿命試験

この試験は、素子に最大定格電流を断続して流し、熱 サイクル により SCR の疲労を調べるものであり、断続時間は SCR の冷却条件から、断続時の接合部の温度差をできるだけ広げるように、かつ断続が最もひんぱんになるように選ぶ。その他、高温保存、室温保存、高温時の電圧阻止および各種環境試験が、それぞれの

目的に応じて行なわれている。図 7.2 に断続寿命試験結果の一例を示す。断続寿命試験で不良となるものは、鐵材の疲労、あるいは熱ヒズミによるシリコンの割れなどが原因で、通常順電圧降下が大きくなるか、あるいは極端な時は開放状態に至る。

8. む す び

SCR は、本格的な応用が、始まったばかりであり、フィールドでの運転実績は、いまだ信頼性をうんぬんできるほどには数多くは出ていない。にもかかわらず、SCR は、その応用面の開拓にはめざましいものがあり、広い範囲にわたって用いられようとしている。SCR は、多くの特長がある反面、半導体であるための弱点もある。その一つは多くの特性が温度により敏感に影響をうけ、わずかの誤った適用でも、SCR を破壊においやる。この点からも、特性、定格をさらに検討し、使用に便利なようにするとともに、信頼性をより合理的に出す試験法の研究も必要である。終りに、この稿を書くに当たり、測定にいろいろ協力していただいた方々、データ整理を手伝っていただいた方々に深く感謝いたします。

(昭 38-2-21 受付)

参 考 文 献

- (1) VASCA: The use of SEMICONDUCTOR DEVICES (1961).
- (2) G.E. McDuffie, Tr., W.L. Chadwell: An Investigation of The Dynamic Switching Properties AIEE 60-19.
- (3) J.I. Missen: The Power Ratings of Semiconductor Rectifiers and Silicon Controlled Rectifiers DIRECT CURRENT Aug. 134 (1961).
- (4) D.K. Bisson, R.F. Dyer: A Silicon Controlled Rectifier-Its Characteristics and Ratings 1 AIEE CP 58-1248.
- (5) W. Luft: Forward Voltage Drop and Power Loss in Silicon Rectifiers AIEE 60-34
- (6) 北村・片岡・近藤: ホール 電力計による シリコン 整流素子の損失測定, 電気試験所彙報 700, 25 巻, 9 号 (1961)
- (7) N. Smith, J. Neilson: Thermal Impedance of Silicon Rectifiers RCA Publication Letter No. 61-95 (1961).
- (8) F.W. Gutzwiller, T.P. Sylvan: Power Semiconductor Ratings under Transient and Intermittent Loads AIEE CP 60-69.
- (9) R.F. Dyer, G. K. Houghton; Turn Off Time Characteristics of Silicon Controlled Rectifier Direct Current 158 Time (1962).

SCR の ゲート 回路

細 野 勇*・岡 久 雄**

Silicon Controlled Rectifier Gate Circuits

Itami Works

Isamu HOSONO

Research Laboratory

Hisao OKA

The silicon controlled rectifier gate circuit is the one controlling the flow of current between the anode and cathode by applying signals on a control electrode. However, in view of the fact that the silicon controlled rectifier (SCR) has its principal aim in controlling voltage or current, the characteristic of gate circuit has a decisive effect on the successful operation of SCR. For instance a faulty design of the gate circuit may bring about the destruction of the rectifier itself, and conversely a design based on thorough considerations enables SCR to elevate its inherent performance to much higher grade as well as to secure safe and positive control of it. This article deals with various properties considered essential to the gate circuit with practical examples of several kinds of them.

1. ま え が き

SCR の ゲート 回路とは、SCR ゲート、すなわち、制御極に信号を加え、陽極-陰極間の通流を制御する回路であるが、SCR が、整流よりもむしろ電圧または電流の制御を主目的としていることを考えると、この ゲート 回路の特性が、SCR セットの優劣に、きわめて大きな影響を与えることを知ることができる。

SCR が、別名固体サイリオンといわれるように、そのゲート回路もまた、サイリオンの格子制御回路とよく似ており、ゲート回路に微少な電流を通流することによって、陽極-陰極間の太電流を trigger することができるが、SCR のゲート特性にバラツキが大きいこと、温度により特性が大幅に変化するなど、ゲート回路の製作上にはとくに注意を要するいくつかの条件がある。そのおもなものを列挙すれば、大略下記のとおりである。

(1) 整流素子の使用温度範囲に対して、常に確実に陽陰極間をターンオン するための最少 ゲート 電力以上の電力をゲートに与え、かつ、その時間幅は主回路の使用条件によっておさえられる一定値以上の幅を有しなければならない。しかし、必要以上の電力をゲートに加えることは、好ましくなく、SCR のおのおのにおいて定められた一定のゲート許容損失以上の電力をゲートに与えてはならない。

(2) 同種類、同定格の整流素子でも、ゲート特性にかなりのバラツキがあるため、点弧位相のバラツキを防ぐために、ゲート電流の立ち上りはできるだけ急しゅんであること。

(3) 点弧位相を任意に制御するために、ゲート電流の立ち上り位相は広範囲にかつ速応性よく移動しうること。

(4) ゲート回路として消費する電力はできるだけ小さく、また装置自体が小形であること。

(5) 温度変化その他の外乱により、位相特性、出力特性があまり変化しないこと。

(6) 雑音を受けにくいこと。

以上の条件を満足することが、SCR のゲート回路にとっての必要条件である。これなどはサイリオンの格子制御回路においても同様に必要条件ともくされるところであるが、このほか、SCR の制御回路であるために、とくに注意を要する事項や、またゲート回路の特性によって、SCR 固有の特性を向上させられる可能性などサイリオンの格子制御回路とは、また異なっていくつかの特異事項もある。以下これらについて、一般事項、特殊事項および具体的な回路例について説明する。

2. ゲート回路に要求される一般的特性

SCR のゲート信号は一つの形の SCR のすべてをまちがいになく、点弧するに十分な大きさがなければならぬと同時に、そのゲート電力は、その形の SCR に定められた許容最大ゲート電力以下でなければならない。そのため、すべての形の SCR について、そのゲート回路の電圧電流特性には、ある定められた領域がある。

図 2.1 は、ゲート回路の電圧電流特性を定めるために用いる図表であり、本図は当社の CR-20 形 SCR のゲート特性について示したものである。図において、左下に示された斜線を施された

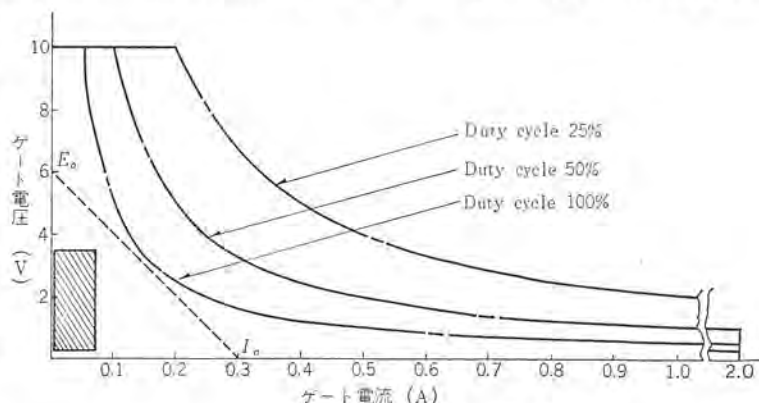


図 2.1 ゲート特性 (CR-20 形)

Fig 2.1 Gate characteristics of type CR-20 SCR.

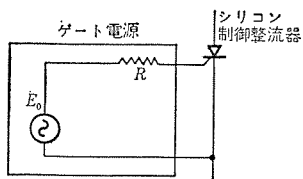


図 2.2 SCR ゲート 回路略図
Fig. 2.2 Schematic diagram of gate circuit.

斜線を施こされた部分の左および下にある斜線を施こされていない領域は、この領域では、この形のいかなる SCR も点弧されないことを示しており、SCR の誤動作を防ぐため、ゲート回路に信号電圧のない場合の雑音レベルは、この領域になければならない。CR-20 については、この領域は 0.25 V, 1 mA 以下であり、雑音電力としては 0.25 mW となる。このように SCR は、きわめて微少な雑音によっても pick up される可能性があり、そのゲート回路は低雑音に押えるよう細心の注意を要することがわかるであろう。

この形の SCR の点弧点における等価抵抗は、30 Ω から 100 Ω 近辺までばらついている。このように SCR の入力インピーダンスに大きなバラツキがあるため、ゲート回路の電源としては、図 2.2 に示すように、定電圧の電源と抵抗とを接続したような、垂下特性を有するものが望ましい。このようなゲート回路の特性は、図 2.1 の上に点線で示されたような直線で表わされる。この直線の縦軸との交点は定電圧電源の電圧 E_0 であり、横軸との交点は E_0 を外部回路抵抗 R で割った値 I_0 となる。すべての SCR を確実に pick up するためには、この点線上の各点はすべて斜線を施こした部分の上または右になければならない。また、これとともに、この線上の各点はゲートの過負荷を防ぐため、すべてゲートの最大許容電力損失曲線の左または下にあることが必要である。図 2.1 に点鎖線で示したものは、duty cycle 100%, 50% および 25% のときのゲートの最大許容電力損失の曲線であるが、各 duty cycle において、ゲート回路の電圧電流曲線は、いかなる点でも、この曲線の上または右に出てはならない。

このほかゲート回路の特性を制限する要素としては、許容最大電圧および許容最大電流がある。これらは、いかなる時点においてもゲートに加わる電圧および電流が越えてはならない値であり CR-20 形 SCR においては、それぞれ 10 V および 2 A である。そのため、特別な考慮がなされていないかぎり、 E_0 は 10 V 以下また I_0 は 2 A 以下であることが要求される。

今たとえ、電源電圧を 6 V とし、100% duty cycle で動作するゲート回路を作る場合、外部回路抵抗 R を 20 Ω とすれば、このゲート回路の出力電圧—電流特性は、図 2.1 の点線で示したごとくになり、上記の要求を十分満足するゲート回路を作ることができる。

3. ゲート回路の特殊事項

3.1 ゲート負バイアスの効果

SCR ではサイリコンのようにゲート負バイアスが不要であり、それだけ制御回路も簡単であることが一つの特長であるが、これから述べるいろいろな効果のために、ゲート負バイアスを印加した方が好ましい場合もある。

ゲート負バイアスの第一の効果は SCR のブレークオーバー電圧およびその温度依存性を向上させることである。一般に SCR は、温

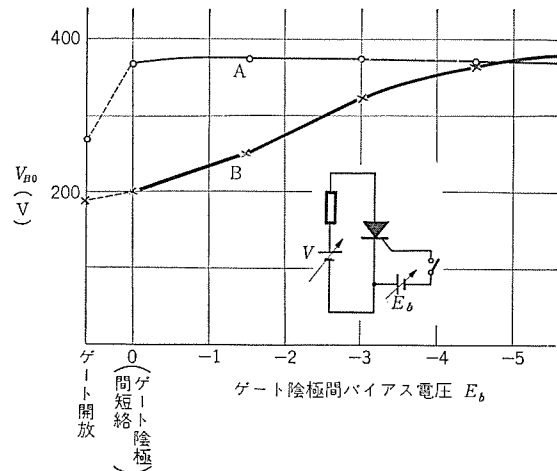


図 3.1 ゲート陰極間接続状態による SCR の V_{B0} の変化
Fig. 3.1 Variation of V_{B0} of a SCR depending on gate-cathode connection.

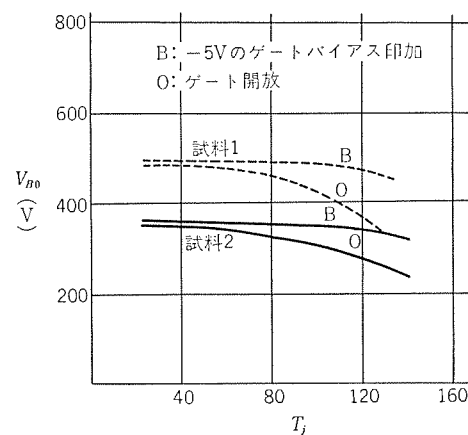


図 3.2 ゲート負バイアスの効果
Fig. 3.2 Effect of negative gate bias voltage.

度上昇とともにブレークオーバー電圧は低下し、ある限界温度 (140~160°C) に達すれば、ほとんどゼロに近づくが、ゲートと陰極との外部接続状態によってその様相は異なってくる。図 3.1 にその一例を示す。同図の試料 A については、ゲート陰極間を外部で短絡しただけでブレークオーバー電圧 V_{B0} は上昇し、ゲート負バイアスの大きさによっては変化していない。しかし、試料 B では、外部短絡によってはまったく V_{B0} の上昇は認められないが、ゲート負バイアスを印加すると、その大きさによって次第に V_{B0} は上昇し、約 5 V のバイアスで飽和している。

各種の SCR について試験した結果では、ゲート陰極間を外部で短絡しただけで V_{B0} の上昇を図 3.1 の試料 A のようなものは比較的少ないが、ゲート負バイアスによっては大部分の SCR の V_{B0} が上昇する。

図 3.2 には、接合部温度 T_j を変化させたときのゲート負バイアスの効果を示しており、 V_{B0} の温度上昇による低下を少なくしていることがわかる。

このようにゲート陰極間に負バイアスを印加すると、 V_{B0} が上昇し、かつ、その温度上昇による低下が少なくなるのは、ブレークオーバー以前、陽極から流れているわずかの順方向漏れ電流を、ゲート陰極間の内部接合を通さずに、ゲートより強制的に外部に引き出して、バイパスさせることによるものであり、ゲート短絡形 SCR とほぼ同じ原理に基づいている。

ゲート 負 バイアス の第二の効果は、ゲート 陰極間に外部より侵入する雑音によって、SCR が誤動作することを防止することである。SCR は、わずかの ゲート 入力で ターンオン させることができ制御利得の高いことが一つの特長であるが、雑音源の多い場所で使用するときには、かえってこのことが、誤動作の原因を作る。もし、雑音 レベル より高い逆 バイアス を ゲート 陰極間に印加し、かつその分だけ大きい ゲート 入力を与えるならば、完全に雑音による誤動作を防止できる。

一方、SCR の最大定格によってゲート陰極間に印加しうる最大負電圧は決められており、通常、5 V までである。しかし上記の効果はいずれも 5 V 以下の負 バイアス でほとんどの場合達せられる。

以上の ゲート 負 バイアス を印加するのに、独立した直流電圧として設けることもできるが、主回路の電圧を利用して負 バイアス を得ることもできる。図 3.3 は、単相半波回路における一例を示している。

この回路では、SCR に加わる逆電圧を利用して、結合変圧器のリセットとコンデンサ C の充電を行なうが、C の充電電圧は Z_1 のツェナ電圧以上とはならず、また、SCR の陰極ゲート間には Z_2 のツェナ電圧以上の電圧が、かからないようにしてある。

3.2 ゲートのクランプ

SCR の陽陰極間に、逆電圧が印加されている期間に、ゲートより正方向の入力が与えられると、ゲートにつながる P 層 S_2 を中心とする NPN トランジスタ作用により、陽陰極間の逆方向漏れ電流が増加する。このことは、SCR に余分な熱損失を与えることになり、あまり好ましいことではない。これを防ぐためにはクランプダイオードを用いることが行なわれている。このダイオードの効果は、SCR の陽極陰極間に逆電圧がかかっている期間に、このダイオードに電流を流し、その電流をゲート回路短絡電流(ゲート回路を SCR のゲートと陰極につながる出力端子で短絡したとき流れる電流)より大きくするようにして、ゲート入力電流をクランプすることである。

3.3 ゲート入力の波形

SCR に余分な加熱を生じさせないためには、ゲート入力は必要な最少時間幅のパルス電流が好ましい。しかし、制御の簡単化のためには、直流または陽極側の電源と同期した交流波形とした方が、よい場合もある。その場合は、当然前項のクランプ回路によって、逆電圧印加中のゲート入力を押えなければならない。また、交流波形の場合は、ゲート入力の立ち上りがゆるやかであるから、素子による点弧位相のバラツキは避けられず、したがって、多相

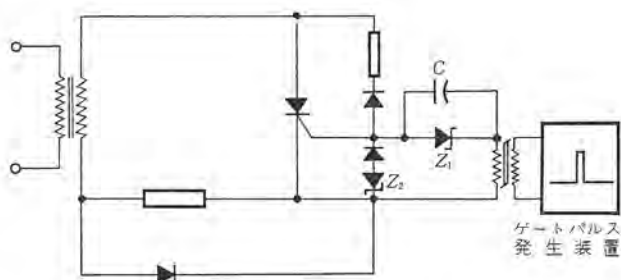


図 3.3 単相半波回路の自動 バイアス 例

Fig. 3.3 An example of auto-bias in single phase rectifying circuit.

回路、並列接続など点弧位相のバラツキが好ましくない回路には不適当である。

パルス波形のゲート入力では、その立ち上りと時間幅が問題となる。点弧位相のバラツキを少なくするためには、立ち上りは急しゅんであるほどよいが、特殊な場合を除き、高級なパルス発生回路を必要とはしない。

またその時間幅は、少なくともターンオン時間以上であればよいがゲートパルス消滅時に、陽極に最少保持電流以上の電流が流れていなければならないので、負荷が誘導性であったり、逆起電力を有している場合には、あまり短かいパルスでは確実な点弧ができないことがある。

4. ゲート回路の具体例

SCR のゲート回路は、単に SCR を開閉させるだけの用途のもの、位相を制御して SCR の出力電圧を調整するために用いられるものと大別される。前者は、機能的にも、また回路的にも簡単であり、多くの回路の例も発表されているため、ここでは取り上げないこととする。

位相制御を目的とする SCR のゲート回路も、いくつかのものが発表されているが、原理的に大別すると、つぎの3種類に分けられる。

- (a) 磁気増幅器を使用するもの。
- (b) シュミットリガを使用するもの。
- (c) ダブルベースダイオードを使用するもの。

このうちの、(c) ダブルベースダイオードを使用する回路については、GE 社の SCR マニュアル に詳細に述べられており、また、特性上も前記 (a)、(b) に比べて劣るため、ここでは、当社で開発された磁気増幅器を用いるもの 1 例およびシュミットリガを用いるもの 2 例について説明することにする。

4.1 速応性磁気増幅器を用いたゲート回路

速応性磁気増幅器は、応答速度が半サイクルできわめて速いこと、drift の小さいこと、入力信号の雑音による影響をほとんど受けないこと、特性の直線性のよいことなど多くの利点を有しており、これを用いて、卓越した特性のゲート回路を作ることができる。

図 4.1 は速応性磁気増幅器を用いたシリコン制御整流器のゲート回路である。図において、トランジスタ T_{R1} , T_{R2} および直流電源 DCS は Synchronous inverter として動作し、変圧器 TF から R_1 および D_1 または D_2 を通ってトランジスタのベース回路に流入する電流によって、交互に開閉動作をくり返し、TF の一次側に印加された交流電圧と同位相の方形波電圧を発生する。今、変圧器

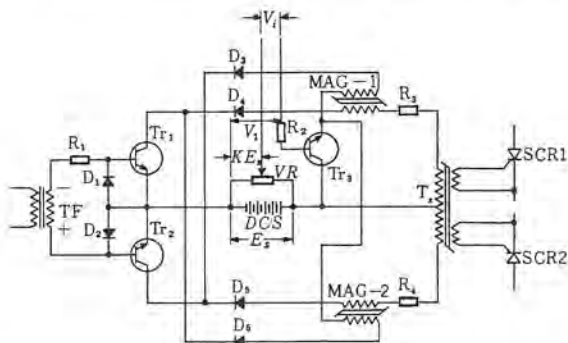


図 4.1 速応性磁気増幅器によるゲート回路

Fig. 4.1 Gate circuit by using Ramey type magnetic amplifier.

TF の電圧が図示のごとき極性であった場合には、 T_{r1} が開、 T_{r2} が閉の状態にあり、速応性磁気増幅器 MAGI のリセット巻線には、トランジスタ T_{r3} 、ダイオード D_3 および トランジスタ T_{r2} を通じて DCS の電圧が加わる。このとき、 T_{r2} は十分飽和状態で動作するため、DCS の電圧はトランジスタ T_{r3} と MAGI のリセット巻線に分割されて加わる。今、このトランジスタ T_{r3} のベース回路電圧を V_1 、MAGI のリセット巻線に加わる電圧を V_2 、 T_r のベース電流を i_b 、コレクタ電流を i_c 、増幅率を β とすれば、式 (4.1) が成り立つ。

$$V_1 - V_2 = i_c R_3 / \beta \quad (4.1)$$

ここで i_c は MAGI の励磁電流であり、十分小さな値である。また R_3 も十分小さく選ぶため、 $i_c R_3 / \beta \approx 0$ と考えられ、式 (4.2) が成り立つ。

$$V_1 \approx V_2 \quad (4.2)$$

すなわち、トランジスタ T_{r3} のベース回路には、MAGI のリセット巻線によって 100% の負帰還がかけられているため、MAGI のリセットは入力電圧にほとんど等しい値で行なわれ、トランジスタの温度変化などによる特性変化はほとんどすべて負帰還によって補償されて、磁気増幅器のリセット量の変化とはならない。 T_{r2} の導通期間は、TF が図示の極性である 180° の期間であるため、この期間に MAGI のリセットされる磁束量は、式 (4.3) で表わされる。

$$\Delta\Phi = KV_2\pi \approx KV_1\pi \quad (4.3)$$

ただし K は常数

つぎに TF の電圧が、図示と逆の極性になると、今度は T_{r2} は開 T_{r1} は閉の状態となり、DCS の電圧は T_{r3} 、 R_3 、 T_{r1} を通じて、MAGI のゲート巻線に加わるが、 R_3 の抵抗値は十分小さく T_r の励磁電流は十分大きく、かつ T_{r1} は飽和状態で動作するため、DCS の電圧 E_s は、ほとんどすべて MAGI のゲート巻線に加わり、これの磁束量を減少させ、 θ radian の後に $\Delta\Phi$ の磁束レベルを移動して MAGI-1 の鉄心は飽和し、DCS の電圧 E_s

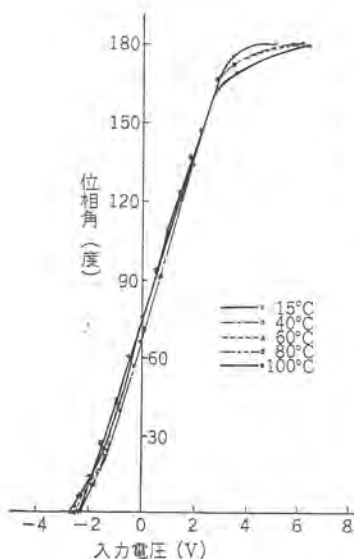


図 4.2 ゲート回路位相特性
Fig. 4.2 Phase shifting characteristics of gate circuit.

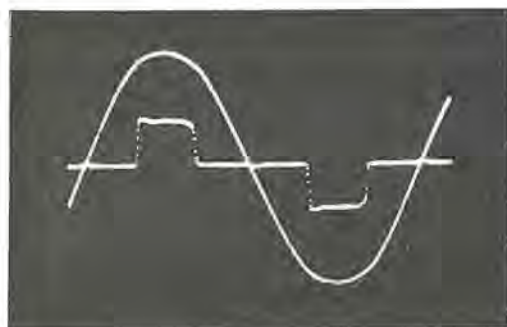


図 4.3 ゲート回路出力電圧波形
Fig. 4.3 Wave form of gate circuit output voltage.

は T_r および R_3 に加わり、 T_r の二次に急しゅんな立ち上りの電圧を誘起する。このときの位相 θ は次第で表わされる。

$$\theta = \pi V_1 / E_s \text{ の } V_1 \quad (4.4)$$

そのため V_1 を変えることによって V_1 に比例して、位相制御角 θ を変えることができる。図 4.2 は、このゲート回路の入力電圧 V_1 に対する位相制御角 θ の特性曲線であるが、この図より、広範囲にわたってきわめて直線性がよいこと、および周囲温度 15°C から 100°C の広範囲にわたって、トランジスタの drift は負帰還によってほとんど補償され、特性変化の有意差は、ほとんど認められない。

時点 θ において、 T_r に加わる電圧は、その二次側に急しゅんな立ち上り波形を有する方形波を誘起し、これが、SCR のゲートに加わり、SCR を pick up するのである。 T_r は飽和変圧器であり、一定時間の後飽和するため、飽和後はも早 T_r の二次には電圧を誘起せぬため、SCR のゲートには、一定時間幅を有する一定波高値の方形波が印加させられる。

図 4.3 はこの出力電圧波形である。

つぎにこのゲート回路において、電源電圧 E が変化した場合を考えてみよう。今、SCR を用いた整流回路の電源と、そのゲート回路の電源を同一系統からとり、直流電源 DCS は、これを整流したものとする。この場合、SCR の出力直流電圧 E_d は式 (4.5) に示すごとくなる。

$$E_d \approx K_2 E \cos \theta \quad (4.5)$$

ただし θ ；位相制御角

また、ゲート回路においては

$$E_g = K_3 E \quad (4.6)$$

ただし K_3 は定数

また図より V_1 は制御入力信号 V_i と直流電圧 E_s を分圧した KE_s より成り立っているため、

$$\theta = \pi (V_i + kK_3 E) / K_3 E \quad (4.7)$$

$$\therefore E_d \approx K_2 E \cos \{ \pi (V_i + kK_3 E) / K_3 E \} \quad (4.8)$$

今、ここで $dE_d/dE = 0$ が成り立てば、交流電源電圧が変動しても直流電圧はなんら変動しない。すなわち、セツトとして交流電源電流の影響を受けないセツトを作ることができる。

このため、式 (4.8) を微分すると式 (4.9) が得られる。

$$\frac{dE_d}{dE} = K_2 \cos \frac{\pi(V_i + kK_3 E)}{K_3 E} + K_2 \sin \frac{\pi(V_i + kK_3 E)}{K_3 E} \cdot \frac{\pi V_i}{K_3 E} \quad (4.9)$$

ここで $dE_d/dE = 0$ が成り立つためには、式 (4.10) が満足されればよい。

$$\cos \frac{\pi(V_i + kK_3 E)}{K_3 E} + \sin \frac{\pi(V_i + kK_3 E)}{K_3 E} \cdot \frac{\pi V_i}{K_3 E} = 0$$

$$\tan \{ \pi (V_i + kK_3 E) / K_3 E \} = -K_3 E / \pi V_i \quad (4.10)$$

$$\tan \theta = K_3 E / \pi V_i$$

図 4.4～4.6 は、上記の k をいろいろに変えた場合の制御電源電圧の変動に対する位相特性の変動の実測値を示すが、SCR の電源も同一の系統からとる場合には、 k を適当に選ぶことによって、任意の位相角において交流電圧が変動しても位相角がこれを補償し、直流電圧が何ら変動しないように、セツトの特性を選ぶことができる。図 4.7 は、このゲート回路の出力電圧電流特性であり、図 4.8 は、このゲート回路の外形写真である。

上記をまとめると、このゲート回路はつぎのような利点を有し、SCR のゲート回路として最適であるといえる。

(1) 立ち上りが急しゅんな一定電圧、一定幅の信号を 180° の

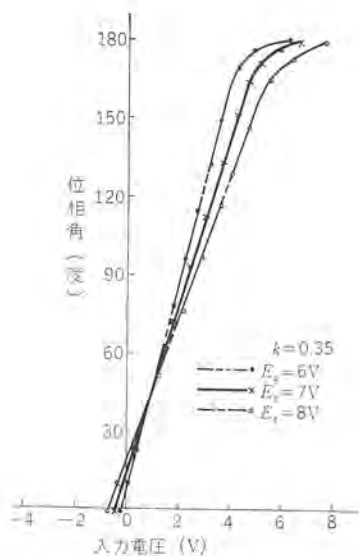


図 4.4 電圧変動による位相変化
Fig. 4.4 Phase variation due to voltage disturbance.

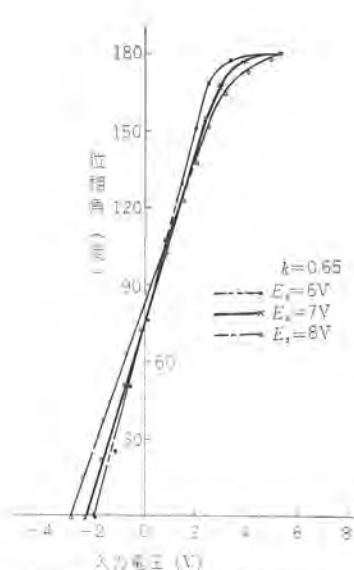


図 4.5 電圧変動による位相変化
Fig. 4.5 Phase variation due to voltage disturbance.

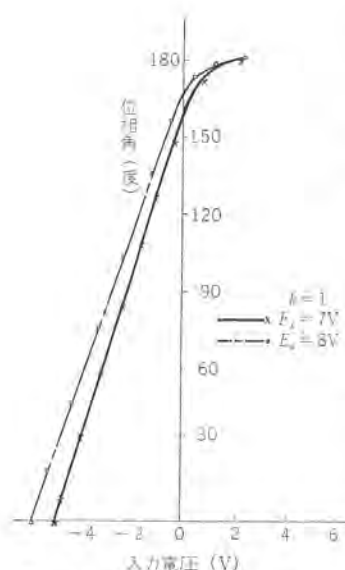


図 4.6 電圧変動による位相変化
Fig. 4.6 Phase variation due to voltage disturbance.

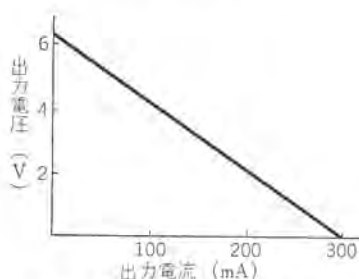


図 4.7 出力電圧—電流特性
Fig. 4.7 Output voltage-current characteristic.



図 4.8 磁気増幅器式 ゲート回路
Fig. 4.8 Gate circuit of magnetic amplifier type.

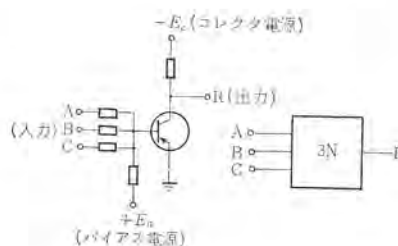


図 4.9 NOR 要素
Fig. 4.9 NOR element.

出力は on PN; パルス 成形要素で LN, 3N などを組み合わせて使用するもので、漸増、漸減する入力を on または off に成形する。(図 4.10 参照) TD-1; 時限要素で TN, 2N, 3N などを組み合わせて、普通遅延回路として使用するが、ここではきょ歯状波発生回路として使用する。すなわち 図 4.11 のように TD-1 の前に TN, 3N を接続し 3N に交流を全波整流した入力を入れれば、TD-1 の出力はきょ歯

- 広範囲にわたって位相制御できる。
- (2) 応答速度は 1/2 サイクル できわめて速い。
- (3) 入力信号を半 サイクル の間積分するため、入力信号に加わる雑音に対して、あまり影響を受けず安定に動作する。
- (4) 移相特性がきわめて直線性にとんでいる。
- (5) 温度による drift がほとんどない。
- (6) 任意の位相角において、SCR の入力側の電圧変動が直流側に現われないようにすることができる。
- (7) 入力信号は、5V, 1mA で 0 から 180° まで位相制御できる。
- (8) 出力回路は飽和変圧器の励磁電流以内では、ほとんどインピーダンスがなく、ゲート 短絡形として使用できるため、SCR V_{bm} 上昇を期待することができる。

4.2 トランジスタリレーを用いたゲート回路

トランジスタ 無接点 リレー の幾種類かを組み合わせることによって、SCR の ゲート 回路を作ることができる。トランジスタ の無接点 リレー制御方式においては、図 4.9 のような回路が基本要素 (3 入力 NOR 要素 (3N)) となり、その他基本的ないくつかの標準要素がある。これらのうち、ゲート 回路を作る上に必要な要素について下記に略述する。

3N, 2N, LN, TN; いずれも NOR 要素で、いずれかの入力端子に on 入力が入れば出力は off, すべての入力 off のとき

状波電流になる。

PA; このあとに パワートランジスタ を接続し、出力増幅器として使用する。パワートランジスタは 1 段の場合と 2 段の場合があり、15~100W の出力が出せる。

これらの要素を用いた SCR の ゲート 回路の構成およびその各部の波形は図 4.12 (a) および (b) に示すとおりになる。

すなわち、交流を全波整流した後、3N, TN および TD-1 によってきょ歯状波を発生させ、これに制御入力を重畳することによって、2N, 3N₂, PN および LN で構成されたシュミットトリガを動作させる。シュミットトリガの出力はさらに PA と 1 段または 2 段の パワートランジスタ を通じて増幅し、この出力が結合変圧器を通じて SCR を pick up する。この場合、入力電流を変化させることによって、出力パルスの立ち上がり位相が変化し、SCR を位相制御できることは、図 4.12 (b) より明瞭であろう。一方きょ歯状波回路の入力は、SCR の 端子電圧より変圧器を通じてとっている。したがって、SCR が点弧して導通すると、きょ歯状波回路の入力がゼロになり、3N₁, 3N₂ off, LN off となりパワートランジスタ は不導通になる。すなわち、SCR の 制御入力、SCR が pick up するとなくなる。したがって制御入力は、点弧するのに必要にして十分なパルス 波形となり、確実にシリコン 制御整流器を点弧させるとともに、制御極での熱損失は少なく、安全な動作が保証される。

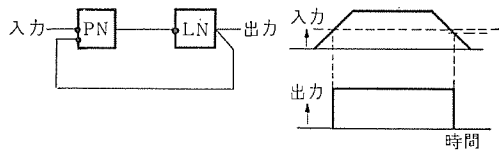


図 4.10 パルス 成形回路

Fig. 4.10 Puls forming circuit.

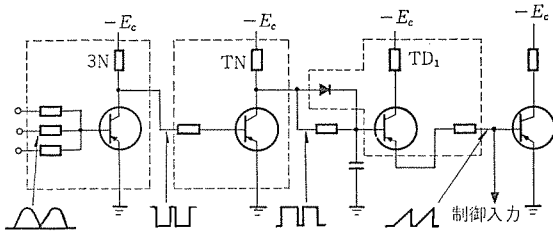


図 4.11 きょ歯状波発生回路

Fig. 4.11 Saw-tooth generating circuit.

図 4.13 に示すような、主回路構成で負荷 $R_L=50\ \Omega$ 、入力電圧 $V=50\ \text{VAC}$ とした場合の図 4.12 (a) に示す点弧回路の制御電流 I_0 と負荷電流 I_L に対する温度特性は、図 4.14 に表わされる。また、上記の回路において、入力電圧 $V=50\ \text{V}$ を $\pm 10\%$ 変化させた場合の制御電流 I_0 と負荷電流 I_L の関係は図 4.15 に示すとおりである。

4.3 シュミットトリガを用いたゲート回路

この回路は、交流電源と同期して、周期的に変化する電圧 $e_{(t)}$ と基準電圧 E_s とを比較し、双方が一致した位相 α でパルスが発生するようにしてある。 $e_{(t)}$ に制御電圧 E_c によって変化するバイアス電圧 E_b を重畳すれば、当然 E_c の大きさによってパルス立上り位相 α は変化する。

そのパルスを一たん増幅して微分し、さらにその微分パルスで双安定マルチバイラータを駆動し、角形履歴鉄心の出力トランスを通してゲートパルスを出すようにしてある。

したがって、この回路では 180° 位相の異なる二つのゲートパルスが 1 組となって発生するようになっている。

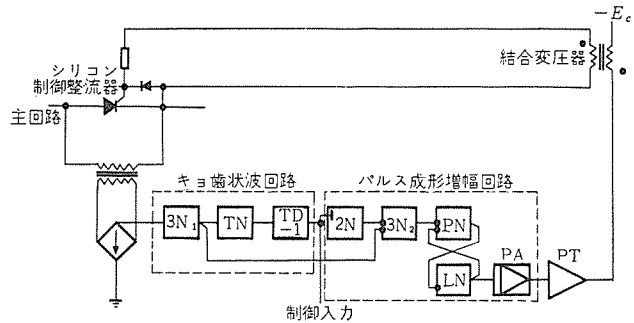
周期的に変化する電圧 $e_{(t)}$ としては、図 4.17 に示すように、正弦波をツェナダイオードによりティ形波とし、さらに時定数が電源周波の半周期に比べて大きい値をもつ CR 放電回路によって一種のきょ歯状波としたものを用いている。

この回路はつぎのような性能と特長をもっている。

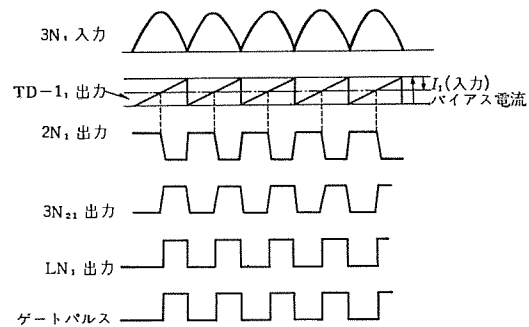
- (1) パルス立上り位相 α を $0^\circ \sim 180^\circ$ の広範囲にわたって制御できる。必要によっては 200° 以上まで移相することが可能である。
- (2) CR 放電回路の時定数が、比較的長いので、制御位相範囲内では、ほぼ直線的に放電され、したがって制御入力 E_c に対するパルス立上り位相 α の直線性はすぐれている。
- (3) 制御入力のリップルの影響を受けないように、入力と並列にコンデンサが入っている。ただし、このコンデンサが制御の応答度を悪化させることはない。
- (4) 制御入力が急に変化しても、半サイ

クル以内の時間遅れで追いつき、正常に動作する。

- (5) ツェナダイオードで CR 放電回路の放電開始初期電圧を一定にしているの、電源電圧の変動によって、パルスの立上り位相 α が変動することはない。(電源電圧 $90 \sim 110\ \text{V}$ の変動に対し、 α の変化なし)
- (6) トランジスタを使用しているが、温度変化による影響は、あま



(a) 回路図



(b) 各部の波形

図 4.12 ゲート回路

Fig. 4.12 Gate circuit.

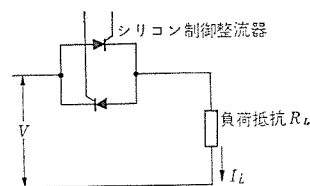


図 4.13 交流電圧制御回路

Fig. 4.13 A.C. voltage control circuit.

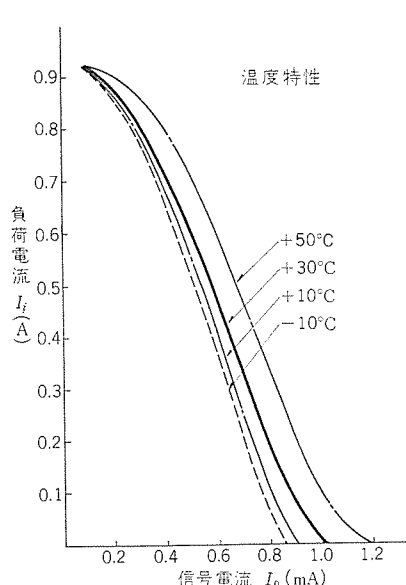


図 4.14 ゲート回路温度特性

Fig. 4.14 Temperature characteristic of gate circuit.

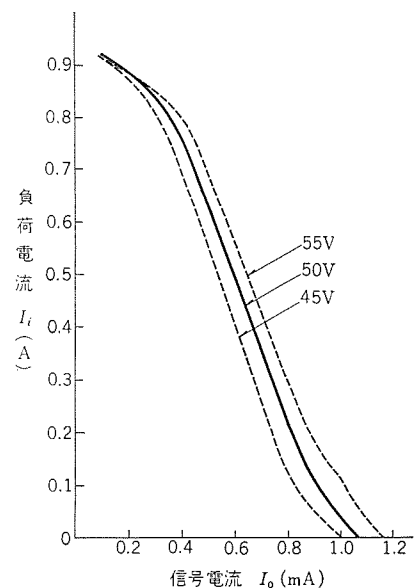


図 4.15 ゲート回路電圧特性

Fig. 4.15 Voltage characteristic of gate circuit.

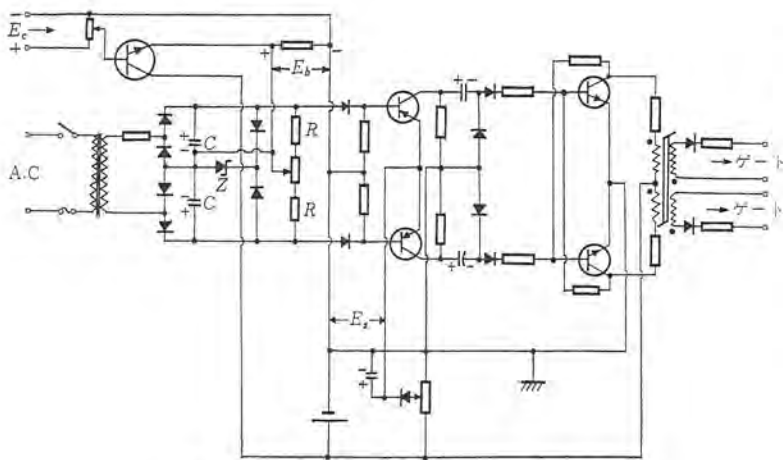


図 4.16 シュミットトリガーを用いたゲート回路
Fig. 4.16 Gate circuit using schmit trigger.

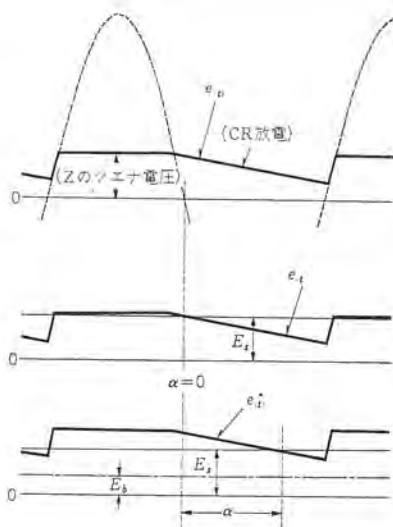


図 4.17 位相制御の原理
Fig. 4.17 Principle of phase control.

り受けない。すなわち、パルス の位相は二つの電圧を比較して双方の大きさが一致した瞬間の位相であるが、基準電圧 E_z および CR 放電回路の放電開始電圧は、いずれも ツェナダイオードにより温度の影響をあまりうけないようにしてあり、また制御入力 E_c をバイアス電圧 E_b に変える入力回路のトランジスタはエミッタフォアとしてあるので、コレクタシャ断電流の影

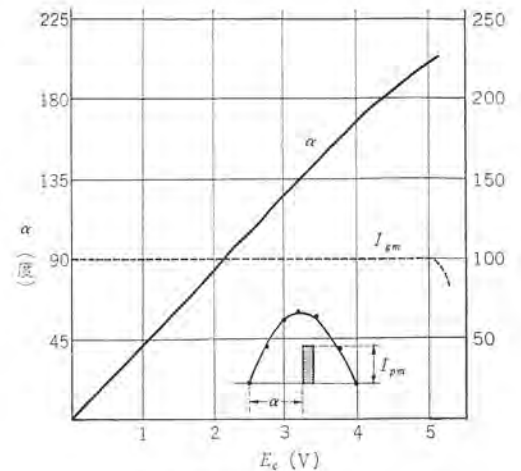


図 4.18 ゲート回路の特性
Fig. 4.18 Characteristic of gate circuit.

響を除いてある。したがって長時間使用しても温度上昇によるドリフトはほとんどない。

(7) ゲートに与えるパルス の出力の発生は、双安定のマルチバイブレータによったが、十分正帰還がかかっているので、パルス の立ち上りはすどく、したがって、SCR のゲート特性にパラツキがあっても、正確に点弧し、点弧位相のパラツキは起こらない。

(8) 出力パルス のセン頭値を決定するのは、マルチバイブレータの負荷抵抗と直流電圧のみであるから、位相によって、その値は変化しない。

図 4.18 に本回路の出力特性を示す。

5. む す び

SCR は、特性にパラツキの大きなこと、温度依存性の大きなこと、雑音を受けやすいこと、ゲート許容電力の小さいことなど、制御する上からは決して好ましいとはいえない諸種の条件があり、SCR のゲート回路は、これらの問題をすべて解決した上、制御性能の上から好ましい特性を有しなければならない。しかもまた、それだけではなくある種のゲート回路は、SCR の brake over voltage を改善させることも明確となった。これらを考慮して幾つかのゲート回路を試作したうち、3 種類のゲート回路の実例を上記に示したわけであるが、これらはいずれも実用に供され、上記のすべての条件を満足し、すぐれた制御特性を示している。

(昭 38-2-21 受付)

SCR 応用回路の基礎

岡 久 雄*

Basic Problems of SCR Application Circuits

Research Laboratory Hisao OKA

Despite of a relatively short history since the development, the SCR is promised of hopeful future in the application to various field of engineering. However, there are several technical problems common to all the cases in the designing of the SCR application so as to take its full advantage and to make the device highly reliable. This paper describes this problems beginning with general matters for consideration and touching on the selection of ratings with special emphasis on the caution not to over-run the maximum ratings in operation. Finally the design on the basic circuits is fully dealt with to pave the way to the sound development of the devices.

1. ま え が き

SCRは開発されてよりなお日が浅いが、制御素子として数多くのすぐれた性能を有しているの、今後きわめて広い分野にわたって応用されるようになるであろう。

SCRは他の制御素子と比較してつぎのような特長がある。

- (1) トランジスタやダイオードと同様に固体電子素子であるため、小形軽量で取り扱いも比較的簡単である。とくに機能的に類似しているサイラトロンと比較してヒラメントの予備加熱が不要である。また消耗部分がないので長寿命と高い信頼度が期待できる。しかし小形軽量であることは逆に熱容量の小さいことを意味し、したがって過負荷耐量は小さい。
- (2) 順電圧降下が小さく変換効率が大きい。SCRの順電圧降下は1~1.5Vでサイラトロンのそれの約1/10である。
- (3) スイッチング時間が早く、20~30 kc程度までの高周波領域で使用できる。
- (4) わずかのゲート入力で点弧することができ、しかも一旦点弧した後は陽極電流が外部条件によってゼロ（正確には最少保持電流以下）とならない限り導通状態を持続するので制御利得はパワー・トランジスタや磁気増幅器に比べはるかに高い。しかしトランジスタのように自分自身で陽極電流をシャ断する能力がない。
- (5) 信頼度については他の半導体素子と同様に動作状態や使用条件によって左右されるが、製造技術の進歩と最適使用条件の確立によって普通のシリコン整流素子なみとなる。現在シリコン整流素子の故障率は種別、容量および使用個所により異なるが、通常動作状態でおおむね1,000時間あたり0.1~0.01%である。
- (6) 素子定格として電流容量は現在100A程度までであるが近い将来200A以上のものが実用化されるであろう。また定格電圧の上限も現在の400Vより将来は1,000V以上のものが出現するであろう。したがって1個のSCRで数kWの電力を制御しうるようになるわけで、パワー・トランジスタの追いつきを許さない。

2. SCR 使用上の一般的注意事項

SCRを使用するに際しては、前節に述べた特長を十分に認識しながらつぎの点に注意しなければならない。

- (1) 一般に半導体素子ではその動作条件を規定するのに最大定格を用いているが、最大定格とは特性および寿命を保証するために制限せられる最大値である。したがって与えられた使用条件に

対しSCRの選定を行なうときはカタログに示されている最大定格の意義を十分に理解し、いかなる場合もその最大定格を越えずに安全に動作するようにしなければならない。とくに電源開閉時の過渡電圧や突流などにも十分考慮をはらわねばならない。

(2) SCRでは接合部温度が上昇し100°Cを越えると、ラークオーバー電圧が次第に低下し、140~160°Cでほとんど順方向阻止作用を喪失するので、普通のシリコン整流素子の場合より使用限界温度はかなり低いことに留意して冷却を考えること。図2.1にラークオーバー電圧の温度特性の例を示す。

使用中のSCRの接合部温度を直接測ることはできないが、接合部における電圧損失と熱抵抗より推定できる。

(3) 高周波電源で使用するときはまたはインバータに使用するとき、そのスイッチング時間とくにターンオフ時間が問題となるが、このターンオフ時間は負荷電流や温度によってはもとより負荷電流切り終り時の逆電圧（あるいは逆電流）に影響されることに注意を要する。図2.2および図2.3はそれぞれ接合部温度および逆電圧をパラメータとした負荷電流とターンオフ時間の関係を示す。とくに逆電圧がまったく印加されない場合のターンオフ時間は100μs以上になることもある。

(4) 一つの整流枝に複数のSCRを直列または並列に接続する必要がある場合は、普通の整流素子の場合と同様に電圧または電流の分担を均等化するとともに、すべてのSCRが同時に点弧するようにしなければならない。この方法に関しては後に詳述す

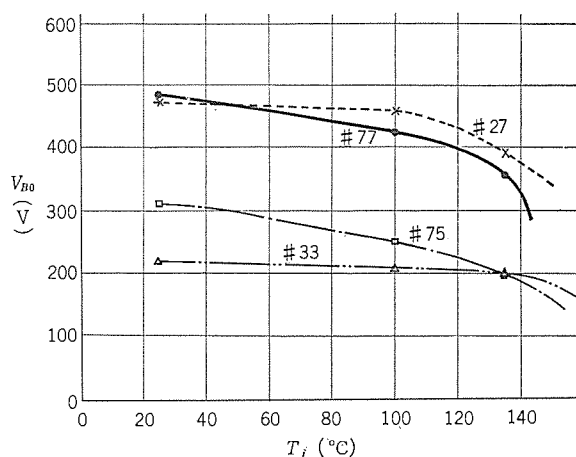


図 2.1 接合部温度と ラークオーバー 電圧
Fig. 2.1 Breakover voltage vs. junction temperature.

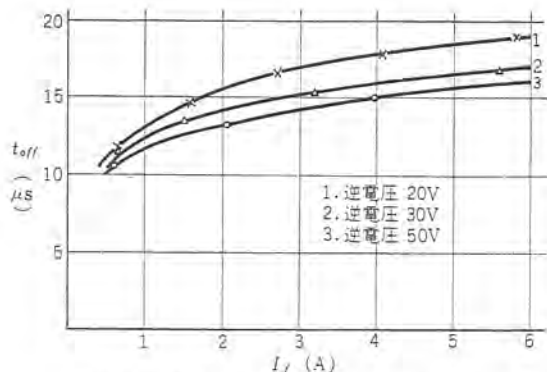


図 2.2 SCR のターンオフ時間の測定例
(逆電圧 パラメータ)
Fig. 2.2 An example of turn-off time of SCR.
(with the parameter of reverse voltage)

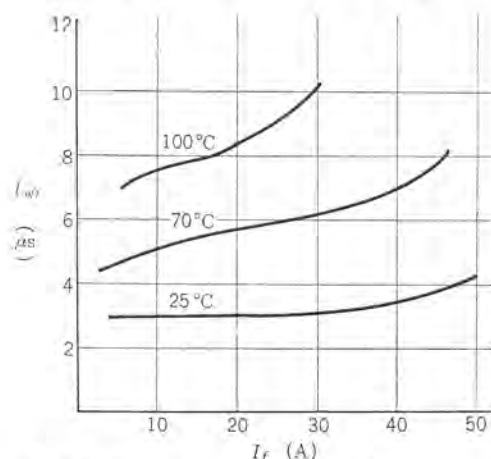


図 2.3 SCR のターンオフ時間 (温度 パラメータ)
Fig. 2.3 Turn-off time of SCR.
(with the parameter of temperature)

る。

(5) SCR を ゲート に入力を与えずに ラークオーバー させる場合、とくにその ラークオーバー 電圧が高くなると接合部の一部に局部過熱が生じ特性を劣化させることがある。この限界電圧を PFV として指定してある場合があるが、そうでない場合も ゲート 入力なしに 500~600V 以上の高電圧で ラークオーバー させないこと。

(6) 逆電圧印加中に正方向の ゲート 電流を与えると、陰極から陽極に向う逆電流が増え、接合部が余分に加熱されるから、できるだけ逆電圧印加中に ゲート 電流を流さないようにすること。

(7) SCR はわずかな ゲート 入力によってきわめて短時間に点弧しうるが、その反面、誘導雑音によって誤動作する可能性も大きい。SCR 回路では、電位または電流が急激に変化する。たとえば リレーコイルの励磁とか、コンデンサの低抵抗充放電などが雑音の原因となりやすい。雑音を防ぐには ゲート 回路に他よりの磁束を鎖交させないよう SCR を ゲート 電源間には同軸導線、密により合わせた 2 本の導線あるいは銅線が接地の シールド 線を用いるとか、SCR のごく近くでゲート 陰極間にコンデンサをつなぐとか、さらにゲート 陰極間にわずかの負 バイアス 電圧 (5V 以下) がかかるようにすればよい。

3. 定格電圧、電流の選定

SCR のカタログに表示されている セン 頭逆電圧は、ゲート 開放の状態で陽陰極間に毎 サイクル 印加してさしつかえない逆電圧の セン 頭値であり、通常正弦波電圧の セン 頭値で表わす。また過渡

セン 頭逆電圧は連続印加ではなく過渡的に印加される電圧の セン 頭値である。普通連続 セン 頭逆電圧の 2 割増しにしてある。

さらに セン 頭順阻止電圧は ゲート 開放の場合の陽陰極間に連続印加してよい順電圧の セン 頭値であり、この値はセン 頭逆電圧と等しくなっている。

これらの値はいずれも動作温度 (-30~100°C) 内で保証されている。(ただし接合部の温度)

したがって SCR を使用する装置の回路常数が定められている場合は、使用電圧に合わせ常に安全に動作しうる定格の SCR を選ぶが、回路常数が未決定の場合は使用しやすい SCR の定格に合わせ使用電圧を選ばよい。

ここで問題となるのは過渡電圧に対する扱いで、それが定常電圧の何倍となるかを予想することはかなり困難である。すなわち回路に発生する過渡電圧は分布確率的であり、しかもその分布や大きさは回路方式、使用機器により異なるからである。これらの過渡電圧は適当な サージ 電圧吸収装置によってかなり軽減される⁽¹⁾。

サージ 電圧吸収装置をどの程度強化するか、また過渡電圧の許容限界をどこまでにとどめるかは、その装置に対し信頼性と経済性といずれに重点をおくかによって決められる。

誘導性負荷を急速にシャ 断する場合を除き、通常過渡電圧の セン 頭値は定常電圧 セン 頭値のおおむね 2~3 倍までと予想してさしつかえない。

一般に半導体素子の電流定格は PN 接合部の最高到達温度によって決められる。前述のように SCR は普通の シリコン 整流素子より許容動作温度が低く 100°C までである。

使用温度限界が定められている場合、許容電流は素子内の損失と冷却条件によって決められることは普通の整流素子と同じであり、定常状態では次の式を満足しなければならない。

$$T_j < T_{j \max} \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

ここで T_j は接合部温度、 $T_{j \max}$ はその最高許容限界である。

T_j は直接測定できないが、ケース 温度 T_c または周囲温度 T_a を知ることによりつぎの関係より推定できる。

$$\left. \begin{aligned} T_j &= T_c + (R_{jc}) P \\ &= T_a + (R_{ja}) P \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

$$(R_{ja}) = (R_{jc}) + (R_{ca}) \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

ただし (R_{jc}) 、 (R_{ja}) および (R_{ca}) はそれぞれ接合部と ケース 間、接合部と周囲外気間および ケース と周囲外気間の定常熱抵抗 (°C/W) である。また P は接合部損失 (W) である。

接合部 ケース 間の熱抵抗 (R_{jc}) は普通カタログに示されている。ケース 周囲外気間の熱抵抗 (R_{ca}) は冷却フィン の形状、寸法、冷却風速などにより異なるが、あらかじめ計算または実測によりその値を求めることができる。

接合部損失 P には順電流導通期間の損失 P_1 、逆電圧印加期間の損失 P_2 、スイッチング 期間の損失 P_3 などがあるが、高周波で使用するとき以外はほとんど P_1 のみと考えるとさしつかえない。いま順方向電流、電圧をそれぞれ i_f 、 v_f とし、1 サイクル中の順電流導通期間を θ_1 から θ_2 までとすると定常的な平均損失 P_1 は

$$P_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_f \cdot v_f d\theta \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

となる。 v_f は i_f の関数として素子の特性曲線に示されているが近似的に $v_f = V_{f0} + k i_f$ とすると

$$P_1 = \frac{1}{2\pi} \left[k \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_f^2 d\theta + V_{f0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_f d\theta \right] \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

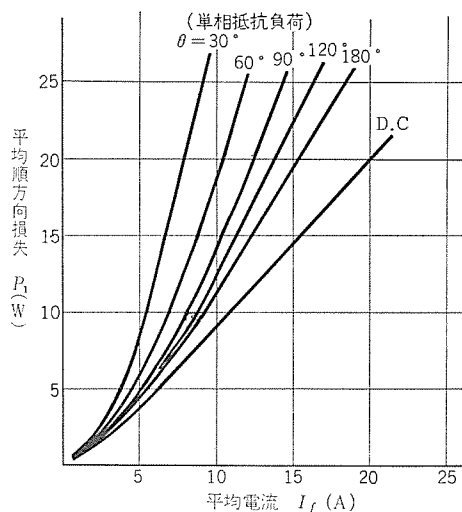


図 3.1 CR-20A 形 SCR の平均順方向損失
Fig. 3.1 Average forward power dissipation of CR-20A type SCR.

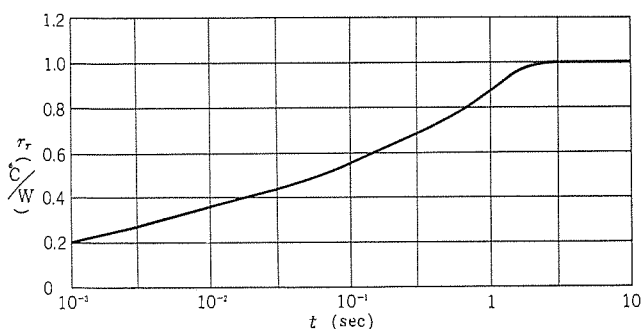


図 3.2 CR-20A 形 SCR の過渡熱抵抗
Fig. 3.2 Transient thermal resistance of CR-20A type SCR.

となり、損失 P_1 は i_f の実効値で生ずる成分と、平均値で生ずる成分とに分けられる。同一平均電流に対しその実効値は 1 周期内の導通期間 ($\theta_2 - \theta_1$) が小さいほど大きくなるから、損失 P_1 は当然導通期間 (あるいは通流角) の短いほど大となる。たとえば、三菱 CR-20A について抵抗負荷時の通流角と損失との関係は図 3.1 のようになる。

損失 P と熱抵抗 R_T がわかれば各種条件下における許容電流値がわかる。しかし以上はすべてで定常状態の場合であり、過渡的な過電流や不規則な負荷に対しては適用しない。そのような場合は定常熱抵抗の代わりに過渡熱抵抗 $r_T(t)$ を用いつぎの計算を行なわねばならない。ただし温度的定常状態を原点とする ($t \leq 0$ で $T_j = T_{j0}$)。

$$T_j(t) = T_{j0} + \int_0^t r_T(t-\tau) \frac{dP(\tau)}{d\tau} d\tau \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

ここで τ は積分常数である。 $r_T(t)$ は $t < 0$ で $P=0$, $t \geq 0$ で $P=1$ (W) の場合の接合部温度の上昇分 $T_{j0} - T_j$ を時間 t の関数として示した値で CR-20A についての代表的な値は図 3.2 に示すとおりである。

式 (3.6) の $P(\tau)$ が常に積分可能な形とは限らないので近似的には図 3.3 のように $P(\tau)$ をいくつかの区分に分れた階段状波形に近似し、次式によって時刻 t の T_j を求めることができる。

$$T_j(t) = T_{j0} + \sum_{n=1}^m r_T(t-\tau_{n-1}) \{P_n - P_{n-1}\} \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

ただし m は時刻 $t=0$ より $t=t$ までに含まれる P の段数である。

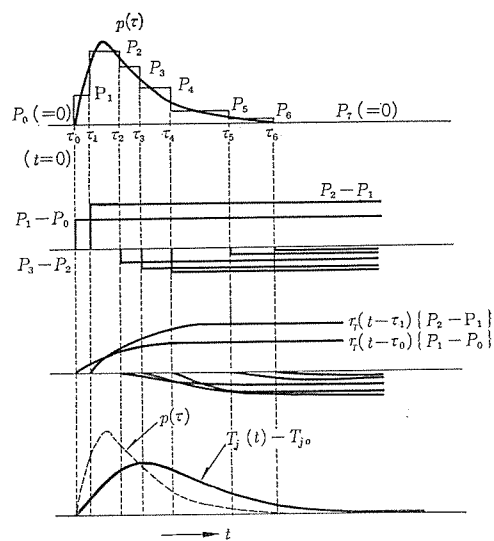


図 3.3 接合部温度の近似的な求め方
Fig. 3.3 Approximation method for junction temperature.

このようにして予想される負荷に対する接合部の最高到達温度を推定し、それが SCR 素子の許容温度以内になれば、さらに電流定格の大きい素子を使用するか、並列接続を考えなければならない。

装置の信頼度を高めるためには、接合部の推定最高温度を許容限界より幾分低目に選ぶのが賢明である。

4. ゲート回路の設計

SCR の点弧特性は温度によって、たとえば図 4.1 に示すように変化するし、また個々の素子によるバラツキもある。したがって SCR を常に確実に点弧させるためには、温度変化や個々のバラツキを考慮してカタログに示されている最高点弧ゲート電流、電圧以上の電流、電圧を SCR のゲート陰極間に与え得るゲート回路を設計しなければならない。

一方ゲートに加える電力には最高値が定められており、さらにゲート電流および電圧にもそれぞれそのセン頭に制限があることも考慮しなければならない。

SCR の点弧に要するいわゆるターンオン時間はせいぜい数 μs であるから、ゲートへの入力はいわゆる短時間のパルスでよい。しかし SCR の使用個所によっては負荷に逆起電力があったり、誘導

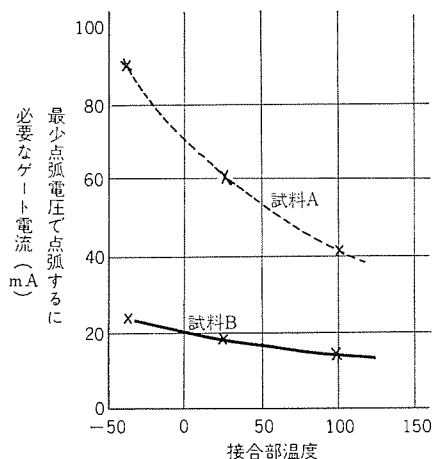


図 4.1 最少点弧電圧で点弧するためのゲート電流
Fig. 4.1 Gate current required to turn on at minimum firing voltage.

負荷のため陽極電流の立ち上がりがおそい場合があるので、ゲート信号の幅をあまりせまくできない場合もある。

SCR の制御内容によってその ゲート 回路の機能は異なり、入力を与えられるたびに必ずしも ゲートパルス を発生するもの、交流電源に同期して ゲートパルス を発生するもの、さらに後者においてその同期 パルス の位相を広範囲に移動しうるものなどがある。

したがって SCR の ゲート 回路は制御の内容や要求によって各種のものが考えられている。ゲート 回路の詳細な解説や具体例については本号の他のところに掲載してあるのでそこを参照された。(2)。

SCR ではサイオトロンのように格子負 バイアス を必要としないのが一つの特長であるが、SCR の ゲート 陰極間にわずかの負 バイアス を印加すると 2 章の (7) で述べたように雑音による誤動作を防止するとともに、ゲート 開放の場合に比べ陽極陰極間のブレークオーバー 電圧およびその温度依存性を向上させることがあるので、場合により ゲート 負 バイアス をかけた方がよいこともある。

5. ターンオフ回路の設計

SCR は一旦陽極陰極間が導通状態に入ると、その陽極電流が最少保持電流以下にならない限り、みずから陽極電流をシャ断する能力がない。

交流を電源とする回路では毎 サイクル 正の サイクル で ゲート 入力を与えられて点弧し、負の サイクル で逆電圧により ターンオフ する。したがって SCR の 負荷電流をシャ断させるのには、ゲート 入力を停止するか、ゲートパルス の位相を正の半 サイクル より遅らせればこと足る。

しかし SCR を流れる直流電流を強制的にシャ断させるためには、なんらかの回路的な手段により一旦その電流を打ち消してやる必要がある。最近では ゲート にシャ断しようとする陽極電流よりかなり小さい負の パルス 電流を与える（すなわち パルス 電流をゲート より引き出す）ことにより ターンオフ させることのできる ゲートターンオフ 形 SCR も出現しているが(3)、現在の一般の SCR にはそのような機能はない。

SCR の陽極電流を回路的にシャ断させるための ターンオフ 回路は機能的に見て二つに大別できる。一つはシャ断しようとする陽極電流以上の逆方向電流を流しうる逆電圧を SCR の陽陰極間に加える回路であり、他の一つは SCR の陽極電流を、それによる SCR の順電圧降下より低い電圧降下で移すことのできる側路を形成させる回路である。これらを原理的に示せばそれぞれ図 5.1 の (a), (b) のようになる。ただしいずれの場合も S_1 を閉じれば SCR の電流はシャ断されるが、負荷には電流が流れ続けるので、負荷電流をシャ断するためには再び S_1 を開かなければならない。 S_1 を閉じてより再び S_1 を開くまでの時間が、その SCR のターンオフ 時間より十分長ければ SCR は順方向の阻止作用を回復しているので、再び ゲート より入力を与えられない限り再点弧することはない。とくに同図 5.1 (b) の場合のように SCR に逆電圧が印加されない場合は ターンオフ 時間が長くなるので S_1 の閉接時間は十分長く取る必要がある。

図 5.1 (a) の場合、スイッチ S_1 を閉じた後の負荷電流を自然にシャ断させるには、図 5.2 (a) のようにコンデンサ C を用いることができる。ただしコンデンサの容量は同図 5.2 (b) に示すように再起電圧の上昇速度に関係するため負荷 インピーダンス によって決められる。今負荷を純抵抗としその大きさを R とすると

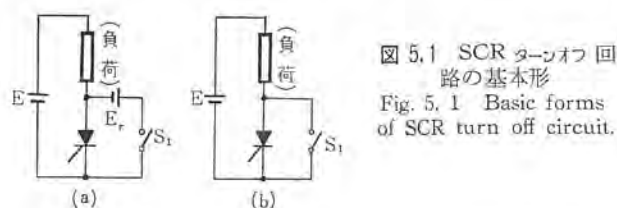


図 5.1 SCR ターンオフ回路の基本形
Fig. 5.1 Basic forms of SCR turn off circuit.

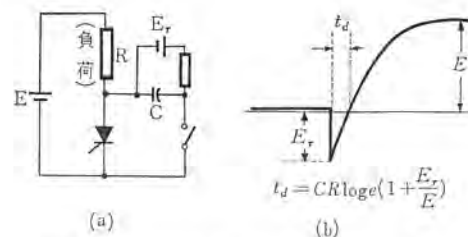


図 5.2 コンデンサを用いるターンオフ回路
Fig. 5.2 Turn-off circuit using capacitor.

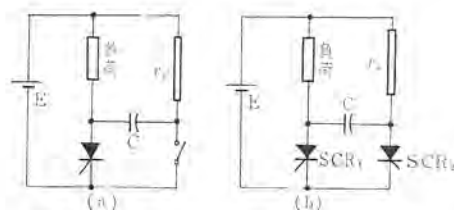


図 5.3 並列インバータ形ターンオフ回路
Fig. 5.3 Parallel inverter type turn off circuit.

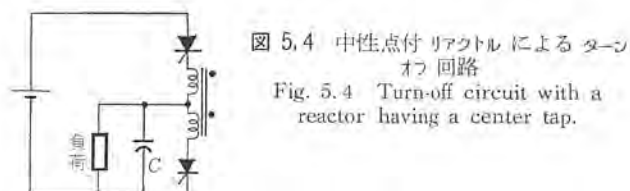


図 5.4 中性点付リアクトルによるターンオフ回路
Fig. 5.4 Turn-off circuit with a reactor having a center tap.

$$C > t_{off} \{ R \cdot \log_e (1 + E_r/E) \} \quad (5.1)$$

でなければならない。ここで t_{off} は SCR のターンオフ 時間である。もし $E = E_r$ ならば

$$C > t_{off} 0.7R \quad (5.2)$$

図 5.3 (a) は図 5.2 の E_r の代わりに電源電圧 E を利用するのであり、同図 5.3 (b) はスイッチ S_1 の代わりに他の SCR を使用する例である。この回路はまさに抵抗形並列インバータと同じ構成である。

ここで充電抵抗 r_c を十分大きくし SCR_2 に最終的に流れ続けようとする電流を SCR_2 の保持電流以下になるようにすれば、 SCR_1 がターンオフ し、さらにコンデンサ C の逆充電が完了すれば SCR_2 も自然にターンオフ し、まったくもとの状態にもどる。

並列インバータと同様に直列インバータと同じ構成のターンオフ 回路も当然できる。すなわち図 5.4 に示すように SCR_1 をターンオフ させて負荷に電流を流すが、そのとき同時に C に電源電圧 E に等しい電圧を充電しておく。 SCR_2 を点弧させれば、 L_2 にかかる電圧の誘導によって L_2 に電圧が誘起され、それが SCR_1 にとって逆電圧となるため SCR_1 はターンオフ される。

6. 直並列接続

SCR を大容量装置に使用する場合は、当然普通の シリコン 整流器の場合と同様に素子の直列または並列接続が必要となる。

しかし前述のように SCR の場合は、普通の整流素子の場合の

ように単に逆電圧や負荷電流を均等化すること以上に、直列または並列につながれたすべての素子をいっせいに点弧させなければならないという問題がある。

6.1 SCR の直列接続

順および逆電圧を均等に分担させさせるためには、直列につながれた各 SCR の陽陰極間に、順および逆方向の漏れ電流より 1 ケタ 程度大きい電流を流すような互いに相等しい並列抵抗をつなげばよい。並列抵抗 r の大きさはおおむね次式で求めてよい。

$$r = \frac{PIV}{k \cdot I_l} \quad \dots\dots\dots (6.1)$$

ここで I_l はカタログに示されている最大漏れ電流（平均値）である（一般に順、逆両方向で同じ値が示されている）。 k は常数で 30～50 を用いてよい。

この並列抵抗は商用周波の定常電圧に対してはよい分圧効果を示すが、きわめて急しゅんな過渡電圧に対してはあまりよい分圧効果を示さない。これは SCR 接合部の等価静電容量のバラツキによる。このような過渡電圧をも均等に分担させるためには先の並列抵抗の他にさらに 0.01～0.1 μf 程度のコンデンサをつなぐことが好ましい。ただしこの場合注意すべきことは、このコンデンサと電源側のリアクタンスとで振動電圧を発生し逆効果をもたらすことがあるので、このコンデンサと直列にわずかの抵抗をつなぐことが必要である。

つぎに直列につながれた SCR をいっせいに点弧させるためには各 SCR の ゲート にいっせいに ゲート 信号を与えるか、いずれか 1 個の SCR をまず点弧させ、つぎにその点弧現象を利用してつぎつぎにいわば将棋倒し的に点弧させればよい。

前者の場合は各絶縁された直列数だけの二次巻線を有し、一次側の容量は 1 個の ゲート 信号を出す場合の直列数倍の ゲート 回路を必要とする。

後者の場合は 1 個の ゲート 信号で事足り、かつ ゲート 回路の配線が比較的容易となる利点がある。その一例を図 6.1 に示す。

図 6.1 では陽極分圧器と ゲート 分圧器とを設け、ゲート回路よりの力は単に最下段の SCR にだけ加えるようにしてある。ゲート入力がない場合、陽極分圧器、ゲート分圧器がそれぞれ完全に均等に分圧されておればすべての SCR の ゲート はその SCR の陰極と同電位にある。もし最下段の SCR の ゲート に入力を与えられそれが点弧すると、その上の段の SCR の陰極電位が下がり ゲート分圧器のコンデンサ C_g の放電電流が ゲート 入力として加えられる。このように順次上段の SCR の ゲート にパルス電流を与えることにより、直列にあるすべての SCR がほとんどいっせいに点弧せられる。

この回路では点弧位相 α により C_g の放電電流が異なるので、

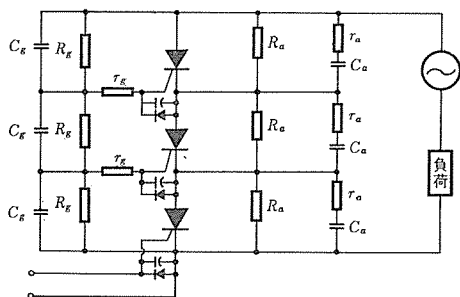


図 6.1 SCR の直列接続
Fig. 6.1 Series connection of SCR.

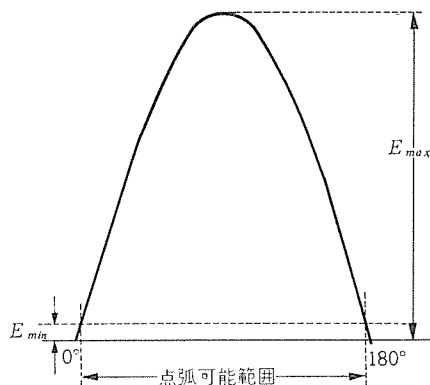


図 6.2 点弧角 α の制御可能範囲
Fig. 6.2 Controllable region of firing angle.

ゲート 分圧器 C_g , R_g および ゲート 抵抗 r_g の選定は、SCR の ゲート 特性と最大定格とより決めなければならない。

今 SCR の最大安全 ゲート 電流を I_{g1} とし、また直列につながれた n 個の SCR 全体にかかる順電圧の波高値を E_{max} とすると

$$\frac{E_{max}(V)}{n \cdot r_g(\Omega)} \leq I_g(A) \quad \dots\dots\dots (6.2)$$

でなければならない。

式(6.2)より r_g を選ぶとこの回路で点弧しうる最小順電圧 E_{min} は、SCR の最大必要 ゲート 電流を I_{g2} として

$$E_{min} = E_{max} \frac{I_{g2}}{I_{g1}} \quad \dots\dots\dots (6.3)$$

となる。一般に I_{g2} は I_{g1} に比べはるかに小さいから、正弦波電圧の場合の点弧角 α は図 6.2 のようにほとんど半 サイクル 全体にわたって制御できる。

r_g が決まれば C_g は SCR の ターンオン 時間 t_{on} の大きさによりつぎのように決められる。

$$C_g(f) \geq \frac{t_{on}(sec)}{r_g(\Omega)} \quad \dots\dots\dots (6.4)$$

R_g の選定は、それが C_g の インピーダンスより十分小さくなるようにすればよいが、商用周波電源の場合は実験結果より

$$R_g(\Omega) < \frac{10^{-3}}{C_g(f)} \quad \dots\dots\dots (6.5)$$

で R_g を選べば動作は安定である。

直列にある n 個の R_g および C_g の値を厳密に一致させることは不可能であり、数 % の バラツキ があるのが普通である。このバラツキがあると、直列にある SCR のうち順電圧がかかったとき、ゲート 入力を与えられないのに ゲート 電位が陰極電位より高くなり誤動作するおそれがある。これを避けるためには最下段の R_g を他より故意に 20% 程度小さくすればよい。この方式による点弧は直列 SCR が数個まで可能であり、全体の点弧時間はわずか 1～5 μs 以内である。

6.2 SCR の並列接続

整流素子の場合は負荷電流の分担を均等にするため、並列につなが各素子は互いに順特性のそろったものとしそのままつなぐが、順電圧の バラツキ を強制的に補正するための差動リアクトルを用いる⁽⁴⁾。

いずれの場合も、完全に平衡させることは不可能であり、SCR の定格電流は多少下げて使用する必要がある。

SCR の場合はさらにいっせいに点弧させる必要がある。

図 6.3 にその一方法を示すが、ここでは ゲート 回路よりの入力を抵抗分割によって各 SCR の ゲート に均等に ゲート 電流が流れ

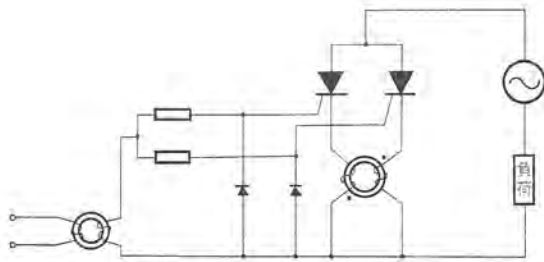


図 6.3 SCR の並列接続
Fig. 6.3 Parallel connection of SCR.

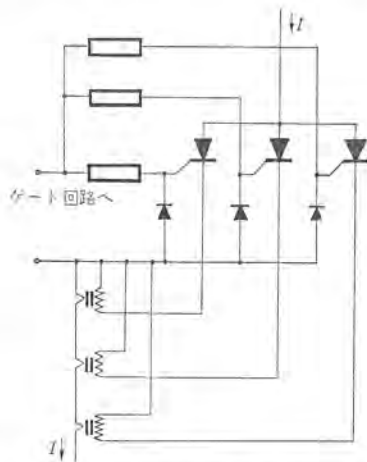


図 6.4 2 個以上の SCR の並列接続
Fig. 6.4 Parallel connection of more than two SCRs.

るようにし、さらに陰極側に差動リアクトルを設け、いずれか一方の SCR が点弧すれば、差動リアクトルの巻線に誘起される電圧により、残りの SCR の陽極電圧を高めるとともにそのゲートにより大きな入力を与え、ほとんど時間の遅れなく強制的に点弧させるようにしてある。

SCR が双方とも点弧した後差動リアクトルは、普通の整流素子の場合と同様に負荷電流の平衡作用を行なう。

単に並列にある SCR の同時点弧をのみ目的とするならば、差動リアクトルはきわめて小さくてよい。たとえば、いま点弧直前に SCR の陽陰極間にかかる最大電圧を $E_{\max}$ (V)、SCR のターンオン時間を t_{on} (sec) とすると差動リアクトルの有効断面積 A_c (m²)、コイル巻数 N はつぎの式より求められる。

$$N \cdot A_c \cdot \Delta B = E_{\max} \cdot t_{on} \quad (6.6)$$

ただし ΔB (Wb/m²) は毎サイクルの鉄心磁束の有効変化量である。またもし点弧後の電流平衡をも行なわせるとすれば式 (6.6) の左辺に $\Delta V \cdot T_c / 2$ を加えねばならない。 ΔV は順電圧降下の最大差 (V)、 T_c は電流の通流期間 (sec) である。

2 個以上並列にする場合は、互いに隣合う 2 個の SCR 電流を図 6.3 に示したような差動リアクトルで平衡させるか、図 6.4 のように、並列数 N に等しい巻数比の差動リアクトルを用いればよい。

7. む す び

最近、価格の低下、信頼度の向上、さらに単位容量の増大によって、SCR の応用もいよいよ本格化してきた。

SCR はほとんどあらゆる制御分野に応用できると言っても過言でないが、機能的に見てつぎの二つに大別できる。

- (1) 交流を電源とした場合の SCR の点弧位相の制御による出力電圧、電流の制御。
- (2) 直流を電源とした場合の SCR のスイッチング作用を利用する電圧、電流の切換または開閉。

(1) では出力を可変とすること、定量制御を行なうこと、さらに開閉作用をもあわせ行なうことができるので、その応用範囲は広く、動力、温度、光などの制御電源として実施例も多い。

(2) の代表的なものは、直流静止スイッチとインバータであろう。とくに SCR インバータは従来の格子付放電管によるインバータでは実施困難であった新しい分野を開拓しつつある。無停電装置、無整流子電動機などもその一例である。

本稿ではこれら広範囲な SCR の応用にあって比較的共通な基礎的事項について述べたが、なんらかの参考になれば幸いである。具体的な実施例についてはこの特筆号の他の報告を参照されたい。

(昭 38-2-21 受付)

参 考 文 献

- (1) 岡：『三菱電機』33, 1164 (昭 34 年)
- (2) 岡、細野：『三菱電機技報』37, 本特筆号 (昭 38 年)
- (3) J. M. Goldey, I. M. Mackintosh and I. M. Ross: Solid-State Electronics, 3, 119 (1961)
- (4) 岡：『三菱電機』33, 96 (昭 34 年)

SCR の交流電動機制御への応用

吉田 太郎*

Application of Silicon Controlled Rectifiers to Induction Motors

Nagoya Works Tarō YOSHIDA

In the reactor control of induction motors, the SCR is employed for amplifiers of the automatic control system in place of magnetic ones, improving the control characteristics a great deal and making it more practical. When applied to the control of the rope way or to the remote position control of the ingot buggy in the steel industry, the device is well commented by users. Mitsubishi has developed a SCR control system for induction motors through a direct connecting of SCR to the more circuit, it has been proved that this system has much quicker response and smaller speed variation than the connectional reactor control, resulting in for better control characteristics. Moreover, connected in series or parallel to secondary resistors of induction motors, the SCR serves to provide more effective operation characteristics depending on applications as a secondary circuit control system.

1. ま え が き

誘導電動機は構造が簡単で堅ろうであることと、安価であることから広く実用されている。しかし同期速度付近の一定速度で運転する特性を本質的にもっているため、任意の速度で運転する必要がある場合は、以前は直流電動機を使用する場合が多かった。

ところがこれに対して、可飽和リアクトル、磁気増幅器の開発と自動制御技術の発達によって、誘導電動機を使用しても、直流電動機に匹敵するような任意の速度制御ができるようになり、各種の用途に実用されるようになった。とはいってもその応答速度が十分でないとか、調整がめんどうであるとか、問題点がないわけではなかった。

一方トランジスタ制御の発達と、SCR の出現によって、これらの欠陥を補い、リアクトル制御をより一層実用的なものに発展させることができた。すなわち、トランジスタならびに SCR を自動制御系に応用したリアクトル制御は特性、調整の面で非常に改善され、より実用的なものとなり従来よりさらに広い分野にも応用されるようになった。

もう一步進んだ段階として主回路の可飽和リアクトルの代わりに SCR を使用する方式についても試作し、所期の目的を達し、応答速度などを問題とする用途に対してはとくに効果のあることが確認された。そして、この方式のものもいよいよ実用できる段階に入ろうとしている。ここではこれらのものについて、その概要を紹介しよう。

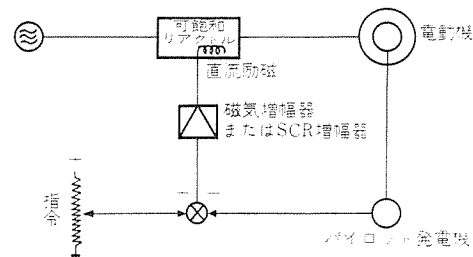
2. SCR 増幅式リアクトル制御

2.1 磁気増幅器式と SCR 式との比較

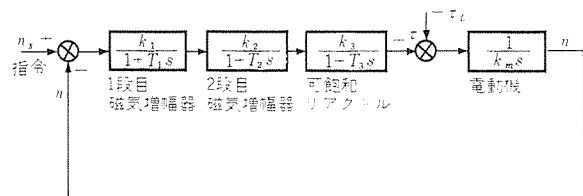
従来、リアクトル制御は可飽和リアクトルを主回路にそうし、電動機電圧を制御する一方、その制御入力に 1 段または 2 段増幅の磁気増幅器を使用していた。この場合定常状態の速度制御特性は普通の用途に対しては十分であったが、応答速度あるいは過渡状態の特性には問題がないわけではなかった。すなわち応答速度が遅いとか、オーバーシュートがあるとか、出力が振動的に変化するとか、そのため自動制御系の調整がめんどうであるというような問題が

あった。

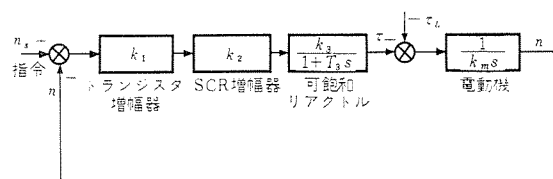
これらの不具合な問題は、磁気増幅器の時間遅れに基づく自動制御ループの高次の遅れ、あるいは磁気増幅器の制御特性の不安定性（制御入力にリップルが入るとか 2 段増幅の場合の相互干渉などによる特性曲線の偏移現象）に基づく非線形要素によるものであると考えられる。リアクトル制御においては自動制御することによって始めて一定速度で運転することができるもので、この自動制御系のうち制御系を不安定にする要素があることは、想像以上に調整をむずかしくするもので、また結果として、十分良好な制御特性を得ることが困難となるのである。これに対して、SCR は磁気増幅器のもっているこれらの欠陥を、本質的にもっていな



(a) リアクトル制御の原理図

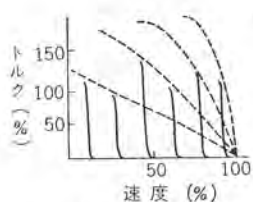
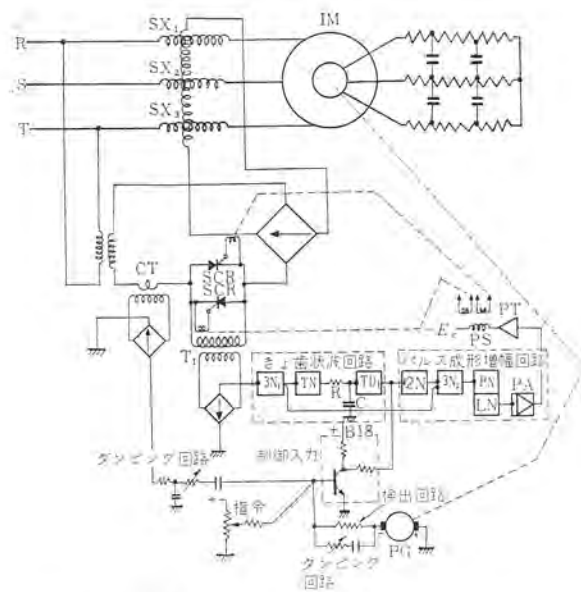


(b) 磁気増幅器式リアクトル制御のブロック線図



(c) SCR 式リアクトル制御のブロック線図

図 2.1 リアクトル制御のブロック線図
Fig. 2.1 Block diagram of reactor control.



(a) 回路図

図 2.2 SCR 点弧制御回路と SCR 式リアクトル制御

Fig. 2.2 Igniting circuit of SCR and reactor control with SCR.

(b) 速度—トルク特性

いので、SCR の応用はリアクトル制御にとって、この上ない福音であった。図 2.1 (a) はリアクトル制御の原理図で、誘導電動機の一次側（二次側に入れる場合もある）に可飽和リアクトルをそう入し、その直流励磁電流を磁気増幅器あるいは SCR によって、増減して電動機トルクを制御する。一方電動機にはパイロット発電機 PG を設け、速度を検出し、これを負帰還することによって、一定速度に運転するよう自動制御する。

図 2.1 (b) は増幅器に磁気増幅器を 2 段用いた場合の自動制御系のブロック線図で、四次の遅れをもっている。したがって自動制御系は本質的に不安定となり、安定化するためには、ダンピング回路を必要とし、しかもそのゲイン、時定数ともかなりの値が必要で、そのため過渡的な応答が遅くなる。

これに対し図 2.1 (c) は増幅器にトランジスタ、SCR を使用した場合のブロック線図で、遅れは可飽和リアクトルと電動機のみとなり、全体として二次遅れとなる。したがってこれは基本的には安定な制御系で、より安定な制御特性をもつよう、すなわち非振動的な過渡特性になるよう、ダンピング回路を付加している。この場合、安定回路のゲイン、時定数は前者程の値を必要としないので、応答時間はそれほど、ぎせいにならなくてすむ。またこのことは自動制御系のループゲインを大きくとることもできるので、定常状態における負荷変化に対する速度変動率を減少させることもできる。

また磁気増幅器の場合は鉄心による特性のバラツキがあり、ときには跳躍するもの、増幅特性の線形でないもの、ドリフトしやすいものなど、製作するたびに違ったものが出てくる。そのため自動制御系の調整は一義的に行なうことができず、多分に経験と感度を必要とするものである。

これに対して SCR の場合はそれ自身の増幅率あるいは、動作必要入力の大きさなどにバラツキはあるが、自動制御系の伝達特

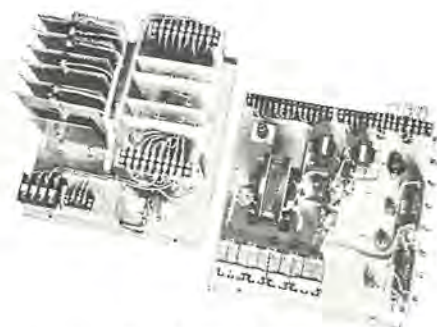


図 2.3 SCR 制御盤

Fig. 2.3 SCR control panel unit.

性としては常に一定であるため、自動制御系の調整は非常に容易になった。これらのことは実用上大きな利益である。

2.2 SCR 点弧制御回路と SCR 式リアクトル制御の特性

SCR の点弧制御回路は種々の方法があるが、これについては別の項で紹介されているので、ここでは現在リアクトル制御に実用しているものについて簡単に説明しよう。

この方式のものはトランジスタ無接点リレー（トランジスタイパック）の標準エレメントを組合せたもので、もし一部が故障した場合などの故障個所の発見ならびに取り換えなどが容易で、とくに始めての実用に対しては安心して使用してもらうことができる。

図 2.2 は SCR の点弧制御回路ならびにリアクトル制御回路を示す。指令入力とパイロット発電機 PG からの検出出力の差をトランジスタの前段増幅器 B18 に入れ、その出力をきょ歯状波と組合せて、トランジスタ NOR 2N に入れ、その後増幅、整形してパワートランジスタ PT を作動させ、パルストランスを経て SCR を点弧させる。きょ歯状波は逆並列に接続した SCR の両端から変圧器 T1 を通じて、その起動信号をもらう。すなわち、SCR の両端に電圧が印加されるとトランジスタ NOR 3N1 が導通し、次のトランジスタ NOR TN が不導通となり、R を通じて C に充電が始まり、その C の出力がエミッタフォロア のトランジスタ TD-1 を通じて増幅されて、きょ歯状波電流をトランジスタ NOR 2N に供給する。そしてここで前段増幅器 B18 からの制御入力と組合わされる。SCR が導通すると、変圧器 T1 からの入力はいりなくなり、きょ歯状波は 0、パワートランジスタは不導通となり SCR へのゲート入力はなくなる。すなわち、SCR のゲート入力はパルス状になるので十分大きな値にすることができ確実に SCR を点弧させることができる。SCR の出力により可飽和リアクトルを励磁し、その結果可変電圧が電動機に供給され、速度制御が行なわれる。

前段増幅器 B18 への制御入力と出力との関係は、制御入力の 0.1 mA 位の変化によって SCR の点弧位相が 180 度推移するように調整しているが、この場合パイロット発電機からの検出出力を 100 % 速度において、3~5 mA ぐらいにすれば、自動制御系のループゲインは 30~50 となり、負荷 0~100 % の変化に対する速度変動率が 2~3.3 % という結果になる。また速度制御範囲は同期速度に対し 0~90 % ぐらいまで連続的に制御することができる。

ダンピング回路を設けることにより、振動項のない安定した過渡特性が得られ、応答時間も 1~3 sec ぐらいで普通の用途に対して、十分実用的な特性といえる。

2.3 応用例

可飽和リアクトルの接続方式は大別して 3 種類（三相非可逆式、可逆式、移相式）あり、用途に応じて適した方式のものを選んで

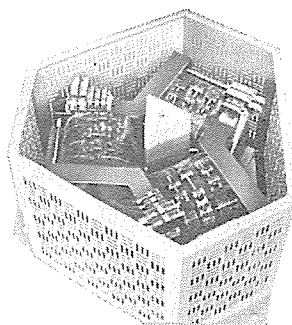


図 2.4 三相可飽和リアクトル
Fig. 2.4 Three phase saturable reactor.

いる。

(a) 三相非可逆式

これは最も一般的なもので、電動機の一次側、あるいは二次側に三相の可飽和リアクトルを接続する。可飽和リアクトルは容量の大きいもの（数十 kVA 以上）では単相のものを 3 台使用するが、数 kVA 程度のものは三相可飽和リアクトルを使用している。

工作機械を始め、ゴム工業、製紙など一般工業用に広く実用されており、電動機容量では数 kW～数百 kW のものが製作されている。

この方式のものは近い将来、後述の主回路 SCR 制御のものに置き換えられることになるであろうが、現状ではまだ経済的観点から、この方式のものが採用されている。

二次抵抗は速度に応じて電磁接触器で短絡し、抵抗値を増減する場合と、二次リアクトルを使用する場合とがあり、用途に応じて使い分けられる。

(b) 可逆式

負荷が正から負まで広範囲に変化する場合、あるいは急減速を必要とする場合には駆動トルクから制動トルクまで連続的に変化する必要がある。これらの場合は図 2.5 に示すように可飽和リアクトルを 4 台あるいは 5 台を可逆的に接続し、おのおのの組の可飽和リアクトルをそれぞれの SCR 増幅器で制御するようにしている。

用途としては、ロープウェイ、水平引込みクレーンなど、負荷が正負に変化するものに应用され、ロープウェイにおいては SCR 式に切換えてから 1 年半ぐらいの間に下田を始め、別府、岩国、小豆島、城崎など 5 箇所へ納入した。（電動機容量は 55 kW～350 kW）

また製鉄用のインゴットバーの遠隔自動運転装置に、自動位置決め制御として、75 kW×2 の電動機のポジション制御を行なったが、自動制御系をトランジスタ、SCR 制御にしたことによって、応答の速い、安定な制御特性が得られ、その結果総合特性が期待以上のすぐれたものになり、直流のワードレオード制御に匹敵するものであることが実証された。

インゴットバーの重量 85 t、全速 180 m/min、停止精度 500 mm の仕様に対し、試験結果では 50 m へだたった場合、30 秒以内に誤差 100 mm 以下の精度で定位位置停止ができた。

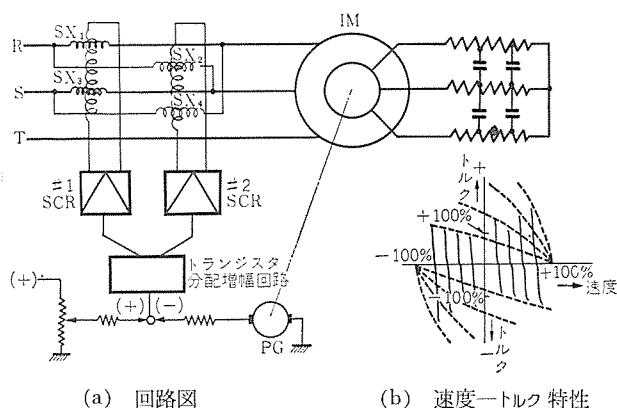


図 2.5 可逆式リアクトル制御
Fig. 2.5 Reversible reactor control.

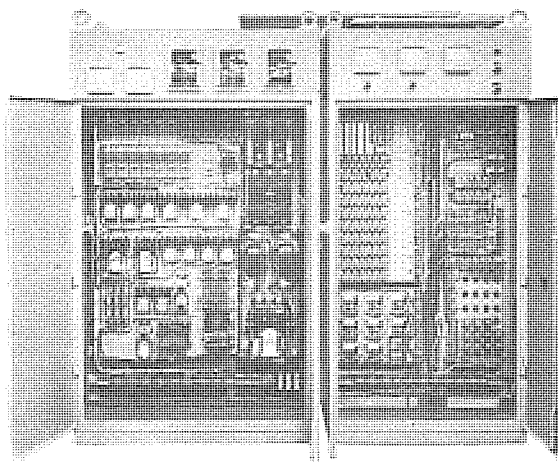


図 2.6 ロープウェイ用リアクトル制御盤
Fig. 2.6 Reactor control panel with SCR for rope way.

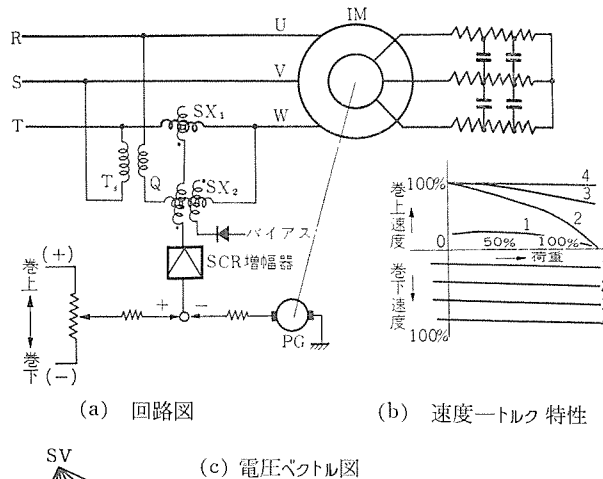


図 2.7 移相式リアクトル制御
Fig. 2.7 Phase shifting reactor control.

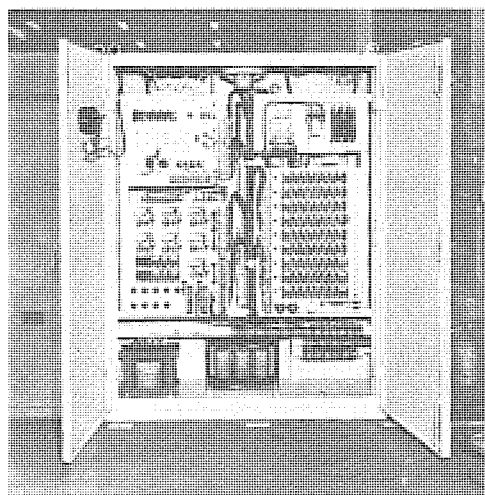


図 2.8 クレーン用リアクトル制御盤
Fig. 2.8 Reactor control panel with SCR for crane.

(c) 移相式

2 台の可飽和リアクトル SX_1 , SX_2 と 1 台の移相変圧器 T を使用して、不平衡電圧を印加することにより、電動機トルクを $-20 \sim +100\%$ ぐらいまで変化させて速度制御するもので、クレーンの巻上電動機のように負荷がほとんど 1 方向（巻下げ方向）のみで、所要動作として主として低速運転を必要とする用途に適している。クレーンの巻上げ電動機の場合、とくに要望されることは

わずかの量だけ巻上げ、巻下げを行なうことができることで、そのためには自動制御系の応答速度の速いことが望まれる。従来磁気増幅器式のものではこの点よく問題になったが、SCR 式に改良してからは非常に改善され、また手動によるトルク調整器とか、トランジスタ式微速検出リレーなどの併用とあいまって、非常に実用的な制御装置に生まれ変わることができた。

SCR 式になってから 20~75 kW まで約 30 台納入し、精密位置合わせを必要とする組立工場などにも好評をもって実用されている。

3. 誘導電動機の主回路 SCR 制御

SCR は順方向に電圧が印加されているとき、ゲート極に入力がいはいと導通し、ゲート入力なくなっても導通状態を保つ。その後電流がゼロ点を通過すると不導通となり、次にゲート入力が入るまで不導通の状態を保つ。これが SCR の基本動作であるから、半サイクルごとゼロ点を通過する交流回路の制御には最も適したものである。数百 V、20 A 程度の SCR はすでにかなり実用されており、数百 V、100 A の SCR も製作できるようになってきた。現段階では、数 kVA~数十 kVA の交流主回路の制御は、いよいよ実用できる状態になりつつあるといえよう。したがって誘導電動機的主回路に SCR をそう入し、直接主回路電流を制御して速度制御する方式も実用できるわけで、大容量のもの、あるいは可逆式のものなどにおいては、現在ではまだ値段的ならびに技術的安全性などの面から、可飽和リアクトルに比べて実用的ではないが、比較的小容量のもの（数 kW~10 kW 程度）で応答速度の速いことがとくに有効な用途に対しては、より実用的なものとして応用することができるようになってきた。動作原理は可飽和リアクトルによる自動制御の場合と同じであるが、応答速度がはるかに速く、それにとまって自動制御特性がさらに安定になり、ま

たその結果速度変動率もより少なくすることができるようになった。その概要を紹介しよう。

3.1 三相回路の SCR 制御

三相回路における SCR の接続方式は図 3.1 に示すように 3 種類の回路が考えられる。

(a) は SCR を逆並列にしたもので、最も基本的な接続方式である。SCR に直列に接続したシリコン整流器は SCR の逆耐圧保護用のもので、このようにすれば SCR の逆耐圧 P_{rr} は低くてもよく、順方向阻止電圧 V_{bo} のみ常時起りうる過電圧に耐えるものを使用することができ、経済的である。

(b) はダイオードブリッジの直流側に SCR を接続する方式で (a) に比べるとダイオードは 2 倍必要であるが、SCR は半分でよい。現状のように SCR がダイオードに比べて、かなり高い間は (b) の方が経済的である。しかし将来は恐らく (a) の方が経済的になるであろう。(a) (b) の場合の制御は各相の SCR を順次点弧させるが、常に 2 組の SCR を同時に点弧させる必要がある。このことは電流には出口と入口が必要だということを意味するが、このことを発展させると三相回路においては各相からの電流の入口のみを制御して、出口は自由にしてやってもよいことになる。

(c) 図はこのような考え方により考え出された接続方式で、(a) (b) のものに比べてはるかに経済的である。すなわち (a) のものに比べて SCR、ダイオードとも半分でよいし、点弧回路も各相を順次 1 組ずつ点弧させればよく単純である。電流波形は図に示すように異なっているが、誘導電動機の非可逆制御を目的とする場合にはこのことはとくに問題にならない。(c) 図の場合の点弧制御

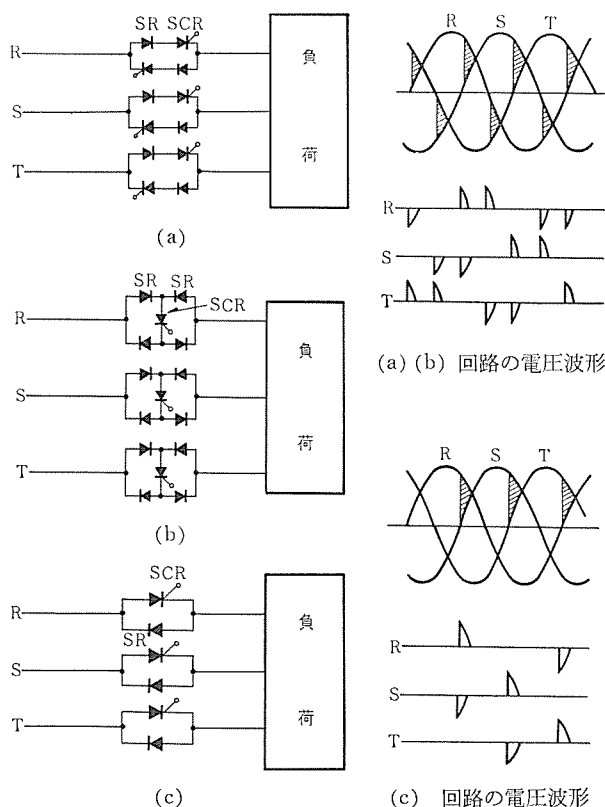
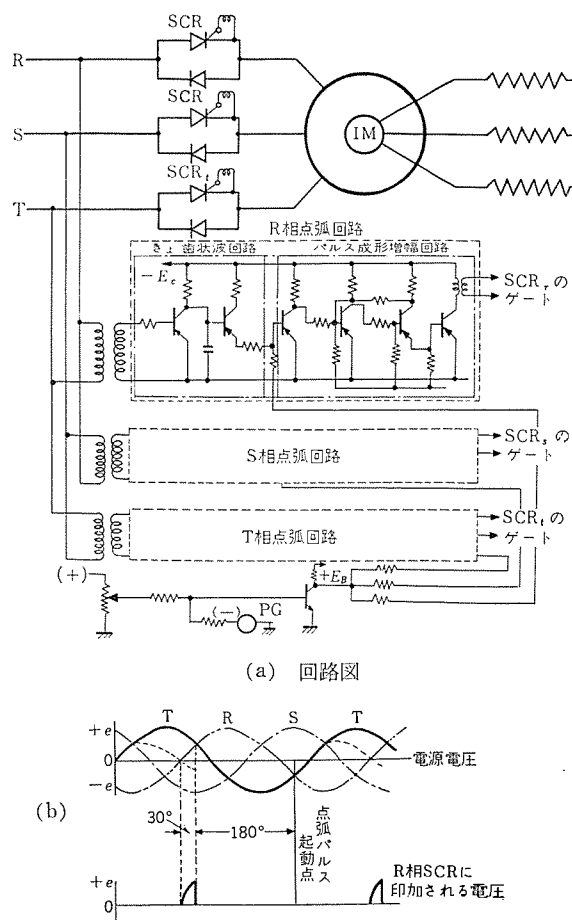


図 3.1 三相 SCR 制御回路と電圧波形
Fig. 3.1 SCR control circuit for three phase load.



180 度進んだ位相で点弧パルスが入った場合
図 3.2 主回路 SCR 制御と点弧回路
Fig. 3.2 SCR control of main circuit and its igniting circuit.

回路は前述の点弧回路を発展させればできる。たとえば図 3.2 に示すように R-T 相間の電圧によりきょ歯状を起動させ、制御入力と組合せて点弧パルスを出すようにすれば、点弧パルスは位相角で $0 \sim 108^\circ$ 推移して出力が制御できる。しかし、この場合は図に示すように 180 度位相角を進めてもなお 30 度ぐらい不導通の状態が残る結果となる。

図 3.3 はこの点を改良した点弧回路で、負荷に並列に星状抵抗負荷を接続し、その中性点と SCR の電源側との間の電圧 R-O を検出し、この電圧が $+$ になってからきょ歯状波を起動させるようにすれば、抵抗負荷の場合は $0 \sim 210$ 度まで点弧位相角が推移し、SCR の出力は $0 \sim 100\%$ まで制御される。また、このようにすればからなず SCR に順方向電圧が印加されているときのみ点弧パルスが出ることになり、負荷力率が変化した場合でも確実に点弧でき、安定した制御ができる。

3.2 誘導電動機の SCR 制御の特性

SCR の負荷として誘導電動機を接続し、これにパイロット発電機 PG を設け速度を検出し、指令入力と比較してトランジスタへ入れる。そこで増幅し、その出力を各相のきょ歯状波と組合せてそれぞれの点弧制御回路へ入れ、各相の SCR の点弧位相を制御し、電動機端子に印加される電圧を増減する。そして電動機速度は指令入力の速度に常に等しくなるよう自動制御される。

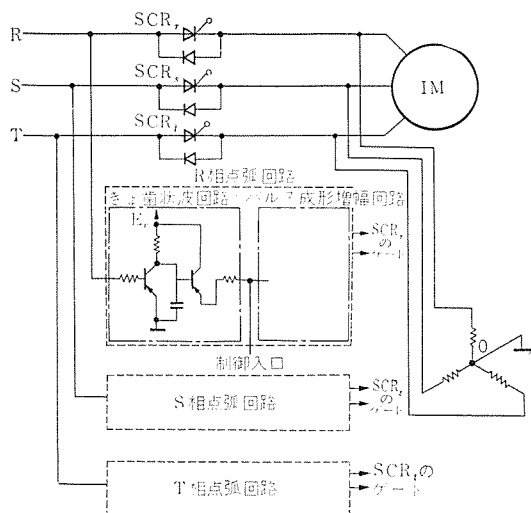


図 3.3 主回路 SCR 制御の改良した点弧回路
Fig. 3.3 Improved ignition circuit by SCR control of main circuit.

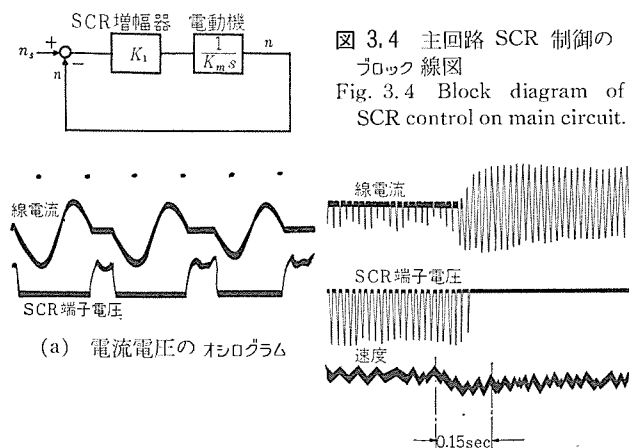


図 3.5 主回路 SCR 制御のオシログラム
Fig. 3.5 Oscillogram of SCR control.

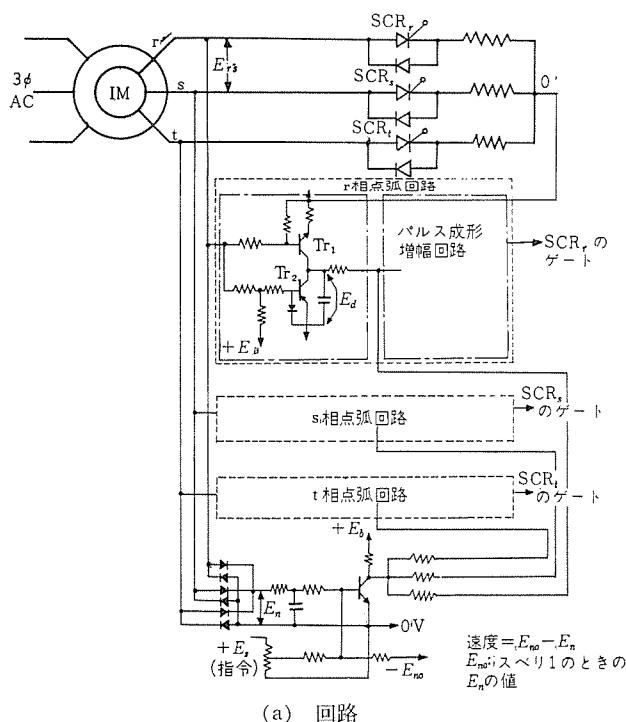
図 3.4 主回路 SCR 制御のブロック線図
Fig. 3.4 Block diagram of SCR control on main circuit.

(b) 過渡特性のオシログラム

この場合の自動制御等のブロック線図は図 3.4 のようで、時間遅れはほとんど電動機の慣性だけで一次遅れである。したがって本質的に安定で、安定回路は補助的に寄生振動を取除く程度である。また安定度が高いため、自動制御系のゲインは十分高くとれるので、負荷変化に対する速度は非常に少なくすることができる。試験結果では速度変動率は 0.5% 以下に容易になっている。また応答速度は非常に速く、オシロに示すように負荷が急激に変化した場合 0.15 秒以内に応答しており、速度計では変化はほとんど認められない。

3.3 二次回路の SCR 制御

誘導電動機の制御は等価的には SCR は一次回路でも二次回路でも同じことで、むしろ二次回路に入れたほうが電流が少なくてよいとか、速度制御範囲の狭いものでは SCR の耐圧も低いものでよいとか、使用目的、仕様によっては二次回路に入れた場合かなり経済的なものが得られる等のことがある。また電源より侵入するサージ電圧に対する保護も電動機の巻線インピーダンスがあるため、比較的容易になるという利点もある。二次回路の電圧・周波数はスベリに比例して変化するので、SCR の点弧制御回路は特別の考慮をしなければならない。すなわち速度が高くなるにしたがい二次周波数は低くなり、SCR の点弧は時間的におそくする必要がある。(電気位相角を等しくするために) 図 3.6 はこの点を考慮した点弧回路で、きょ歯状波の波形を二次電圧に比例して変化させるようにしている。すなわち、きょ歯状波を作るコンデンサへの充電電流を二次電圧の値に比例させるようにしているの、たとえば速度が高くなってスベリが減少したときは、それに比例



(b) 電圧波形

図 3.6 二次回路の SCR 制御と点弧回路
Fig. 3.6 SCR control of secondary circuit and its firing circuit.

して二次電圧も下がり、コンデンサへの充電電流は減少する。したがって、きょ歯状波の立上がりはゆるやかになり、点弧は時間的に遅れ、電気位相角としては制御入力に対して大体一定となる。また SCR に順方向の電圧が印加したときから トランジスタ Tr_2 を不導にし、きょ歯状波を起動させるようにしている。これらの結果安定な点弧制御が可能となった。速度の検出はパイロット発電機によってもよいが、二次電圧はスベリに比例するので、この電圧によって速度を検出してもよい。自動制御系としての制御特性は前項の SCR を一次回路に入れた場合と同様で、非常にすぐれた特性をもっている。

3.4 二次抵抗の SCR 制御

誘導電動機のリアクトル制御ならびに一次あるいは二次 SCR 制御において広範囲の速度制御をするためには、速度に応じて二次抵抗を制御する必要がある。すなわちスベリの大きい低速においては二次抵抗を大きくし、スベリの小さい高速においては二次抵抗を小さくする必要がある。最も簡便な方法として普通、電磁接触器を 3~5 個設け、速度に応じて適宜短絡するようにしている。しかし非常にひんぱんに速度を変化させるような用途においては、電磁接触器を開閉することは適切でない場合もある。このような場合には図 3.7 に示すように二次リアクトルを抵抗に並列に接続することにより、同様の効果を出すことができる。すなわち二次回路は周波数が速度に比例して下がるので、二次回路のリアクトルのインピーダンスは低速において大きく、高速になるにしたがい小さくなる。その結果速度に逆比例して二次抵抗が減少する効果が出る。このリアクトルを可飽和リアクトルに置き換えることもできるが、さらに発展させて図 3.8 に示すように SCR とダイオードで制御することもできる。この場合は二次リアクトルの場合より効果が大きく、すなわち、より少ない電流でより大きなトルクを出すことができる。点弧制御特性としてはスベリが減少するにしたがい、点弧位相角を進めるようにすることが必要で、一つの方法は、点弧時限を一定とすること、すなわち、SCR に順

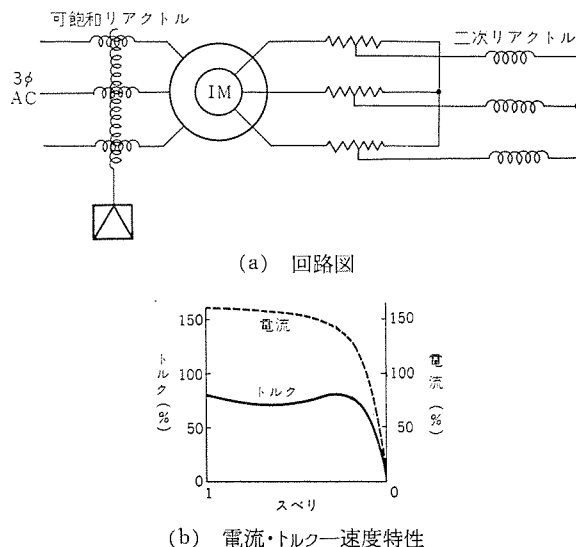


図 3.7 二次リアクトルの回路と特性
Fig. 3.7 Circuit with secondary reactor and its characteristics.

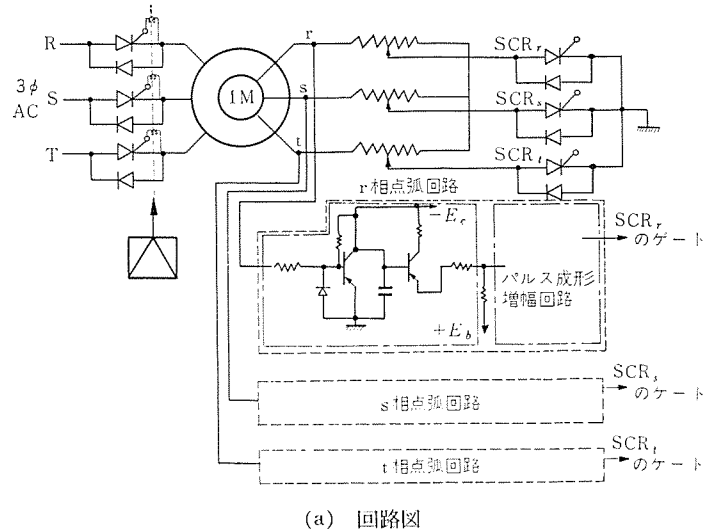


図 3.8 二次抵抗の SCR 制御と特性

Fig. 3.8 SCR control of secondary resistor and its characteristics.

方向電流が印加されてから、常に一定の時限後 SCR を点弧させるようにする。この時限はスベリが 1 のとき、点弧位相角 θ を 0 とするように調整すれば、たとえばスベリが 1/2 になれば、点弧位相角は 90 度になり、さらにスベリが減少すれば、それにしたがって位相角が進むことになる。このようにすればスベリが 1 のときは SCR は不導通であるが、スベリが 20% 位のところでは約 90% 導通することとなり、効率のよい特性が得られる。図 3.7 (b), 3.8 (c) は SCR とリアクトルのそれぞれの場合のスベリ電流・トルク特性曲線を示すが、SCR の場合のほうがかなりよい特性をしめしている。

4. む す び

SCR の交流電動機制御への応用に関して、自動制御系における増幅要素としての SCR の応用と主回路の SCR 制御について、現在すでに広く実用されているものならびにこれから実用されようとしているものについての説明および紹介を行なったが、交流電動機はもっぱら馬力のみを出すものだという従来の観念から脱却して、速度制御、位置制御、プログラム制御など、いわゆる自動制御系の制御性のよい有力な一翼として、その価値が見直されるようになってきた。交流電動機への SCR の応用はこのほかにも、たとえば、SCR インバータによる交流電動機の変周波数制御、二次励磁制御、静止セルブス制御など、特色ある制御方式があり、今後 SCR 制御技術の発展により、交流電動機の応用範囲はさらに一層広く、そして深くなってゆくことであろう。

SCR の交流発電機励磁回路への応用

竹内 俊晴*

Application of Silicon Controlled Rectifiers to AC Generators

Nagasaki Works

Toshiharu TAKEUCHI

In the latest trend in comparatively small capacity AC generators, it has been turning to common practices to build them on self-exciting system-excitation with static exciters because of a number of advantages from the viewpoint of the character and the construction. In addition with the elevation of the reliability of semiconductor rectifiers, the static exciter has come to extend gradually the field of application to large capacity machines. This paper describes the excitation system which, unlike the conventional self-excitation system working on series reactors and current transformers, imparts a constant voltage characteristic through direct supply of exciting current to a generator by the use of SCR as well as examples of SCR applied to automatic voltage regulation of a self excited AC generator.

1. ま え が き

最近、比較的小容量の交流発電機の励磁方式においては、その特性上および構造上の多くの利点によって自励式、つまり静止励磁機による励磁が常識になりつつある。さらに半導体整流器の信頼度の向上によって次第に大容量機にまで適用されるようになってきた。ここではこの自励交流発電機の自動電圧調整に SCR を応用した例および従来の直列リアクトル、変流器による自励式とは異なり、SCR によって直接、発電機に励磁電流を供給し、その位相制御によって定電圧特性をもたせる励磁方式について述べる。

2. SCR による自動電圧調整

2.1 回路の特長

- (1) 電圧変動率がずばぬけて小さい。
- (2) 回路構成が速応性要素からなっているので応答速度がきわめて早い。
- (3) 一般の AVR を用いた場合のように直流励磁可飽和変流器 (3 台) を必要とせず、三相変流器 (1 台) のみでよいので、据付上重量においても床面積においても有利である。
- (4) SCR は界磁電流の分流回路に使用し、界磁の制御電力のみ負担させるので小容量のもので済む。
- (5) 電圧調整装置として小形、軽量化できる。SCR の点弧回路の制御電力はごく小さいので制御回路は非常に小容量のものになるため、小さくまとめることができる。

2.2 回路構成

本方式による自励発電機のブロック線図は図 2.1 のようになる。主回路は図 2.2 のように従来の静止励磁機と同じで、無負荷端子電圧を保持するための励磁電流を供給する直列リアクトルと負荷に比例した励磁電流を供給する変流器、および両者からの合成電流を整流する整流器とで構成されている。

この場合、電圧調整を行なわなくても回路自体に自己制御性があるので定格率付近では整定電圧変動率は $\pm 3\%$ 以内に保つことは容易であるが、それ以上の電圧精度を要求された場合のものとして自動電圧調整を行なわせる。

図 2.2 のように変流器 CT の二次回路に、SCR と半導体整流器 REC₃ で形成される分流回路を設け、これに小さな値の電流を分流させ、界磁電流が常に適正になるよう適宜調整を行なって、

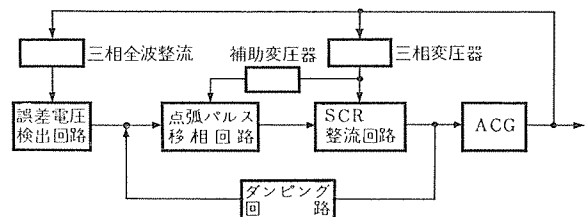


図 2.1 SCR による AVR 付自励発電機 ブロック線図
Fig. 2.1 Block diagram of self-excited generator with AVR operating on SCR.

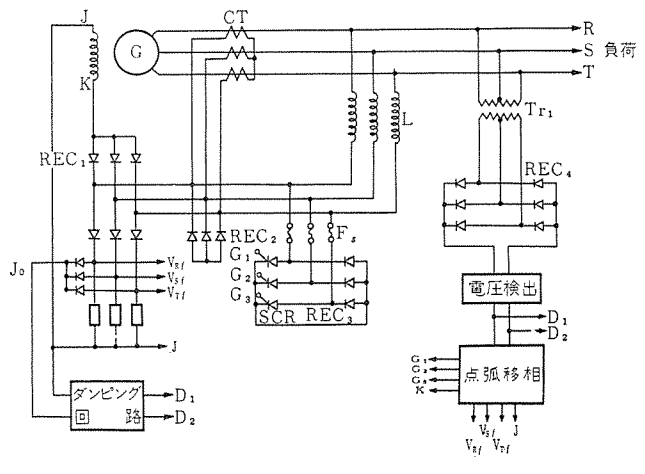


図 2.2 自励発電機概略図
Fig. 2.2 Schematic diagram of self-excited generator connection.

必要な定電圧特性をもたせる。したがってリアクトルや変流器から供給される電流はあらかじめ予定値よりいくぶん多いめに設定しておく。

ある位相で SCR のゲートに正の信号を印加すると、その時からそのサイクルが終わるまで SCR は導通し、リアクトルおよび変流器の二次回路を短絡するかたちとなり、短絡期間では界磁電流の大部分は分流回路に流れこむ。

この短絡期間を適宜制御することにより、すなわち SCR のゲートにあたる点弧パルスの位相制御をすることによって界磁電流の平均値を適当な値に調整し、発電機の端子電圧を一定に保つ。

2.3 自動電圧調整回路

電圧調整回路全体としては、電圧検出回路、点弧移相回路およ

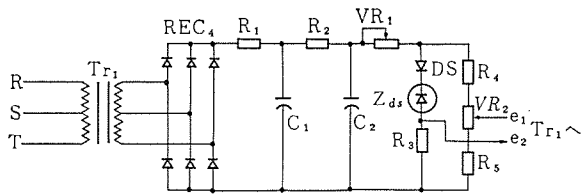


図 2.3 誤差電圧検出回路
Fig. 2.3 Error voltage detective circuit.

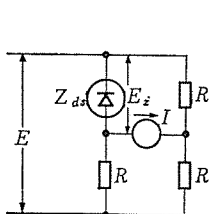


図 2.4 誤差電圧検出ブリッジ
Fig. 2.4 Error voltage detective bridge.

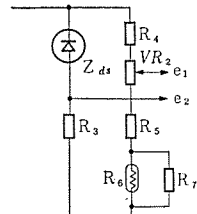


図 2.5 誤差電圧検出ブリッジ
(サーミスタ補償付)
Fig. 2.5 Error voltage detective bridge (with thermistor compensator).

び分流回路からなり、それに付随してダンピング回路、保護回路が含まれる。

2.3.1 電圧検出回路

図 2.3 にその回路を示す。

発電機の端子電圧を検出トランスでおとして全波整流し、その直流電圧を抵抗 R_3, R_4, R_5 , ゼナーダイオード Z_{ds} からなる誤差電圧検出ブリッジに加えて、 Z_{ds} の基準電圧と比較してその誤差電圧をとりだす。このときリップルを減らすために R_1, R_2, C_1, C_2 による平滑回路を 2 段接続している。またこれにより発電機出力の波形のヒズミに対する誤差をなくすることができる。

いま $R_3=R_4=R_5=R$ (Ω) $VR_2=0$ とすれば、図 2.4 において検出回路の出力電流 I (A) は

$$I = \frac{E - 2E_z}{R}$$

E_z : ゼナー電圧 (V)

したがって端子電圧が設定値 E_s から ΔE だけずれたときの出力電流の変化 ΔI は

$$\Delta I = \frac{\Delta E}{R} = \frac{E_s \cdot \Delta e}{R}$$

Δe : 単位法 (%)

ゼナーダイオードのゼナー電圧は $0.09\%/^{\circ}\text{C}$ 内外の温度変化をきたすがダイオードを余裕をもって使用すれば、図 2.3 のように他の半導体整流器 D_s を接続することにより、温度変化による影響をおさえることができる。

厳密な補正を要求される場合は図 2.5 のように Z_{ds} の対辺にサーミスタ R_6 をそう入する。抵抗 R_7 をサーミスタと並列に接続することによって、温度変化に対してほぼ直線的に補正することができる。

2.3.2 点弧移相回路

誤差電圧検出ブリッジからの出力は図 2.6 のようにトランジスタ Tr_1 で一段増幅し、各相に対応した SCR のゲート制御回路に分配する。

ゲート制御回路は応答の早いダブルベースダイオード Tr_{31} とコンデンサ C_B により構成したもので、点弧パルスの位相を制御する要素として C_B と並列にトランジスタ Tr_{21} を接続している。

抵抗 R_B を通して C_B に充電し、 C_B の端子電圧が Tr_{31} の動

SCR の交流発電機励磁回路への応用・竹内

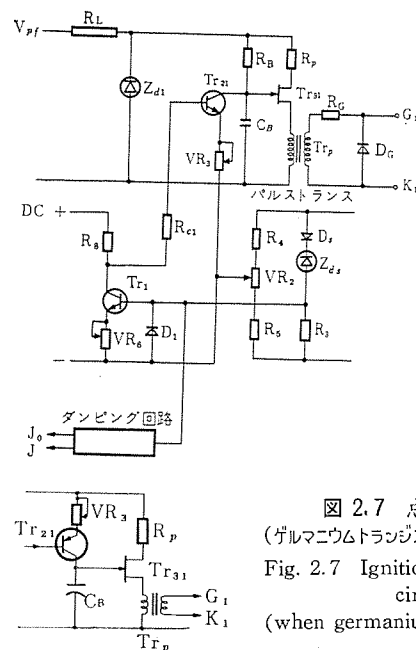


図 2.6 SCR による AVR 制御回路
Fig. 2.6 AVR control circuit operating on SCR.

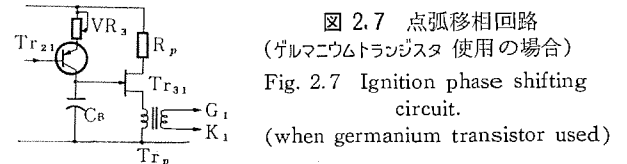


図 2.7 点弧移相回路
(ゲルマニウムトランジスタ使用の場合)
Fig. 2.7 Ignition phase shifting circuit.
(when germanium transistor used)

作電圧に達すると、 Tr_{31} は導通し、パルストランス Tr_p に一次電流が流れるので、 Tr_p の二次ゲート回路に点弧パルスが発生する。そのとき C_B の電荷も Tr_{31} を通して放電されるので C_B の端子電圧は急速に下がり再び Tr_{31} はカットオフされる。 Tr_1, Tr_{21} はシリコントランジスタを使用しており、動作中のドリフトをおさえ、温度変化による設定電圧の移動を少なくしている。

Tr_{21} のベースには検出回路からの信号を加え、その内部抵抗を変化させると C_B の充電時間が変わってくるので点弧パルスの位相を制御できる。

発電機運転中になんらかの原因により、電圧変動がおこり設定値より大きくなったとすると、検出回路の出力が増加し、増幅用トランジスタ Tr_1 の内部抵抗を減少させるので、移相用トランジスタ Tr_{21} のベース電流は減少し、その内部抵抗が増加する。この内部抵抗の増加により C_B の充電電流が増えるので充電時間が短くなり点弧パルスの位相は進む。その結果 SCR の分流電流は増加して励磁電流を減らし、発電機の端子電圧を下げて設定値にもどす。

NPN シリコントランジスタではなく、PNP ゲルマニウムトランジスタを使用すれば図 2.7 のように直接 C_B に対する充電電流を制御でき、この場合のほうが制御も直線的に行なえるが、ゲルマニウムトランジスタの温度変化によるドリフトが大きいためその補償が必要となってくる。シリコントランジスタであれば温度特性もよいので実際上補償なしでもさしつかえなく、制御は非直線性をもつがこの場合問題とはならない。

点弧回路の電源は発電機界磁回路から各相別に、界磁電流の位相に同期した電圧をとりだしており、分流回路に入っている SCR に逆電圧がかかったときには点弧パルスをゲートに加えないようにしている。電源側にはゼナーダイオード Z_{d1} を入れて規定電圧以上をカットしている。

Tr_{21}, Tr_{31} による点弧回路は各相に対して必要で、この場合 3 回路を含んでいる。

ゲート回路には直列抵抗をリミッタとして入れ、整流器をゲートと並列に接続して負電圧の印加を防止している。

2.3.3 ダンピング回路

電圧検出、増幅および点弧移相の各回路はいずれも速応度が大

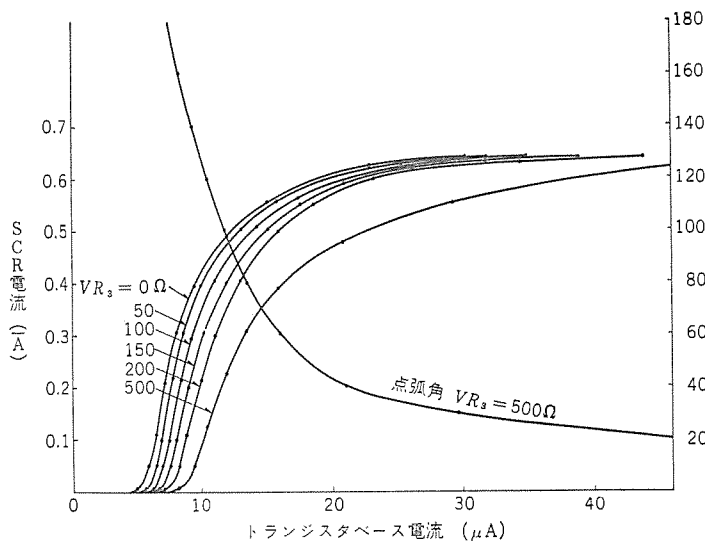


図 2.8 ダブルベースダイオードとゲルマニウムトランジスタ (PNP) による点弧回路特性
Fig. 2.8 Ignition circuit characteristic operating on double base diode and germanium transistors.

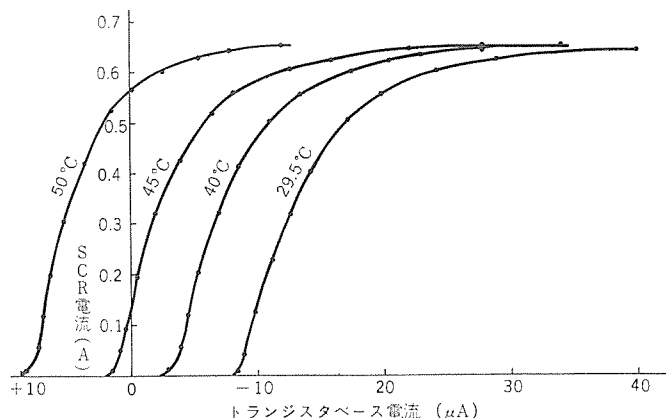


図 2.9 点弧回路の温度特性
(ダブルベースダイオードとゲルマニウムトランジスタの場合)
Fig. 2.9 Temperature characteristic of ignition circuit
(when double base diode and germanium transistor are used).

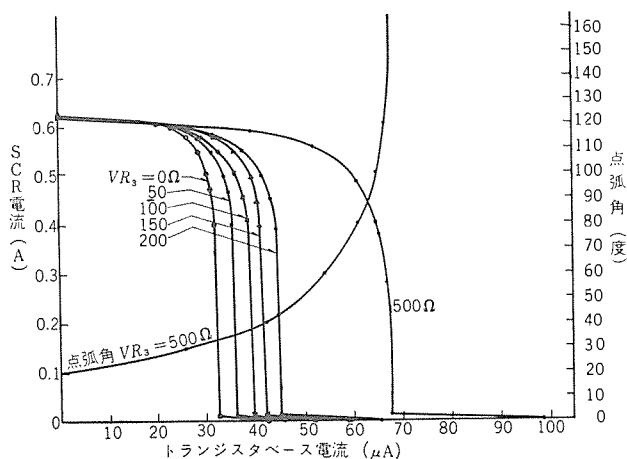


図 2.10 ダブルベースダイオードとシリコントランジスタ (NPN) による点弧回路特性

Fig. 2.10 Ignition circuit characteristic operating on double base diode and silicon transistor.

きく、発電機の端子電圧変動に対して急速に応答する。検出用のトランスが間に入っているがその遅れはわずかである。それに比べ、発電機の界磁回路の時定数は相対的にずっと大きく、電圧変動に対してすぐには応答しないために発電機は不安定な状態になり、ハンチングを起こすおそれがあるので制御回路の応答に遅れをもたせる。

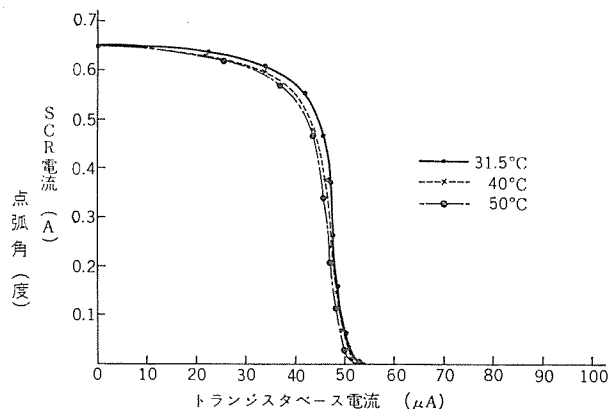


図 2.11 点弧回路の温度特性
(ダブルベースダイオードとシリコントランジスタの場合)
Fig. 2.11 Temperature characteristic of ignition circuit (when double base diode and silicon transistor are used).

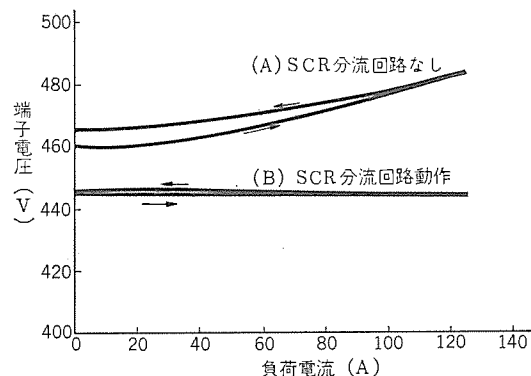


図 2.12 発電機外部特性 (100% PF)
Fig. 2.12 Generator external characteristic.

ダンピング回路は CR 回路で構成し、界磁回路から Tr_1 のベースに帰還させている。もしリップルが多いと Tr_1 の増幅率もおちるので平滑回路も含めている。

前述したように図 2.2 の界磁回路の交流側に接続した分流回路には常時いくらかの小さな電流を分流させておき、この電流を適宜調整することによって発電機の界磁に適正な励磁を行なうのであるが、SCR は励磁電流のうち調整分だけを負担すればよいのでそれに見合った小容量のものでよい。

各 SCR のゲートにはおのおのが受持っている相の電位が正であることを確かめて点弧パルスにあたえ、SCR および REC_3 を通じて補償分電流を分流させる。

SCR の順方向阻止電圧 V_{B0} はリアクトルおよび変流器の二次回路電圧のピーク値より高く、主整流器 REC_1 の逆方向耐電圧より低く選定しておく。

図 2.2 のように分流回路の一部にヒューズ F_s をそうし、また変流器二次回路の一部にシリコン整流器やゲルマニウム整流器のように破壊されることによって導通状態となるような半導体整流器 REC_2 による短絡回路を設け、 F_s の動作点を SCR の過電流特性より低く選定しておくことにより、SCR が不時の過電流によって破壊されるのを防止する。

つまり発電機の主回路に過電流が流れ、分流回路の電流が SCR の許容電流値を越えようとする場合に、 F_s をまず溶断させて SCR を保護するとともにそのときに誘起される変流器の二次回路の高電圧により、整流器 REC_2 を破壊し、変流器二次回路の電流を吸収して過電流をおさえる。

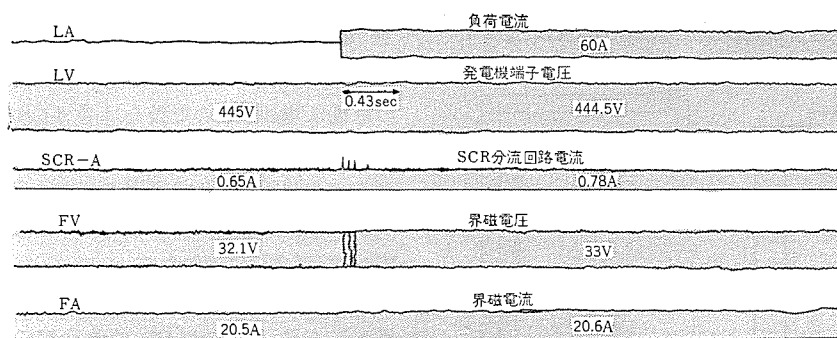


図 2.13 100% PF 48kW 負荷投入試験
Fig. 2.13 Load thrown in test, 100% PF 48kW.

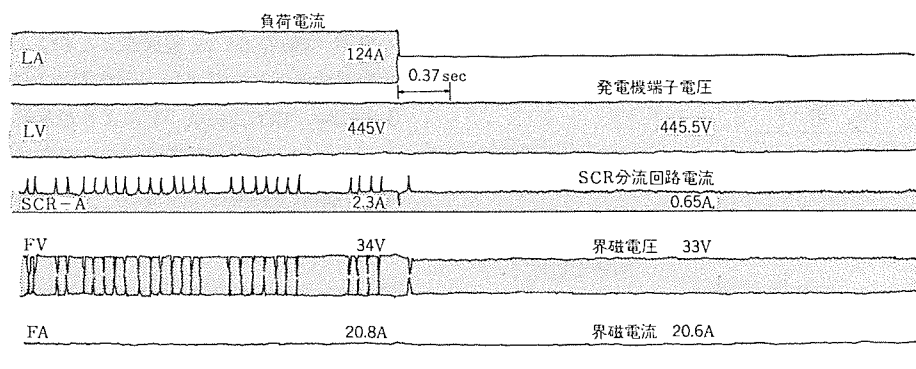


図 2.14 100% PF 96kW 負荷シャ断試験
Fig. 2.14 Load interruption test, 100% PF 96kW.

したがって REC_2 の逆方向耐電圧を SCR の順方向阻止電圧より大きく主整流器 REC_1 の逆方向耐電圧よりも低く選んでおけば、 REC_1 の破壊を防止できる。この REC_2 には平常、電流を流さないで電流量は小さいものでよい。

もし F_s の溶断前に変流器の二次回路に高電圧が誘起されるようなことがあった場合も、この異常電圧が SCR の V_{BO} を越えると分流回路は導通し、界磁回路にそれ以上に高電圧が加わらないようにする。

2.4 試験結果

上述のような SCR による自動電圧調整回路を接続した自励発電機に、実負荷をかけて静特性および動特性について試験してみたのでその一部を示す。

2.4.1 外部特性

負荷として水抵抗器を使用し、100% PF における外部特性曲線は図 2.12 に示す。

AVR なしの場合の外部特性は曲線 (A) のように定格電圧よりいくぶん高めに電圧を誘起するように変流器やリアクトルの設定をしておく。

AVR を動作させた場合の外部特性は曲線 (B) のようになり、ほとんど平坦になり、電圧変動はわずかに $\pm 0.2\%$ 程度に過ぎなかった。

2.4.2 負荷投入、シャ断

負荷投入およびシャ断した場合の動特性を試験した一例を示すと、図 2.13 および図 2.14 のようなオシログラムになる。

負荷投入は 100% PF 48kW で行ない、約 0.43 秒で整定しており、瞬時電圧変動もわずかである。分流回路の電流は負荷がかかったときに増加している。これは力率が 100% であり負荷の増加とともに過励磁になったためである。

負荷シャ断は 100% PF 96kW で行ない、整定時間は約 0.37 秒であり、瞬時電圧変動は投入の場合と同じくごくわずかに押えられている。

3. SCR による励磁装置

以上述べてきた励磁方式の主回路は従来の自励式と同じ回路構成で、電圧調整要素として SCR を用いたものであるが、つぎに示すのは変流器、リアクトルなどの主回路要素も省略して、SCR によって直接、発電機の励磁電流を供給し、適正な制御を行なう方式である。最近 SCR も

大きな容量のものが供給可能となったので、この方式は相当大容量の発電機まで適用できる。

3.1 この方式の特長

- (1) SCR をはじめとする励磁装置の応答速度がきわめて早く、電圧変動率も小さい。
- (2) 励磁装置が従来のものより簡素化され、使用部品も小形、軽量のものが多いので全体として小さくまとめることができる。
- (3) その他、可動部分がない静止励磁装置であるため保守取扱いが

容易であること、および起動準備をとくに必要としないことなどは従来の自励式の利点をそのまま受けついでいる。

3.2 回路構成

SCR による励磁装置のブロック線図は図 3.1 に示している。

励磁電流は発電機主回路からトランスにより界磁コイルの定数によって適当に決められる電圧に落とし、SCR を通して界磁に供給される。このとき SCR の点弧位相を適宜制御すれば、発電機に所要の定電圧特性をもたせることができる。

図 3.2 は本方式の変形で、SCR の電源を発電機主回路ではなく別系統からとったもので、高周波発電機の駆動モータの電源から供給している。

3.2.1 電圧検出回路

誤差電圧検出回路は前述の 2.3.1 項における回路と同一であり、基準電圧をゼナーダイオードによって設定して、発電機端子電圧と比較し誤差電圧をとりだしている。

3.2.2 点弧移相回路

点弧回路はこの場合、磁気増幅器式を採用した。回路を極端に小形化する必要がない場合は、前述の回路よりも堅ろうであるほか動作が安定で温度特性もよいなどの理由からこちらの回路を採

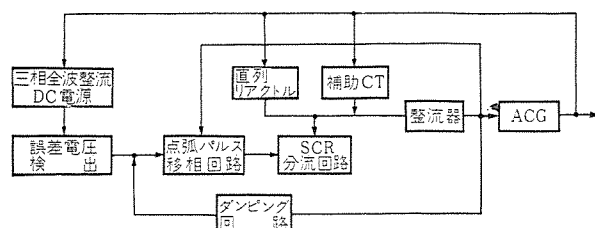


図 3.1 SCR 励磁機による交流発電機ブロック線図
Fig. 3.1 Block diagram of AC generator operating on SCR exciter.

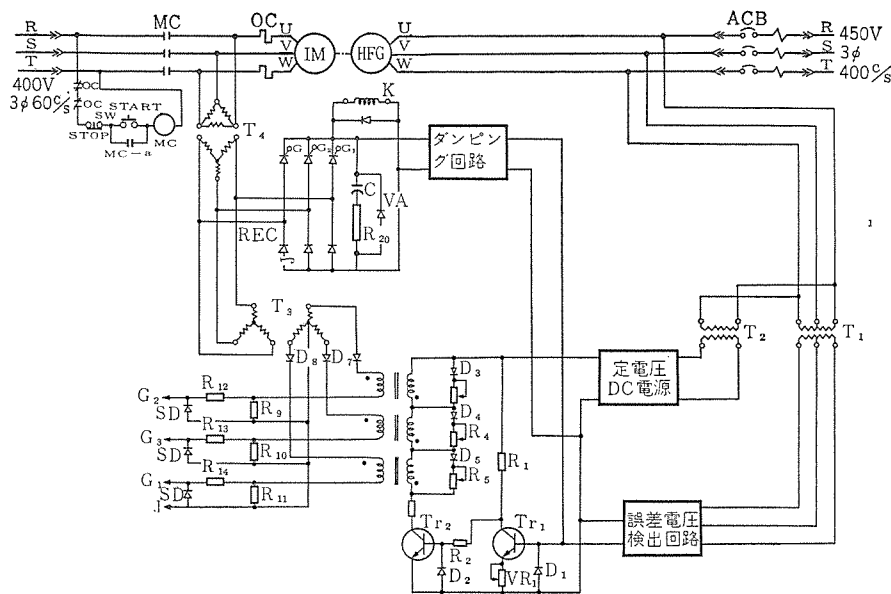


図 3.2 SCR 励磁機による高周波発電機

Fig. 3.2 High frequency generator operating on SCR exciter.

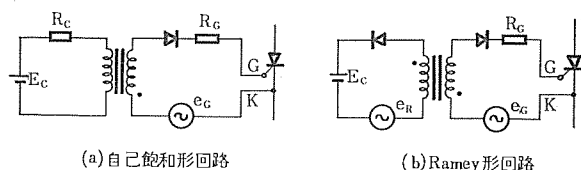


図 3.3 磁気増幅器式点弧回路

Fig. 3.3 Magnetic amplifier type ignition circuit.

用する。

磁気増幅器の出力波形は立上りが急しゅんであるから、これによって SCR の点弧を確実にこなうことができる。磁気増幅器は SCR の制御電力がわずかなものであるから、ごく小容量のものでよい。

回路形式としては図 3.3 に示したように、一般的な自己飽和回路 (a) および速応性のある Ramey 回路 (b) などがあげられるが、今回は回路を簡素化するために (a) 図のほうを採用した。Ramey 回路よりも応答速度はおちるがリセット回路が簡単になり安定した動作が期待できる。回路の詳細は図 3.2 に示したものと同一であり、ゲート回路の電源は SCR の入力と同期していかなくてはならないので、それをさらに補助トランスで電圧を落としてもってきている。リセット回路は三相分を直列につなぎ R_{9-11} でバランスさせている。

ゲート側の R_{9-11} は鉄心が飽和する前に流れる励磁電流によって点弧されないようにするためそう入した分流抵抗であり、直列抵抗 R_{12-14} はリミッタである。またダイオード SD は負電圧をクリップするためのものである。

点弧の位相制御はリセット回路を適宜調整するのであるが、トランジスタ Tr_2 の内部抵抗を誤差電圧の大小に応じて変化させ、各磁気増幅器の飽和度をえて点弧出力を移相させる。 Tr_1 は検出ブリッジの出力を一段増幅するもので、 Tr_1 , Tr_2 はいずれも動作中のドリフトを小さくするためにシリコントランジスタを使用している。

動作中になんらかの原因により電圧変動がおこり、設定値よりも大きくなったとすると検出回路の出力は減少し、増幅用の Tr_1

の内部抵抗を増幅させるので移相用の Tr_2 のベース電流は増加し、その内部抵抗は減少する。したがってリセット回路の電流は増加するので鉄心は各サイクルごとに、より遅く飽和するようになり、点弧パルスの位相は遅れて SCR の出力は減少し、発電機の励磁電流は減って端子電圧を下げる方向に動作する。

2.3.3 項で前述したのと同様に、この場合もダンピング回路を CR 回路で構成し、SCR の出力側すなわち界磁回路から Tr_1 のベースに帰還させている。

3.3.3 界磁回路

SCR は他のシリコン整流器とともに三相全波整流回路を構成し、その電源は図 3.2 においてはトランス T_4 により他系統からとっているが、基本回路では発電機端子に接続される。その場合、電圧の確立を急速に行なうために適当な初期励磁

回路を設ける。

SCR および REC_1 の直流側にはサージアブゾーパおよびバリスタを設け、SCR や REC_1 の逆方向耐圧をおびやかす高電圧からそれらを保護している。

図 3.2 の場合、 T_4 の一次側電圧は一応、とんでもない高電圧が持続することは平常ではありえないとして、 T_4 の二次電圧のタップ選定を励磁電流の上限とにらみ合わせて決めておけば 180° 通電したときも SCR に過大な電流が流れる心配はない。

T_4 を発電機の端子に接続した場合も、従来の自動式において短絡事故が生じた際の変流器のように強制的に流入する電流がないので、上述と同様に過電流に対する心配はない。

この方式による各種試験の結果はまたつぎの機会に譲る。

4. む す び

以上、交流発電機の励磁装置に SCR を応用した例をあげて、その回路構成、動作などについて説明したが、いずれも SCR 自体が非常に優秀な制御素子でありわずかな電力で大きな電力を制御できるので、制御回路が小容量のもので済み、励磁装置の小形簡素化、および重量の軽減などに寄与することができると同時に発電機の特長も著しく改善することが可能となった。

今後、大容量の SCR の開発がますます進み、量産されるようになるとともに、この種の励磁機の上限も上昇してその適用範囲が逐次拡大されてゆくことが期待される。

参 考 文 献

- (1) 甲斐：三菱自励交流発電機、「三菱電機」32, No. 8 (昭 33)
- (2) 細野：同期発電機の励磁装置、特許公報、昭 36-23071
- (3) F. W. Gutzwiller ほか：General Electric Controlled Rectifier Manual.
- (4) 浜岡、山崎：磁気増幅器の制御機構「三菱電機」35, No. 5 (昭 36)
- (5) 岡、坂東、大島：シリコン制御整流素子の応用、「三菱電機」36, No. 7 (昭 37)

SCRによる直流電動機の制御

細 野 勇*

SCR Control of DC Motors

Itami Works Isamu HOSONO

DC power sources of DC motors have been mostly replaced with static devices for some years. For large DC motors have been used plenty of static Ward-Leonard sets using mercury arc rectifiers. Under the circumstances the SCR has been introduced of late with marked success, which spurs the trend of turning the power sources to static machine application even to small and middle capacity DC machines. This has revolutionized small and medium motor applications. Mitsubishi has developed static Ward-Leonard sets, to cope with the situation, ranging from a few hundred watts to scores of kilowatts. Some of them have been put to practical use nowadays.

1. ま え が き

イグナイトロン あるいは サイクロtron などの格子制御放電管による直流電動機 の速度制御、いわゆる 静止レオナード 制御は、従来広く用いられ保守の容易さ、効率のよさ、とりわけ、その速応性の高い制御性の良さなど、その価値が認められて、直流電動機の制御の分野においてかなり支配的な地位をしめるようになった。なかでも 熱間圧延機、線材圧延機、大形抄紙機などは、ほとんど例外なく静止レオナード 装置が用いられ、分塊圧延機や冷間圧延機などの制御のほとんどすべてに、静止レオナード 装置が用いられるのものはや目の問題である。

しかし、ここにこの直流電動機駆動装置の静止機器化にとりのこされていた分野がある。それは小形圧延機、圧延補機、工作機械などに使用される、中・小容量の直流電動機の駆動装置である。これらの容量のものは、イグナイトロンなどの水銀整流器を使用するには小形すぎて価格が割高になること、およびサイatron ではその熱陰極の寿命にささか懸念がもたれることなどによって現在でも、なお電動発電機が使用されている。しかし近年これらのものの静止機器化のために画期的な新機器が発表された。これは、制御性能をもつ半導体整流器、すなわち SCR にほかならないが、これの発達は実に目ざましく、すでに試作期を終えて実用期に一步をふみ出しており、近い将来中・小容量の直流電動機駆動の分動を一手に収め、大容量機に歩を進めることも遠い問題ではない。当社ではすでに SCR を使用して 50 kW までの直流電動機の駆動装置の試作を完了し、その良好な特性を確認するとともに、一部容量のものはすでに納入実績を有しているが、以下にこれらの装置について概説する。

2. 直流電動機の容量と整流回路

周知のように直流電動機はその電機子に加わる直流電圧を変えて速度を制御することができる。SCR を用いて直流電動機を駆動せしめる場合、SCR によって交流電圧を整流して直流電動機の電機子に直流電力を供給するとともに、これを位相制御することによって直流電圧の平均値を変えて速度を制御する。SCR を用いて交流電圧を整流する場合には、通常の整流器と同様に、単相半波整流、単相全波整流、三相半波整流、三相全波整流回路などの整流回路があり、直流電動機の駆動に用いる場合にも、このす

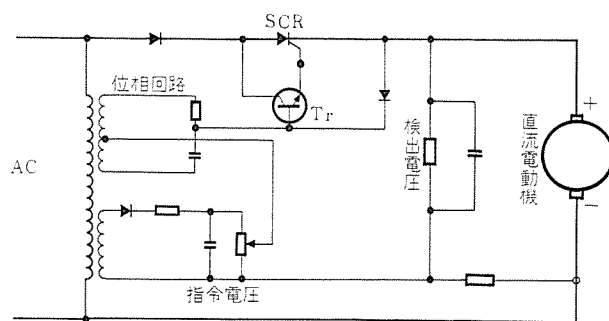


図 2.1 直流電動機の SCR 制御 (単相半波式)
Fig. 2.1 SCR control of DC motor in half wave.

すべての回路を用いることが可能であるが、直流電動機の容量およびその制御上の要求から、おのずから最適の回路方式が定められる。

2.1 極小容量直流電動機の駆動

ここで極小容量直流電動機というのは、数十～数百 W 程度の直流電動機を指すこととする。これらの容量の直流電動機はおもに事務用機械などの駆動電動機として用いられ、また価格のいかにによっては家庭用の電気器具に用いられる可能性もある。

これらの容量の電動機では、どうしても価格が最重視されるため價格的に一番有利な単相半波整流回路が用いられる。図 2.1 は半波整流回路による直流電動機の制御回路を示すが、原理的に SCR 1 個ですみ価格は安い半面、直流電動機には断続電流しか流れず、電源に対しては非対称の負荷が加わり、また、直流電圧平均値は電源電圧の $1/2$ 以下になるなどの欠点がある。しかし、これらの欠点は小容量の電動機を制御する場合にはほとんど問題とならないため、これらの容量のものに対してはとくに精密な制御が要求されないかぎり、単相半波整流回路が好んで用いられる。この場合、できるだけ安価に作るために点弧位相制御回路も簡単で有効なものが要求される。図 2.1 に示す点弧位相制御回路は、このためのもので 90° 遅れた位相の電圧を直流電圧に重畳し、その出力を シリコントランジスタにより 1 段増幅してシリコン 制御整流器の制御極に供給するようにしている。

抵抗，コンデンサ回路により，90 度遅れた位相の電圧を指令電圧と検出電圧の差電圧に重畳しているので，差電圧の大きさにより，シリコントランジスタ への入力電流の位相が変化する．一方 シリコントランジスタ によって増幅されるので，シリコントランジスタ へ入力が入れば

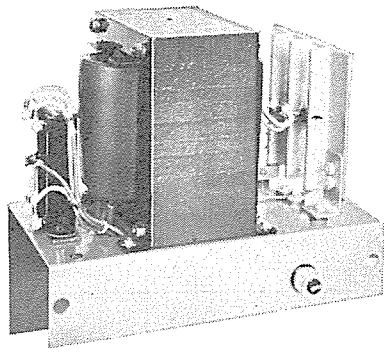


図 2.2 SCR 制御盤 (120 W)
Fig. 2.2 SCR control panel for 120 W motor.

シリコン制御整流器は点弧することになる。したがって差電圧が正に大きくなると点弧位相が進み、出力電圧が高くなり加速する。また反対に差電圧が小さくなれば、点弧位相が遅れ出力電圧が低くなり減速する。そしてほぼ一定の速度で運転することになる。

この回路においてはシリコントランジスタによって制御入力が増幅されているので、簡単な回路構成で有効な自動制御が行なわれる。図 2.2 は事務用機械の 120 W 直流電動機の SCR による制御セッで、1:20 の速度制御を行なうものである。

2.2 小容量直流電動機の駆動

ここで小容量直流電動機というのは 500 W~5 kW 程度のものをいい、主として工作機械関係の駆動に用いられる。この程度の容量になると、電流の断続による直流電動機の整流の悪影響などを無視することができず、もっぱら全波整流回路が用いられる。全波整流回路としては、単相および三相が考えられ、どちらも採用することができるが、それぞれその得失を有している。SCR 素子自体の容量は電流容量 i_a および阻止電圧 v_p により決定される。いま、単相全波整流回路を採用した場合の SCR の全容量は $4v_p i_a$ となるが、このセッの定格出力電圧を E_d 、出力電流を I_d とすれば、式 (2.1) および式 (2.2) が成り立つ。

$$v_p = (\sqrt{2} \times E_d) / 0.9 = 1.57 E_d \quad (2.1)$$

$$i_a = I_d / \sqrt{2} \quad (2.2)$$

ゆえにこの回路に使用される全 SCR の容量は式 (2.3) のとおりになる。

$$4v_p i_a = 4.44 E_d I_d \quad (2.3)$$

つぎに同一出力定格を有するセッを三相全波整流回路で構成すると、SCR の全容量は $6v_p i_a'$ となるが、 $v_p i_a'$ は式 (2.4) および (2.5) で表わすようになる。

$$v_p' = (\sqrt{2} \times E_d) / 1.35 \quad (2.4)$$

$$i_a' = I_d / \sqrt{3} \quad (2.5)$$

$$\therefore 6v_p i_a' = 3.62 E_d I_d \quad (2.6)$$

式 (2.3) と式 (2.6) を比較した場合、SCR 自体に関しては三相整流回路を使用したほうが有利となる。しかし、この程度の容量のものでは、点弧制御回路などの付属機器の価格の占める部分が大きいため、必ずしも三相整流回路が有利とはかぎらず、直流電動機の容量と現在ある SCR 容量の系列とから価格的にどちらが有利かきまるようである。その他、単相にするべきか三相を用いるべきかをきめる要因としては、直流電圧が 220 V か 110 V か、制御に対する要求、その他があるが、交流 220 V 電源から直流 220 V を得る場合には、三相を用いると整流器用変圧器を省略できて有利となる。また、高度の制御性を要求される場合には三相整流回路を用いるべきである。

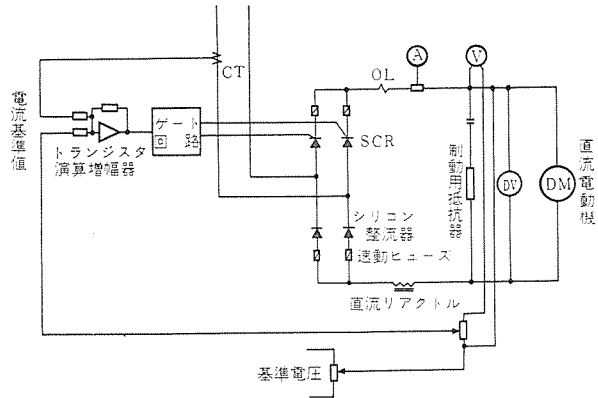


図 2.3 SCR による静止レオナード装置
Fig. 2.3 Static Ward Leonard set by silicon controlled rectifier operation.

このように、この程度の容量のものに関しては単相、三相いずれの回路も使用できるが、三相整流回路に関しては、あとに中容量機の項で述べるため、ここでは単相整流回路を説明する。

図 2.3 は単相全波整流回路による直流電動機の制御装置を示す。直流電動機の制御には、たとえば研削盤の駆動のように 1 方向のみに駆動せしめればよいものと、平削盤のテーブルの駆動のように 2 方向に駆動させなければならぬものとある。電動発電機を使用するときは両者とも同一の回路方式でよいが、整流器を用いる場合には、回路方式が異なる。図 2.3 に示すものは、研削盤の駆動のように 1 方向のみに駆動させればよい用途に対する静止レオナード装置であるが、この場合には図に示すように、SCR は整流ブリッジの 4 脚のうち 2 脚のみにそう入すればよい。これは直流電動機を流れる電流は必ず整流ブリッジの 2 脚を通るため、そのうちの片方のみを制御して十分 0 から 100% までの電圧制御を行なうことができるからである。この場合の直流電動機は速度制御は、主として逆起電力制御が用いられる。制御回路は図に示すように直流電動機の端子電圧を指令値と比較し、その偏差によって SCR を位相制御し、出力電圧を調整して直流電動機を制御するが、この場合、直流電動機の端子で電圧を検出すると、これは直流電動機の逆起電力と抵抗降下の和を検出していることになるため、直流電動機の電機子電流を検出し、これを制御系に加算して抵抗降下を補償させている。

このような 1 方向駆動の用途に対しては、また図 2.4 に示すような回路を用いることもできる。これは、整流ブリッジと電圧制御要素を分けたものである。図 2.5 は 2 kW の直流電動機の静止レオナードのシリコン制御整流器とその制御回路のセッである。

平削盤のように正逆両方向に直流電動機を駆動させる場合には、正方向駆動用および逆方向駆動用の 2 組の SCR が入用である。この場合の回路の一例を図 2.6 に示す。図において T_{a1} , T_{a2} は正方向回転用の SCR であり、 T_{b1} , T_{b2} は逆方向回転用の SCR である。制御は 1 方向駆動の場合と同様、直流電動機の逆起電力を検出して行なわれるかまたはパイロット発電機で速度を検出して行なわれるが、直流電動機は速度信号が指令値より小さいときは + の偏差がゲート回路に加わり、ゲート回路 A の移相を進めて直流電動機を加速し、直流電動機の逆起電力を指令値に近づける。また逆に直流電動機の逆起電力が指令値より大きいときや指令値が一になったときには、- の偏差がゲート回路に加わり、ゲート回路 B の移相を進めて直流電動機を減速または逆転し、直流電動機は指令値とほぼ等しい回転速度となる。

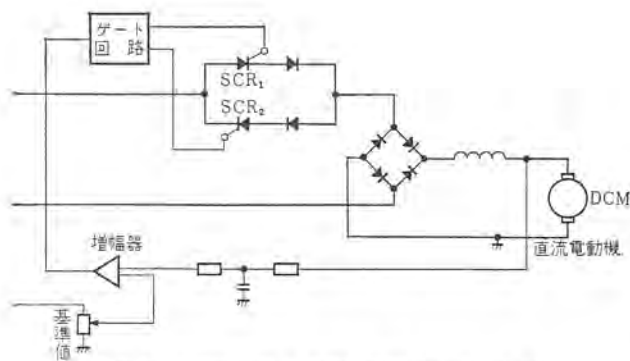


図 2.4 直流電動機の SCR 制御 (単相全波式)
Fig. 2.4 SCR control of DC motor.

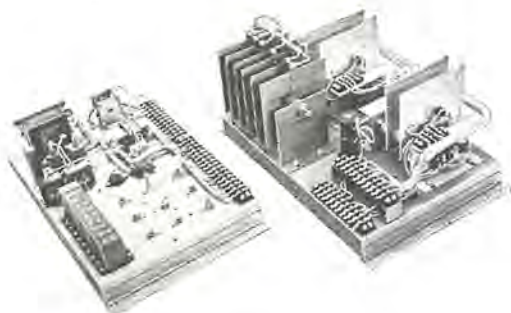


図 2.5 SCR 制御盤 (2kW)
Fig. 2.5 SCR control panel for 2kW motor.

2.3 中容量直流電動機の駆動

ここで中容量というのは 5kW 以上 100kW 前後までの直流電動機をさすこととする。この種の容量の電動機は、主として圧延補機、小形圧延機、小形抄紙機、大形工作機、その他の産業部門に広く使用される。この程度の容量になると、性能上はもちろんのこと、価格の上からも三相整流回路が有利と考えられ、ほとんど三相整流回路が使用される。この場合も単相整流回路の場合と同様に 1 方向駆動の場合と可逆運転の場合とでは回路方式が異なり、また 1 方向駆動の場合には、整流ブリッジ 6 脚のうち、3脚のみに SCR をそう入することにより、十分の制御を行なうことができる。

図 2.7 は 1 方向駆動の場合の SCR による静止レオナード装置をいささか詳細に示した回路図である。この SCR による静止レオナードセットはシリコン整流器および SCR による整流および電圧調整部分とその制御および保護装置を含んでいる。SCR と直列に接続されているシリコン整流器は、SCR に逆方向に加わる過電圧がシリコン制御整流器を永久破壊にいたらしめるため、シリコン制御整流器を逆方向の過電圧から保護するためのものである。

負荷短絡などの急激に加わる過電流に対しては、SCR およびシリコン整流器と直列に接続された速動ヒューズによって保護される。このヒューズは、SCR およびシリコン整流器の許容過負荷特性と協調するよう、とくに設計された速動性のヒューズであり、短絡事故などに対して整流器を十分保護する、比較的長時間の過負荷に対しては、過電流継電器によって交流側の電磁接触器を開放させて保護する。

交流側または直流側から侵入するサージ電圧は、サージ吸収装置により、整流器の許容最高電圧以下におさえられる。

SCR の制御回路は、トランジスタを用いた演算増幅器形の増幅器と、電圧帰還形速応性磁気増幅器を用いた移相制御回路から構成され、制御の精度、応答速度が卓越しているのみならず、複雑な制御も簡単な回路構成で行なうことができる。

SCR による直流電動機の制御・細野

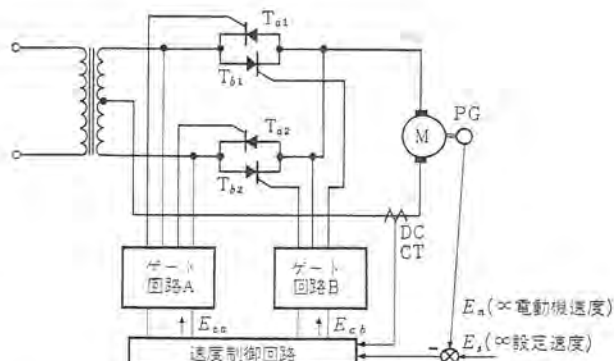


図 2.6 SCR による直流モータ制御回路
Fig. 2.6 The main circuit of DC motor control by SCR operation.

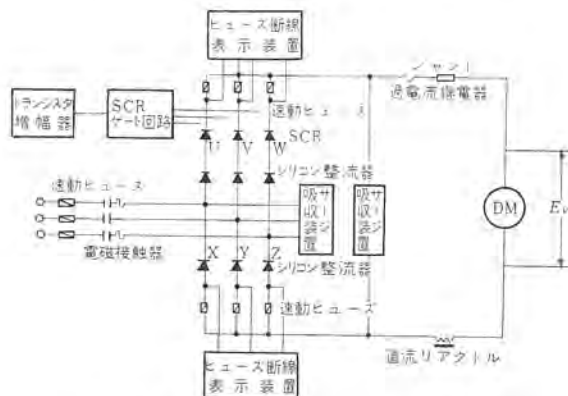


図 2.7 SCR 静止レオナード構成図
Fig. 2.7 Static Ward Leonard set by silicon controlled rectifier operation.

この SCR による静止レオナードセットを用いて諸種の制御を行なうことができる。さきに述べた定電圧制御、および逆起電力制御を行なえることはもちろんであるが、このほかのいくつかの制御を以下に述べることにする。

図 2.8 は速度制御回路であるが、直流電動機の回転速度をパイロット発電機で検出し、基準値との偏差をトランジスタ増幅器で増幅してシリコン制御整流器を制御し、直流電動機を速度をレオナード制御する。この場合、負荷電流を検出して過電流制限を追加することもできる。このパイロット発電機による速度制御は、前に述べた電圧制御または逆起電力制御に比べて、精度のよい速度制御を行なうことが可能である。

図 2.9 は定電流制御回路であり、負荷電流の基準値からの偏差を増幅して直流電動機の電機子電流を制御し、直流電動機の発生トルクを制御する。この場合、電流基準値を他の回路の電流値とすることによって、その回路との電流平衡を行なうこともできる。また、同一の回路によって直流電動機のトルク制御を行なうことも容易である。

図 2.10 は縦統制御回路である。この回路は電源電圧変動が大きく、負荷変動の比較的小さな負荷において、しかも負荷のなんらかの特性（たとえば機械系の共振など）によって速度制御系の応答速度を上げることが困難な場合に好んで用いられる。この回路は電圧変動や負荷変動によって電動機速度が変化するとき、その変化をまず電機子端子電圧で検出し速応的にこれを回復させるとともに、残余の微小速度変化をパイロット発電機で検出し、負荷の特性、たとえば機械共振系が影響を及ぼさないような速度でこれを回復させる方式であり、電源電圧の変動による影響はほと

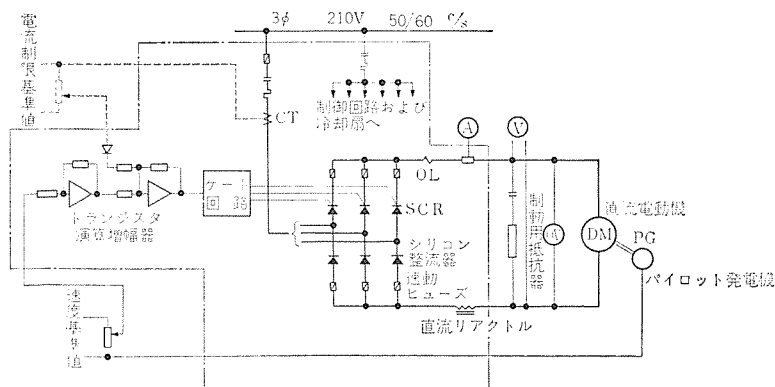


図 2.8 速度制御回路 (過電流制限付)
Fig. 2.8 Speed control circuit with current limiter.

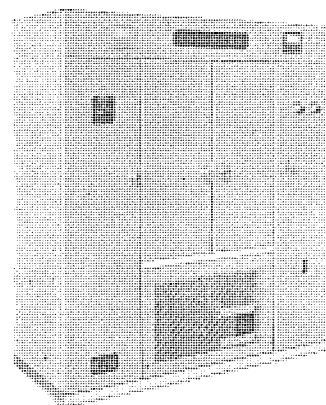


図 2.11 SCR 静止 レオナード 装置 (52kW)
Fig. 2.11 SCR static Ward Leonard set.

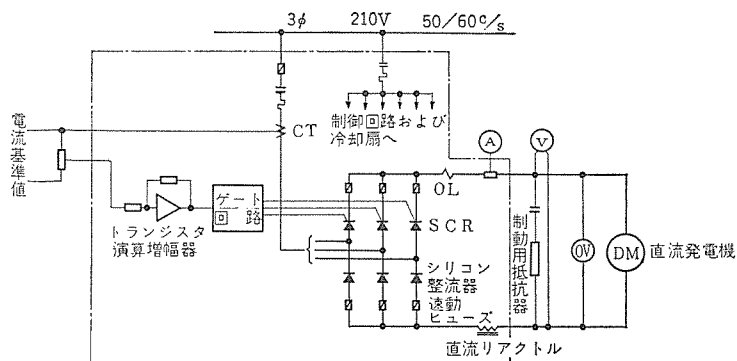


図 2.9 定電流 (負荷平衡・定トルク) 制御
Fig. 2.9 Current control circuit.

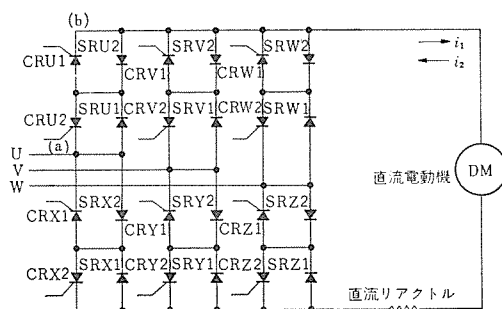


図 2.12 可逆転用 SCR 静止 レオナード 装置
Fig. 2.12 Static Ward Leonard system by silicon controlled rectifier operation for reversing drive.

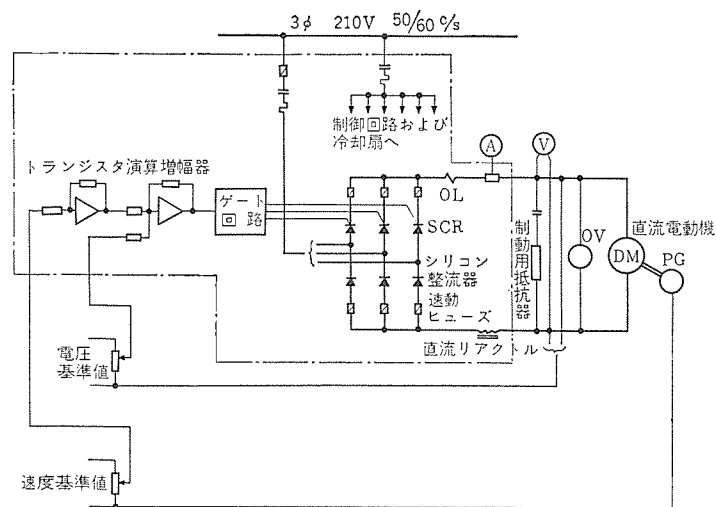


図 2.10 縦続制御回路
Fig. 2.10 Cascade control circuit.

らうけず、負荷変動による速度変化もその大部分を急速に回復し、残余の微小速度変化も実用上さしかえない程度の速さで取り除くことができる。この縦続制御回路は、また電圧の検出部を電流の検出にかえることによって任意の電圧変動率を有する軟特性の制御を行なうこともできる。

図 2.11 は 52kW、220V の直流電動機駆動用静止 レオナードセットの外形写真である。

単相整流回路の場合と同様に三相整流回路においても正逆転を行なう場合には、正転用および逆転用の 2 組の SCR セットが投入である。また、全波整流回路を使用する場合には 6 脚のすべてにシリコン制御整流器をそう入しなければならない。

図 2.12 に可逆転駆動用の静止 レオナード 装置の結線図を示す。

図において、SR……はシリコン整流器を示し、それぞれ CR……で示す SCR と直列に入っている。今、図の a、b 間に a が正のサージ電圧が加わった場合には、このサージ電圧は、SRU-1 を通って SRU-2 の両端に加わり、CRU-2 は SRU-1 で短絡されているため、サージ電圧はなんら加わらず、この SCR が逆方向電圧によって破壊することのないよう考慮されている。今、CR-1 の群の SCR のみにゲート信号を与え、CR-2 の群の SCR にはゲート信号を与えないと、電流は、たとえば U 相では SRU-1 および CRU-1 を直列に通って図中 i_1 で示す電流を流し、直流電動機を正方向に加速または定速で運転する。CR-2 の群の SCR のみにゲート信号を与えると、今度は電流は SRU-2、CRU-2 を直列に通って、図中 i_2 で示す電流を流して直流電動機を減速または逆方向に駆動する。この場合、直流電動機の回転数と指令値との偏差の正負によって CR-1 グループと CR-2 グループの SCR に選択してゲート信号を与えることにより、直流電動機の回転を正逆転の両領域にわたり、指令値に追従して任意に変化させることができる。

3. 制御特性

SCR は電気弁であり、本質的に水銀整流器と同様の無慣性の制御要素であるため、水銀整流器を用いた静止 レオナード 制御で認められていると同じく速応性に富んだ高度の制御特性を発揮する。

SCR を三相全波整流回路に組んだ静止 レオナードセットのゲート回路を含んだ伝達関数 $G(s)$ は式 (3.1) に示すとおりになる。

$$G(s) = (E_d / 5 \cdot \sin \alpha_0) / (1 + 0.0036 s + 0.00001 s^2) \cdots (3.1)$$

となる。ただし E_d は直流回路の無制御時の出力電圧であり、 α_0 はその運転状態における位相制御角である。以下に、前記に示し

た各回路方式のうち単相全波整流回路を用いた可逆運転時の制御特性と、三相全波整流回路を用いた1方向運転時の制御特性について説明する。

3.1 単相全波整流回路による可逆運転制御特性

回路は図2.6に示したと同一の回路方式である。制御は直流電動機の回転速度に比例した電圧 E_n と指令電圧 E_s との偏差によって SCR を制御して行なわれる。ただし入力としてはこのほかに直流電動機の突入電流を制限し、SCR に過度の電流を流さないようにするため、直流電動機の電機子電流に比例する成分が与えられているが、これは SCR の位相制御角 α の進みを電機子電流に応じて抑制する。

今、 α の進み抑制作用を無視して E_n と設定速度に比例する電圧 E_s および ゲート回路に制御電圧として与えられる出力 E_c との関係の求めると、

$$\left. \begin{aligned} E_n > E_s \text{ の場合には} \\ E_{ca} &= K_1(E_n - E_s) \\ E_{cb} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.2)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{また逆に } E_n < E_s \text{ の場合には} \\ E_{ca} &= 0 \\ E_{cb} &= K_1(E_s - E_n) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.3)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{また ゲート回路の特性は} \\ \alpha &= 180^\circ - K_2 E_c \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.4)$$

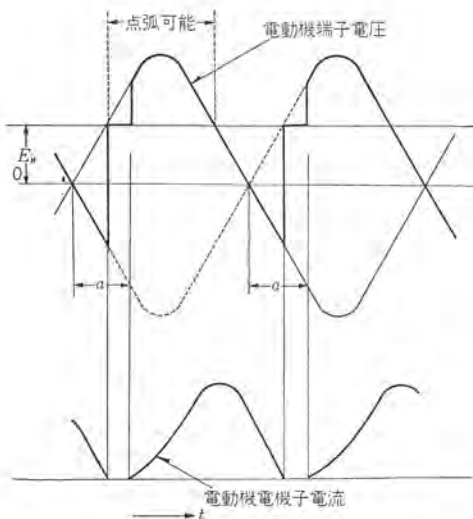


図 3.1 電機子電圧・電流波形
Fig. 3.1 Waveforms of armature voltage and current.

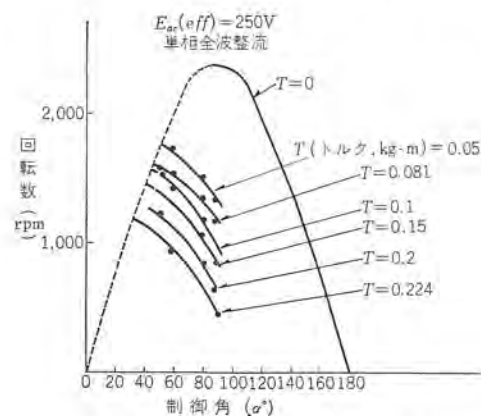


図 3.2 点弧角 α と回転数との関係
Fig. 3.2 Relation between firing angle α and motor speed.

したがって式(3.2), (3.3) および (3.4) から

$$\left. \begin{aligned} E_n > E_s \text{ の場合には} \\ \alpha_a &= 180^\circ - K_1 \cdot K_2 (E_n - E_s) \\ \alpha_b &= 180^\circ \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.5)$$

$$\left. \begin{aligned} E_n < E_s \text{ の場合には} \\ \alpha_a &= 180^\circ \\ \alpha_b &= 180^\circ - K_1 K_2 (E_s - E_n) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.6)$$

となる。

ここで、 K_2 はゲート回路の伝達関数である。

一方交流電源から、点弧位相 α を制御する単相全波整流回路により直流電動機を駆動するとき、直流電動機の数値にはほぼ比例する逆起電力のため、電機子電圧および電流は図3.1のようになり、 α を変化した場合のモータの出力トルクと速度との関係は、100 W 220 V 電動機では図3.2のようになる。したがって、ある設定速度 E_{s1} に対してトルクが変動しても、それに応じて α を移動すればモータ速度 E_n はほぼ一定に保たれる。この場合、外乱の大きさ Δb と速度変化 Δn との比は式(3.7)で表わされる。

$$\Delta n / \Delta b = E_{d0} / K_1 G(s) E_{s0} \dots\dots\dots (3.7)$$

ただし E_{s0} : 基準電圧
 E_{d0} : 無制御時の直流電圧

そのため、速度変動を小さくするためには

$K_1 G(s) E_{s0}$ を大きくすればよい。また外乱も小さいほうがよいが、今、外乱を負荷変化によるものとするれば、外乱は負荷の変動分と電圧変動率との積となるため、速度変化を小さくするためには電圧変動率が小さいほうが望ましい。しかし、単相では図3.2に見るように電流の断続によって電圧変動率は非常に大きいため、高度の制御性能を要求される用途に対しては三相整流回路を用いるほうが望ましい。

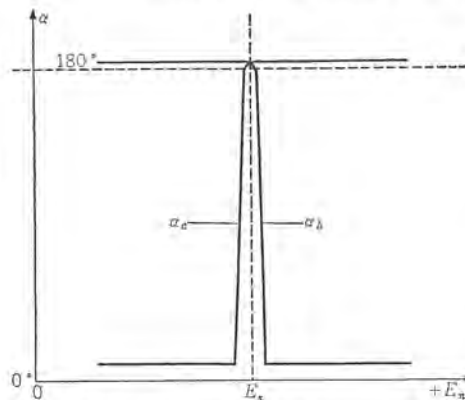


図 3.3 モータ速度と点弧角 α との関係
Fig. 3.3 Relation between motor speed and firing angle at a given reference speed.



図 3.4 モータ急速反転時のオシログラム
Fig. 3.4 Oscillogram of quick reversing of motor rotation.



図 3.5 設定速度を変化させた場合のモータ速度の追従性
Fig. 3.5 Ability to follow up the speed when reference is varied.

に大きな突入電流が流れ、SCR を破壊するおそれがあるので、前記のように、直流電動機電機子電流に応じた α の制御を行なって突入電流を制限する。この場合、直流電動機の電機子電流に比例する成分を制御系に加える代わりに、過電流制限回路を制御系に付加すれば、この過電流はもっと有効に抑制することができる。図 3.4 は指令値を E_s から $-E_s$ に変化させた場合の過渡現象の一例を示しているが、約 20 サイクルで電動機は完全に反転している。また、図 3.5 は E_s を任意に、しかも急激に変化させた場合の E_n の追従性を示しているが、これからそのすぐれた特性を知ることができる。

3.2 三相全波整流回路による 1 方向運転制御特性

この場合の回路は図 2.7 に示すとおりである。制御は直流電動機の電機子電圧 E_b と指令電圧 E_s との偏差によって SCR を制御して行なわれる。この場合の ゲート 回路も含めた SCR による静止レオナード装置の伝達関数 $G(s)$ は電流が断続せぬ範囲において式 (3.8) に示すとおりとなる。

$$G(s) = \frac{(E_d/5)(\sin \alpha_0/2)}{1 + 0.0036s + 0.00001 s^2} \quad (3.8)$$

電流が断続する領域では、この伝達関数は式 (3.9) に示すように変形されるが、

$$G(s) = \frac{(E_d/5)(\sin \alpha_0 - \sin(\alpha_0 + \beta))}{1 + 0.0036 s + 0.00001 s^2} \quad (3.9)$$

ただし β は通流角

式 (3.10) を満足する大きさのインダクタンスを電機子回路にそう入すれば電流は定格値の約 1/10 まで連続して流れるため、電流が断続することはほとんど考える必要がなく、式 (3.8) を用いればよい。

$$L = (0.85 \times 10^{-2}) E_{d0}/I \quad (3.10)$$

ただし I : 定格電流, E_{d0} : 無制御時の直流電圧

L : インダクタンス

図 3.6 および図 3.7 は電流が連続して流れている場合および断続して流れている場合の直流電圧および電流波形のオシロであるが、これからみてこの回路の動作は、零相陽極付三相整流回路の動作にきわめて類似していることがわかる。

また、ゲート回路に制御信号として与えられる電圧 E_c は式 (3.11) によって表わされる。

$$E_c = K_1(E_n - E_s) \quad (3.11)$$

また、ゲート回路の特性は式 (3.4) で表わされるため、

$$\alpha = 180^\circ - K_1 K_2 (E_n - E_s)$$

となる。

この装置の周波数特性をしらべると、cross over frequency は 50 rad/sec の近辺となり、これによって制御系の応答はきわめて速いことが推測できる。事実、図 3.8 および図 3.9 はこの制御系にステップ状の負荷外乱を与えた場合の過渡特性を、自動制御を行なっている場合と行っていない場合について、おのおの測定したオシロであるが、この結果から制御系の応答はきわめて速く、過渡偏差もほとんど現われておらず、また定常偏差もきわめて小さく、満足すべき定電圧制御を行なっていることがわかる。この過渡応答特性は、6 脚のすべてに SCR を用いた場合とほとんど差異がない。

4. 直流電動機の開閉制御

小形直流電動機をパイロット電動機として使用する場合には、急

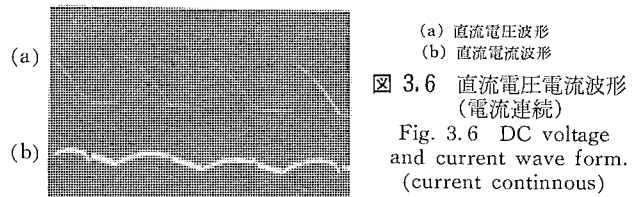


図 3.6 直流電圧電流波形 (電流連続)
Fig. 3.6 DC voltage and current wave form. (current continuous)

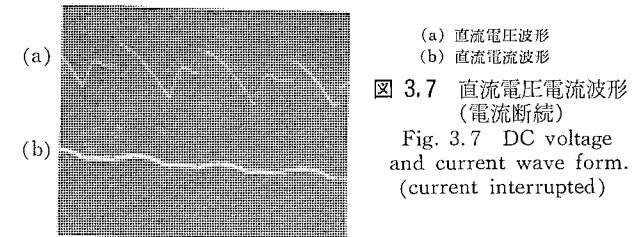


図 3.7 直流電圧電流波形 (電流断続)
Fig. 3.7 DC voltage and current wave form. (current interrupted)

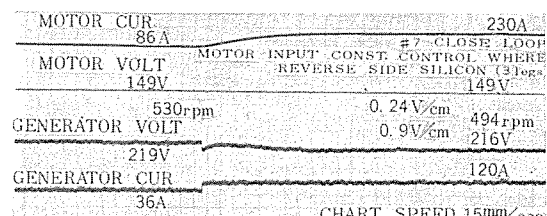


図 3.8 静止レオナード装置出力電圧変動 (自動制御しているとき)

Fig. 3.8 Out put voltage of static Ward-Leonard system (with automatic control).

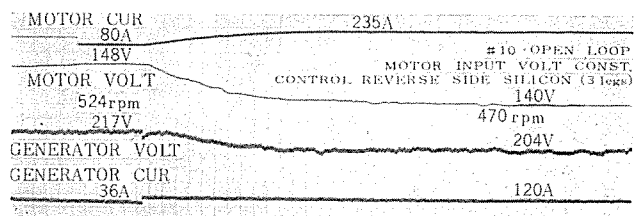


図 3.9 静止レオナード装置出力電圧変動 (自動制御していないとき)

Fig. 3.9 Out put voltage of static Ward-Leonard system (without automatic control).

速で正確な起動および停止を行なわなければならない。したがって電動機の急速な停止のためには、電源側からの直流電流がシャ断されて、後ただちに電機子を短絡して制動する必要がある。たとえば、車両用パイロットモータのようにひんぱんに起動、停止が繰り返され、しかもその作動が迅速かつ確実になければならない場合には、スイッチとして従来の機械的スイッチを用いることは接点の消耗のはげしいことから寿命、信頼性の点で難点があるが、SCR を適正な条件のもとで、静止スイッチとして使用すれば、SCR の小形軽量、長寿命、高制御利得などの利点とあいまって、上記要求を十分満たすものが得られる。

図 4.1 および図 4.2 は直流電動機の開閉制御に SCR を用いた場合の基本回路および各部の電圧電流波形である。

図 4.1 において、SCR T_1 にゲートの所要の制御パルス電流を与えると、 T_1 は直ちにターンオンし、導通状態に入り電機子電流を流し始め、電動機は起動する。同時に転流コンデンサ C_a は、抵抗 R_a を通じて SCR T_2 の陽極側につながるほうが正になる方向に充電される。SCR が導通状態にある時の正方向電圧降下は、1~1.5 V 程度であるから、 C_a の最終充電電圧はほぼ直流電源電圧に等しい。つぎに、図 4.2 の時刻 t_3 において、SCR T_2 のゲートに制御パルスを与え、 T_2 を導通状態にすると、 C_a の放電電流に

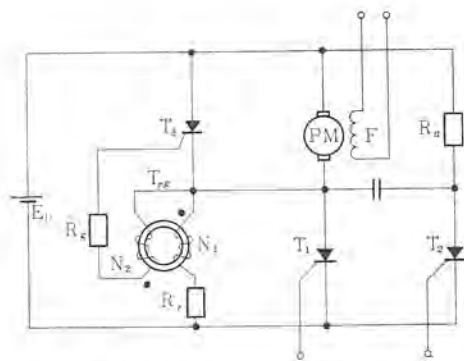


図 4.1 直流パイロットモータの無接点制御回路
Fig. 4.1 Contactless control circuit of DC pilot motor.

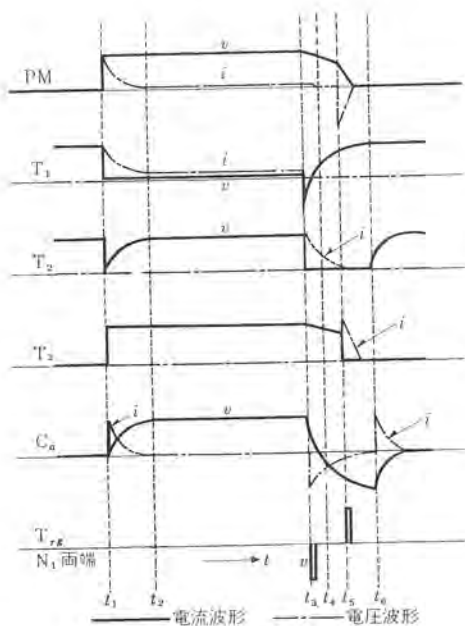


図 4.2 図 4.1 の各部電圧・電流波形
Fig. 4.2 Voltage and current waveforms in Fig. 4.1.

よりそれまで T_1 を流れていた電流は強制的にシャ断される。その後、 C_a は電機子を通じて放電しつつあるが、時刻 t_4 からは今までと逆方向に充電されはじめ、SCR T_1 には、再起電圧として正方向電圧が印加される。 t_3 と t_4 の時間差、すなわち、余裕時間 t_d は電機子のインピーダンスと C_a の容量により決まる。この時間が、 T_1 のターンオフ時間 t_{off} より短いときは、 T_1 はふたたび導通状態に入り、いわゆる転流失敗のおそれがある。シリコン制御整流器 T_1 が再点弧することなく、 C_a が逆充電され始めたことを認めてから SCR T_3 を導通状態とし、電機子を短絡するため、角形ヒステリシス特性の鉄心がもうけられている。したがって、 T_1 と T_3 とで直流電源を短絡することがない。 T_3 によって電機子が短絡されれば、電機子はすみやかに制動されるとともに、 C_a の逆充電もすみやかに完了し、あとは T_2 に抵抗 R_a を通る電流が流れつつけようとするが、 R_a の抵抗値を大きくして、その電流が T_2 の最小保持電流以下になるようにすれば、 C_a の逆充電完了と

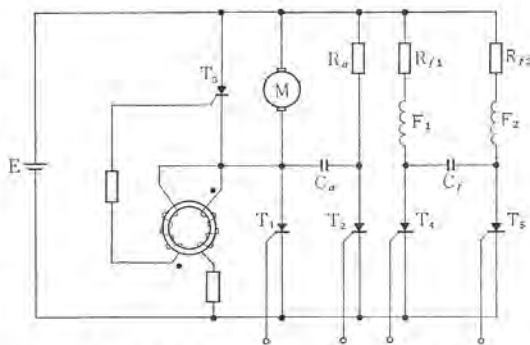


図 4.3 界磁巻線切り換えによるモータの正逆転
Fig. 4.3 Reversing drive of motor by changing field winding.

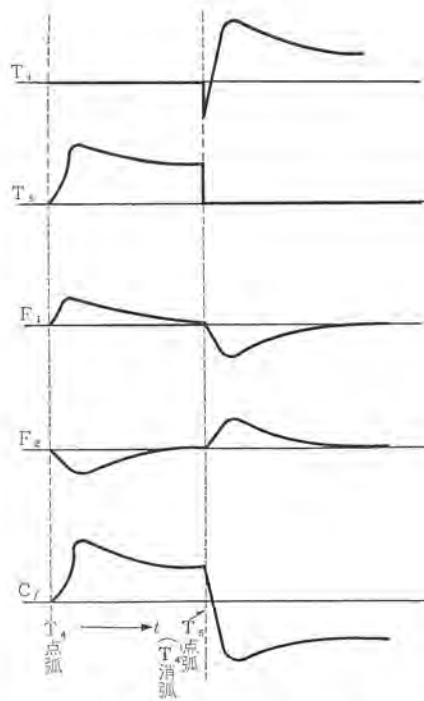


図 4.4 図 4.3 の各部電圧波形
Fig. 4.4 Voltage waveforms in Fig. 4.3.

もに、SCR は自然に非導通となり、すべての状態はまったく起動前の状態にもどる。

直流電動機の回転方向の変換を無接点で行なわせようとするとき、2 個の界磁巻線がある場合には、前と同様に SCR 2 個を用い、図 4.3 の回路で迅速確実に行なうことができる。図 4.4 は実験例における各部の波形である。

5. むすび

SCR は、その特性上、直流電動機の駆動には好適の要素である。そのため、これを用いた静止レオード装置は SCR の利用の分野で、きわめて大きな地位をしめるものと思われる。当社では、すでに数百 W から数十 kW までの静止レオード装置の試作を完了し、百数十 kW までの静止レオード装置の標準回路を決定した。また、そのうちいくつかはすでに実用に供されている。今後、SCR の容量の増大とあいまって、大容量直流電動

機の制御にシリコン整流器を用いた静止レオード装置が用いられる日もさほど遠くはないであろう。

参考文献

- (1) 岡、坂東、大島：シリコン制御整流器の応用「三菱電機」36, No. 7, 851 (昭 37)。
- (2) 吉田、高岡、川合：シリコン制御整流素子による電動機制御「三菱電機」36, No. 5, 638 (昭 37)。
- (3) 細野、山村：シリコン制御整流器による直流電動機の制御「三菱電機技報」36, No. 12 (昭 37)。
- (4) 加藤、室賀、小林、岡：制御電極付シリコン整流素子とその応用「三菱電機」34, No. 12, 1617 (昭 35)。
- (5) 青木：直流電動機制御と水銀整流器の利用「芝浦レビュー」15, No. 7, 249 (昭 11)。

SCR の小容量直流電動機への応用

吉田 太郎*・梶野 幸男*

Application of Silicon Controlled Rectifier to DC Motor Control

Nagoya Works Tarō YOSHIDA・Yukio KAJINO

In the past variable voltage control devices for DC motors using magnetic amplifiers or thyratrons were produced in quantities by Mitsubishi. On the other hand variable voltage control devices for DC motors with SCR (silicon controlled rectifier) built for trial have resulted in better operating characteristics, more economy and smaller size than the old devices. Since then all variable voltage control devices for DC motors have been built with SCR, their capacities ranging from several hundred watts to a few kilo-watts. They are used for machine tools and for many other purposes. Also those ranging from several watts to one hundred watts have come into practical use for business machines.

1. ま え が き

工作機では、数 kW 以下の小容量の電動機を使用する 경우가多く、従来は交流電動機の極数変換とか、電磁式 クラッチ により段階的に変速していたが、工作機の高効率、高性能と自動化の推進を目的として広範囲で無段階の速度制御の要求が多くなってきた。この要望にこたえて5年ほど前、磁気増幅器式の静止レオナードを開発し、その後実用的なものとしてかなり広く使用されてきた。ところが2年ほど前からこの静止レオナードのSCR化を図り、従来のものより小形化されるとともに特性が改善され、その上経済的なものが得られるようになり、現在では全面的にSCR式のものに切換え、用途もさらに一層広がった。また複写機などの事務用機械においては、数 W~100 W 程度で広範囲(1:10~1:30)の速度制御が要求されているが、これに対し従来は高精度のものにサイクロン制御のものを使用し、普通はスライダックのものが使用されている。事務機械においては、特性がよくこととともに安価であるということがとくに要望されており、これらのSCR化はとくに安価なものが得られよう点弧回路に特別な考慮を払う必要がある。ここでは現在実用されているもののうち代表的なものを紹介しよう。

2. 単相全波式 SCR 制御

研削盤の主軸、あるいはト(砥)石軸電動機、フライス盤のテーブルヘッドの送り電動機などは、数 100 W~数 kW のものが多く、この程度の容量の場合は単相全波式のものが実用的である。

2.1 回路構成と動作特性

単相全波の回路はいろいろあるが、図 2.1 のものは現在最も広く実用しているものである。

この回路では SCR を逆並列に接続し、その交流出力をシリコン整流器で全波整流し、直流リアクトルを通じて直流電動機に可変直流電圧を供給するようにしている。SCR の点弧制御回路はトランジスタ無接点リレーの論理要素(トランジスタサイパック)⁽²⁾の組み合わせで構成している。

図 2.1 において簡単に動作の説明をしよう。

変圧器 Tr_1 の二次電圧を全波整流し、この出力をきょ(鋸)歯状波発生回路⁽¹⁾の入力とする。きょ(鋸)歯状波発生回路にはこの入力

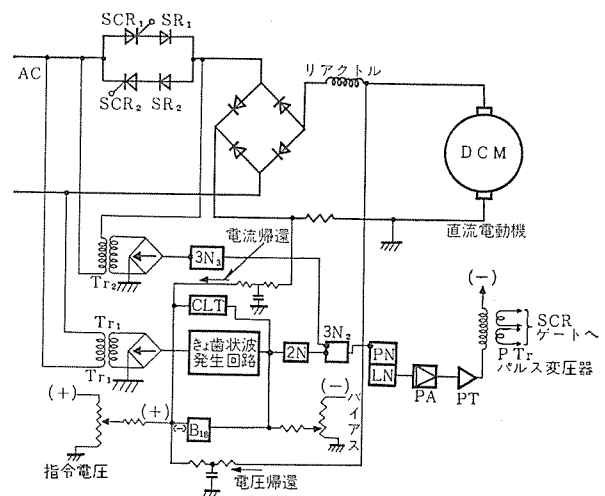


図 2.1 直流電動機の SCR 制御 (単相全波方式)

Fig. 2.1 Voltage control of DC motor by SCR.

信号と同じ周波数、すなわち電源周波数に同期したきょ(鋸)歯状波を得る。

このきょ(鋸)歯状波電圧と、制御入力とを重畳し、その出力を 2N, 3N1, PN, LN, PA, PT で整形増幅して、パルス変圧器 PTR を通じて SCR のゲートに点弧制御入力を入れている。

この回路では、制御入力として指令電圧を直接 2N に入れず、前段増幅器 B_{18} を通してその出力を負のきょ(鋸)歯状波出力と組み合わせ、その差電圧を 2N の入力としている。 B_{18} はコレクタ暗流の少ないシリコントランジスタを用いており、さらに周囲温度の変化などによる増幅率の変化を少なくするように考慮されている。 B_{18} に正の入力を与えると、正の出力電流は減少する。したがって 2N の動作する時間は早くなり、SCR の点弧位相は進む。すなわち直流制御入力に比例して SCR の点弧位相は推移し、直流電動機への印加電圧は減少する。

この前段増幅器 B_{18} の入力へ指令電圧を与え速度を検出し、負帰還して自動制御すれば閉回路利得は大きくなり、精度の高い速度制御ができる。速度の検出はパイロット発電機を設ければとくに精度が高くなる。普通は電機子電圧と電機子電流を組合せて近似的に速度を検出することができ、これで実用的には十分である。

図 2.2 はパイロット発電機により速度を検出した場合であり、

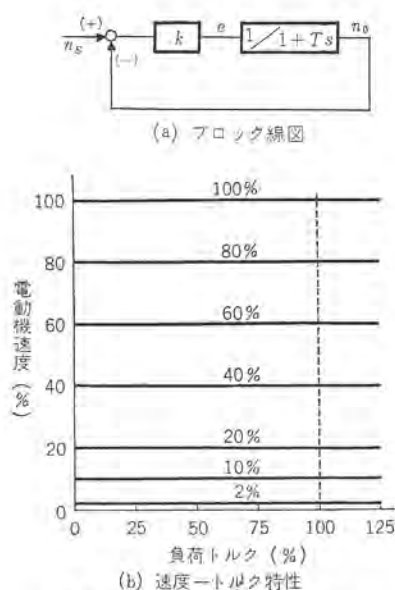


図 2.2 PG で帰還する場合の
ブロック線図と速度-トルク特性
Fig. 2.2 PG feed back control.

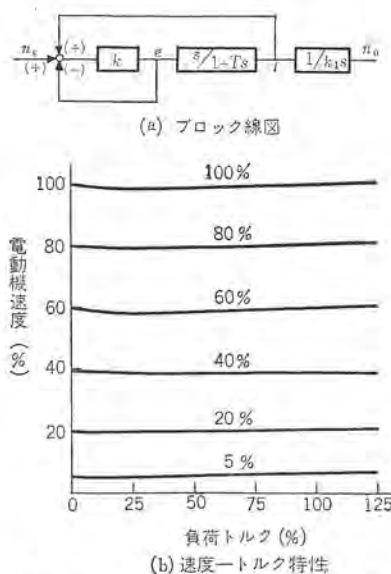


図 2.3 電圧、電流を帰還する場合の
ブロック線図と速度-トルク特性
Fig. 2.3 Voltage and current feed
back control.

負荷 トルク と速度は直線的に変化し、速度変動率は定格速度の
0.5%~1% 以内に入っている。

図 2.3 は電機子電圧、電流の組合せにより近似的に速度を検出
した場合の負荷 トルク と速度変化を表わしている。図 2.3 によ
れば速度変動は負荷 トルク が定格の 25~50% 近くで最も大きく、
その後負荷 トルク とともに速度が少し上昇する傾向を示している。

過渡特性もパイロット発電機を使用するほうがすぐれているが、
実用的には後者の場合で十分である。この装置においてとくに考
慮されている二、三の点について説明しよう。

(1) SCR 失弧防止

電動機は速度に比例した逆起電力を誘起しているので、電動機
の瞬時値がこの逆起電力より高くなる位相角になった後、SCR の
ゲートに点弧電流が流れるようにすること、SCR に十分大きな
点弧電流を流すと同時に、導通した後はすみやかに出力 トランジ
スタ (PT) を不導通にして、点弧電流をパルス状にすることが望ま
しい。そのために図 2.1 に示すように、きょ歯状波発生回路の入
力は電源電圧からとっているが、一方変圧器 Tr_2 を通して SCR
端子電圧を $3N_3$ (NOR 素子) に導き、 $3N_3$ の出力を $3N_2$ に入
れている。このようにすることにより、SCR が点弧した後すみ
やかに出力 トランジスタ (PT) を不導通にする効果のほかに、点
弧位相角が進み過ぎて失弧するおそれのある場合、自動的に抑制す
る効果をもっており、非常に安定した制御動作が得られる。

(2) 過電流制限

速度は電機子に誘起される逆起電圧に比例するから、速度の負
帰還は電機子電圧を負帰還し、電機子電流を正帰還することにな
る。一方過負荷になった場合、SCR を保護する目的で過電流があ
る一定値 (150~200%) 以上になった場合、負帰還し SCR 出力
を減少させるようにする必要がある。この二つの目的で、図 2.4
に示すように、電機子電流分を前段増幅器 B_{15} の前と後 (2N の
前) に入れているが、有効に作動している。主要部は 2 個のダイ
オード (D_1 , D_2) と、可変 バイアス からなっている。 D_2 にはま
えもって I_2 なる負のバイアス電流を流しておき、電機子電流が増加し
て $I_3 > I_2$ なる値から、ダイオード D_1 には $I_1 (=I_3 - I_2)$ なる電流

SCR の小容量直流電動機への応用・吉田・梶野

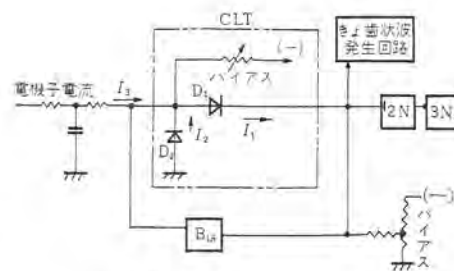
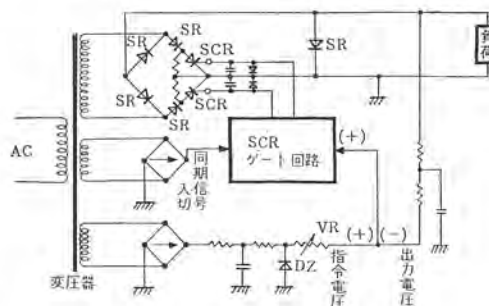


図 2.4 過電流制限回路
Fig. 2.4 Over-current limiting circuit.



SR: シリコン整流器
DZ: ゼナーダイオード
図 2.5 SCR 式直流定電圧装置
Fig. 2.5 Automatic DC voltage
regulator with SCR.

が流れ、これを 2N の入力へ入れれば、電機子電流を負帰還する
ことができる。

(3) 定電圧装置と界磁制御

電源電圧の変動、とくに過渡的な変動に対しても速度が変化し
ないようにすることが望ましい用途も多い。そのためには指令電
圧を一定にするとともに、界磁電圧も一定にする必要がある。

図 2.5 はそのためのもので、SCR を使用した直流定電圧装置
である。また低速部分を電機子電圧制御し、高速の部分で界磁電
流制御する場合は、この直流定電圧の基準電圧を調整することに
より容易に遠隔制御ができ 1 石 2 鳥である。

この定電圧装置を静止レオードに使用すれば、電源電圧が定格
値の $\pm 10\%$ 階段的に変化する場合、電動機の過渡速度変動率は
設定速度の $\pm 3\%$ 以内である。

図 2.6 は精密立テ中ぐり盤の テーブル 送り 2kW、ヘッド 送り
1kW 用の静止レオードを組込んだ制御盤、図 2.7 は、ホブ盤の

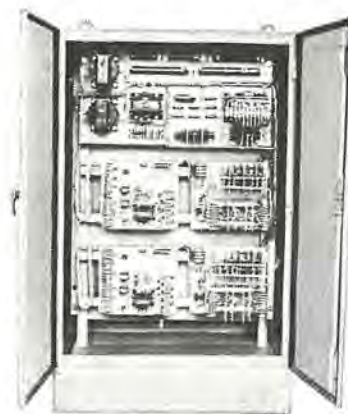
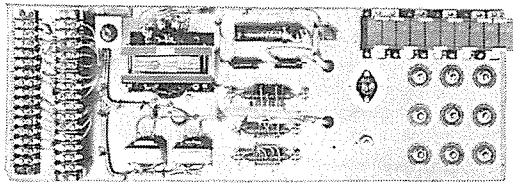
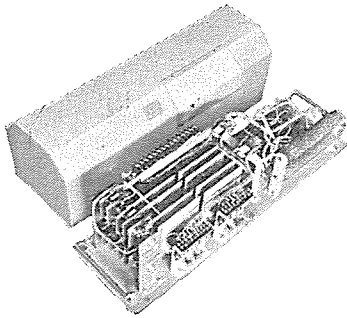


図 2.6 静止レオード制御盤
(テーブル送り用 2kW、ヘッド送り用 1kW)
Fig. 2.6 SCR control panel for 1kW and 2kW DC motor.



(a) SCR 点弧位相制御盤



(b) SCR 出力装置

図 2.7 ホブ盤用 4kW 静止レオナード装置

Fig. 2.7 SCR firing phase control panel and SCR power unit for 4 kW DC motor of hobbing machine.

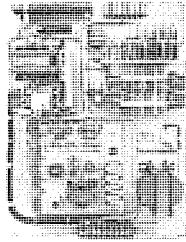


図 2.8 フライス盤テーブル送り用静止レオナード装置

Fig. 2.8 Variable voltage control panel for table feeding of milling machine.

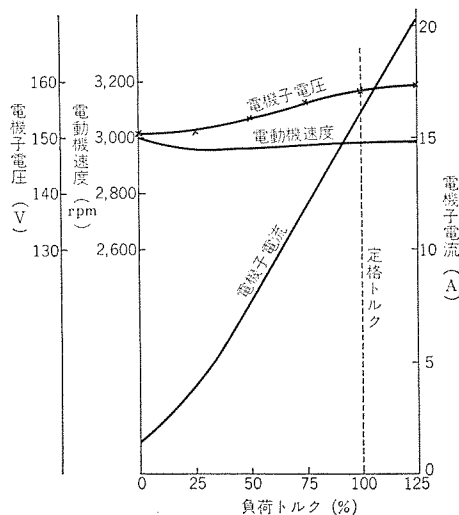


図 2.9 静止レオナードの制御特性

Fig. 2.9 Static characteristics of variable voltage control for DC motor.

主軸 4 kW 電動機用の SCR 制御部とその出力部を示す。

図 2.8 はフライス盤のテーブル送り用 2.2 kW 用静止レオナード装置であり、図 2.9 はその試験データの一部で、速度制御範囲 1:30 において速度変化は 50~100% 負荷変化するとき、設定速度の 5% 以下になっている。

3. 単相半波式 SCR 制御

複写機などの事務機械における駆動電動機は数 W~100 W 程度のもので、工作機用ほどの精度は必要とされないが広範囲の安定した速度制御が必要とされ、その上とくに小形で安価であることが要求される。ここに紹介するものはこのような要求にこたえて開発したもので、きわめて実用的なものとして広く使用されようとしている。

3.1 回路構成と動作

図 3.1 はこの方式のもので主要部を示す。図 3.1 に示す回路

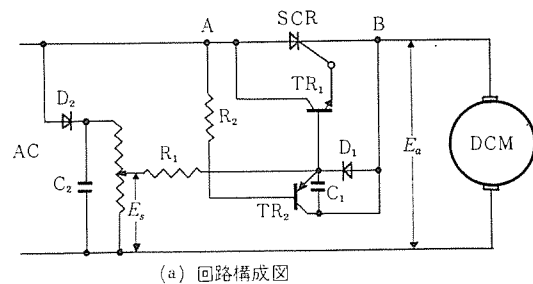
において SCR の点弧位相がどのように制御されるかについて説明しよう。

交流電源を SCR で半波整流して直流電動機に印加するものである。SCR の端子に正の電圧が印加される（接続点 A が B に対して正の電位にある）区間において、トランジスタ TR_2 のベース、エミッタ間、およびダイオード D_1 は逆方向にバイアスされるので、コンデンサ C_1 の端子間は開放される。したがって指令電圧 E_s と電機子電圧 E_a を比較し、その差電圧により抵抗 R_1 を通して、コンデンサ C_1 に充電し、その出力をトランジスタ TR_1 により増幅して、SCR のゲートに入れるようにしている。SCR の陽極と制御極間に接続されるトランジスタ TR_1 には SCR が導通すると電流は流れなくなり、SCR の制御極には電流は流れない。これは SCR を確実に点弧させるに有効であるばかりでなく、SCR の制御極には不必要な電流を流さないようにする効果がある。

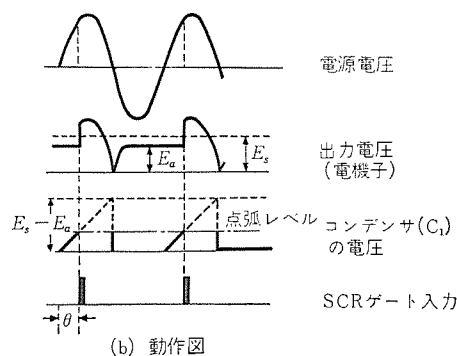
つぎに交流電圧の位相が反転し接続点 B が A に対して正電位となる区間においては、B から D_1 , TR_2 , R_2 を通して A へ電流が流れる。このとき TR_2 によりコンデンサ C_1 の両端は短絡され、コンデンサ C_1 はすみやかに放電する。したがって、コンデンサ C_1 は電源周波数の各サイクルごとに確実に充放電を繰り返し、安定したきょ歯状波を発生する。とくに SCR の不導通区間においては、電機子電圧 E_a は正確に速度に比例した電圧を誘起しているので、指令電圧 E_s と電機子電圧 E_a を比較すれば、精度の高い速度制御ができる。負荷が増加して速度が低下すれば、電圧 E_a も低下し指令電圧 E_s との差電圧は大きくなり、コンデンサ C_1 には大きな電圧が印加される。その結果トランジスタ TR_1 の入力が大きくなり、SCR の点弧位相は自動的に進み、電動機には前より大きな電圧が印加され速度は増加する。同様に指令電圧 E_s を変化させる場合も同じように、指令電圧に比例した速度が得られる。

図 3.2 に SCR 半波制御方式の直流電動機制御装置を示す。これは 100 V 交流電源に接続すればそのまま直流電動機の手速度制御ができるようになっている。

図 3.3 は半波制御による電動機の負荷トルクと速度の関係を示



(a) 回路構成図



(b) 動作図

図 3.1 直流電動機の SCR 制御（単相半波方式）

Fig. 3.1 SCR half wave control of DC motor.

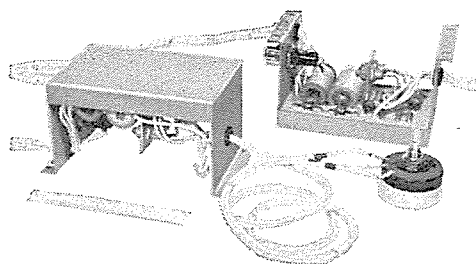


図 3.2 SCR 制御装置 (75W)

Fig. 3.2 SCR DC motor control unit for business machine.

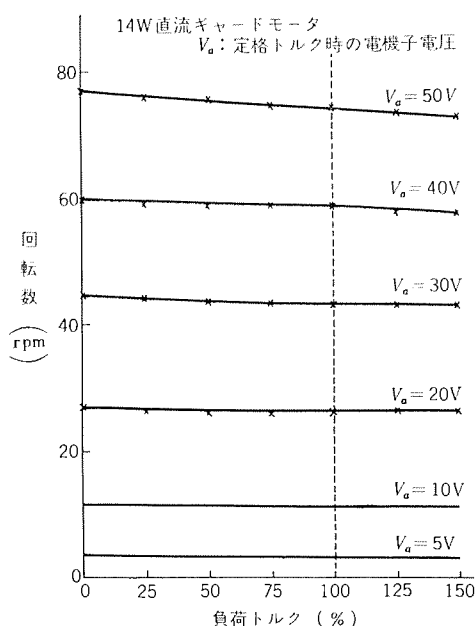


図 3.3 速度-トルク 特性

Fig. 3.3 Speed-torque characteristics of DC motor with SCR control.

すものである。速度変化 1:30 において設定速度の約 5% の変動率である。

4. む す び

以上 SCR を応用した単相全波制御方式 (0.5~4 kW) および単相半波制御方式 (数 W~数百 W) の静止レオナードについてその概要と製品について紹介した。4 kW 以上の直流電動機制御には三相全波制御方式のものがより経済的である。

最近のエレクトロニクス技術 (とくに SCR の出現とその応用技術) の進歩により、今まで少し立ち遅れていた直流電動機の制御分野にも、大きな期待がもてるようになった。

従来はとかく電動機の無段変速装置は大きくなり、高価のものであるという概念があって、工作機などの比較的小容量のものにはあまり使用されていなかった。われわれはこの分野において手軽に使用できるものにするため、SCR の出現と同時に、小形化、特性の向上、そして安価な装置にすることをめざし、十分実用的な電動機の変速制御装置を提供できるよう努力してきた。とくに SCR 半波制御による装置は数 W~100 W 程度の事務機械用小容量直流電動機のスライダックによる速度制御装置や、ガバモタのごとき定速度制御するものに対して、特性的にはいまでもなく、構造的にも小形で価格の点でも十分代わるものとして大いに期待できる。

また SCR と トランジスタ 無接点 リレー 制御を併用することにより、直流電動機制御はより高度な自動制御装置の一役を負って、今後さらに応用分野を開拓し、実用化されることであろう。

参 考 文 献

- (1) 吉田, 高岡, 川合: シリコン 制御整流素子による電動機制御「三菱電機」, 36, No. 5 (昭 37).
- (2) 吉田, 酒井, 宮: トランジスタリレー 制御方式, 「三菱電機」, 34, No. 12, p. 112 (昭 35).

最近における社外講演一覧

年 月 日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所属場所
37-11- 3~ 4	日本非破壊検査協会	超音波探傷の直線性について	大島羽幸太郎・東田孝彦	無線機
37-11- 8	照明学会北海道支部	スーパーライフ 水銀 ランプ について	河野勝美	大 船
37-11- 8	照明学会東京支部	スーパーライフ 水銀 ランプ について	牧野六彦	大 船
37-11-10~11	電気関係学会関西支部連合大会	トランジスタパルス 発生器の温度特性	大盛真次	無線機
37-11-10~11	電気関係学会関西支部連合大会	サイマルテニヤスローピングアンテナ 用 ターンスタイル 円偏波 ダイポール	中村信弘	無線機
37-11-10~11	電気関係学会関西支部連合大会	サイマルテニヤスローピング 方式追尾装置の システム	渡部 優・若田和明	無線機
37-11-10~11	電気関係学会関西支部連合大会	追尾 アンテナ の油圧駆動の問題点	篠原英男	無線機
37-11-10~11	電気関係学会関西支部連合大会	サイマルテニヤスローピングアンテナ	榎本俊弥・渡部 優	無線機
37-11-10~11	電気関係学会関西支部連合大会	二進 カウンタ による二次関数発生器	若田和明	無線機
37-11-10~11	電気関係学会関西支部連合大会	符号 パルス 圧縮 レーダ 方式	若田和明・遠藤義昭	無線機
37-11-10~11	電気関係学会関西支部連合大会	レーダ の パルス 幅圧縮	石井康一	無線機
37-11-12	電気関係学会関西支部連合大会	テレビ 画像の改善について	竹内政和・篠原英男	無線機
37-11-16	電気通信学会講演会	パラメロン 式低速度 データ 伝送装置	大島羽幸太郎・石田哲爾	無線機
			鳥居健太	無線機
			近藤輝夫	無線機
			中司浩生	無線機
			植竹勝人	無線機
			鈴木昌三・江塚 昭	無線機
			竹内康太郎	無線機

SCR のインバータへの応用

河合 正*・岡 久雄*・杉本盛行**・大島征一**

Application of Semiconductor Controlled Rectifiers to Inverters

Research Laboratory Tadashi KAWAI・Hisao OKA・Moriyuki SUGIMOTO・Masakazu ŌSHIMA

The latest development of semiconductor controlled rectifiers (SCR) has brought about gradual changes in inverter application which was under a certain restriction in the past. Having many excellent performances, the SCR still needs solutions of numerous problems on the circuits inherent to devise SCR inverters and also of a good many technical questions so as to have the best advantage of it. In an aim of the complete solution, Mitsubishi has built a 500 W 120 cycle SCR inverter for trial and achieved almost anticipated results. This device is a series inverter having a feature of regenerating a part of output power on a DC source side. It has simple construction, little output voltage variation and excellent operation stability, being completely transistorized on gate control circuits, adequate for control of inverter output frequency and capable of positive start and stop.

1. ま え が き

古くから、回転機にかわるすぐれた静止形周波数変換器の実現を目指して多くの研究開発が行なわれてきたが、当社も絶え間ない研究^{(2)~(11)}を続けた成果ついに直列インバータの二つの回路方式を生み、その中の一つについては既に実用化の経験も得⁽⁷⁾ている。しかしながらこれまで実用化された装置^{(1)~(7)}は電気弁として水銀整流器や大形サイラトロンを使用した比較的大容量のものばかりで、小容量、とくに高周波のもの分野はそれに適する電気弁がないことや、装置の経済性に問題があるなどの事情であり実用化が進まないまま放置されていた。この状態はきわめて長い間続いたが最近になってようやく半導体制御整流素子（以下 SCR と呼ぶ）が出現し、これまで制約されていたインバータの応用分野は大きく一変するきざしが見えてきた。

ここにとりたてていうまでもなく、SCR は多くのすぐれた性能を有しているから、これをインバータの回路素子として使用した場合当然これらの利点はそのまま装置の長所として取り入れられるであろう。しかし、SCR は試作の段階を脱して日も浅く、インバータ用素子としての応用実績も十分とはいえないだけに、半導体にありがちな欠点に対する不安が完全にぬぐいさられたわけではない。一方 SCR インバータ自身にもインバータ固有の回路上の問題や SCR の特長を十分生かすための技術的問題など、改めて解決しなければならない多くの問題が取り残されている。われわれは先ごろからこれらの全面的な解決を目標として 500 W、120 c/s のインバータを試作し、これについて詳細な試験を続けて来た。

このインバータは本来、汎用電源として使用するために開発されたものであるが、その周波数、容量は便宜上近時需要の出た来た車両用磁気増幅器の電源⁽¹¹⁾として手ごろな値に選ばれている。このインバータでは余裕角が SCR のターンオフタイムに比べてきわめて大きくとれ、したがって運転の安全度は十分すぎるぐらいあるのでこれをさらに高い周波数のものに変更することももちろん可能である。この装置のおもな特色はつぎのとおりである。

(1) 汎用電源として正弦波出力を得るために改良形直列インバータの原理を採用している。

(2) 新たに考案した電力回生方式を用いインバータ固有の特性を大幅に改善している。

(3) SCR の制御回路および、過電流保護回路はすべてトランジスタ化し、実用装置の標準方式として直ちに適用されるよう設計している。

(4) SCR の特長を発揮させるために装置全体が小形軽量となるよう配慮している。

最近における試験の結果、この装置が所期の性能を持つものであることが確認できたのでここにその詳細を紹介したい。

2. 電力回生方式改良形直列インバータの概要

2.1 改良形直列インバータの動作原理

自動式インバータを大別すると直列形と並列形に分類されるが、一方これを出力波形により分けて分けると方形波インバータと正弦波インバータに分類することもできる。方形波インバータは従来パワートランジスタを用いたものが主として開発されてきたが、最近では SCR を用いたものも含めて種々新しい回路方式が考案されている。とくに方形波インバータは回路素子の節減により装置を小形軽量にできことや、DC-DC 変換器その他の特殊の用途に適するなどの特長を有している。これに対し正弦波タイプは広範な用途に適用できるという長所はあるが同一容量の方形波タイプに比べ装置の容積が多少大きくなる傾向がある。このように両者の本質的な差異は認められるが、その優劣は一概に論じられるものではなく、むしろ用途に応じてこれを上手に使い分けることこそ賢明といえるだろう。この報告の装置は正弦波インバータを対象にしたもので、著者らがこれまで汎用電源として開発してきた改良形直列インバータ⁽⁷⁾についての経験を活かしたものである。本節では説明の都合上改良形直列インバータの動作原理についてのあらましを述べることにする。

図 2.1 (a) は改良形直列インバータの基本的な回路である。この回路では、SCR T_1 、 T_2 が周波数 f_0 の制御電源から 180° の位相角で交互に付勢されることにより、直流電源 E_d から転流リアクトル L 、転流コンデンサ C を経て負荷 R 、並列コンデンサ C_p および並列リアクトル L_p から成る負荷側回路に交流電流 i_0 を供給す

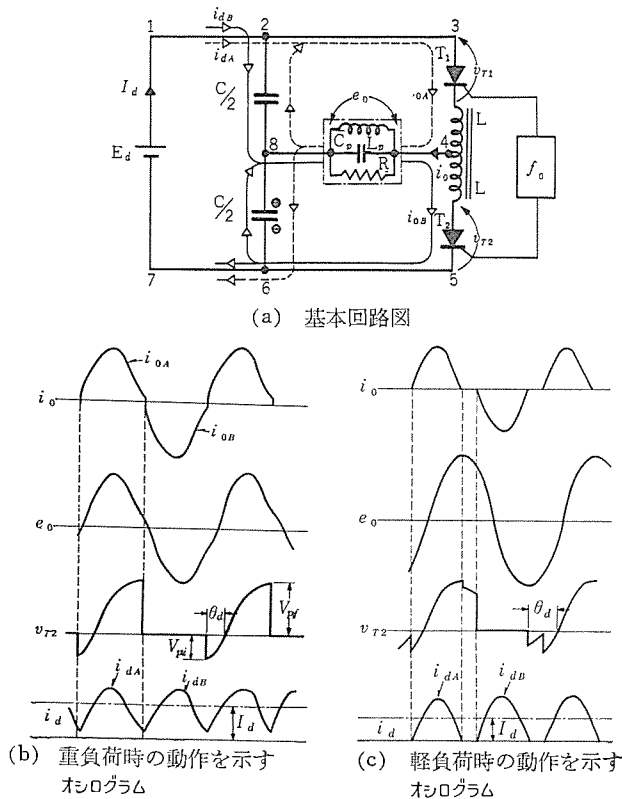
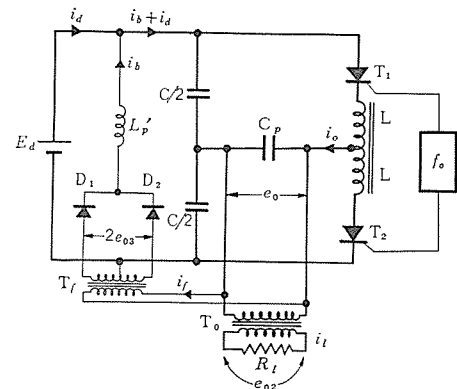
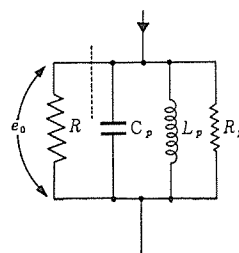


図 2.1 改良形直列 インバータ
Fig. 2.1 Improved series inverter.

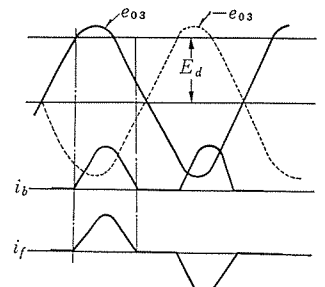
る。これを定常動作状態について説明すると、まず SCR T_1 が点弧し直流電源 E_d より点線で示した経路 $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 8 \rightarrow 6 \rightarrow 7$ を通って振動性半波電流が流れ負荷側回路に電力を供給すると同時に下段の転流コンデンサ $C/2$ は図のような極性に充電される。この際 T_1 には直流電源より供給される電流と、上段の転流コンデンサ $C/2$ にたくわえられていた電荷が点線で示した経路 $2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 8$ を通って放電する電流との和が流れる。一方、SCR T_2 が点弧すると今度は実線で示した経路 $1 \rightarrow 2 \rightarrow 8 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 7$ および、 $8 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6$ におおの直流電源から供給される電流と下段転流コンデンサの放電による電流の和が T_2 を通じて流れる。このように T_1, T_2 の通電が交互に繰り返されることによって負荷側回路には交流電流が供給される。この際 T_1, T_2 が負荷の全領域を通じて安定した転流作用を維持するためには、転流リアクトル、転流コンデンサ、負荷側回路の各回路定数および、インバータ出力周波数 f_0 はある特定の条件を満たさなければならない。負荷側回路だけについて考えても、 L_p, C_p, R の三つの可変回路定数があるので、このような条件を求めるのは一見きわめて困難なように思われるが、われわれの研究^{(6)~(9)}の結果によると、近似的にいって、このインバータの特性は負荷側回路の各素子定数の個々の値をいかに直接関係せず、主として負荷側回路全体の周波数 f_0 におけるアドミタンス Y_0 、および力率 PF だけに関係する。そして軽負荷領域では PF が遅れ力率になると転流が不可能で、進み力率になるほど運転は安定となるが、負荷が重くなるにつれ転流可能な PF の範囲は次第に拡がり、重負荷では著しく遅れ力率においても転流は安定となる。また、出力電圧 E_0 と直流電圧 E_d の比は PF が 100% から遠ざかるにつれ一体に大きくなる。したがって C_p, L_p 一定の場合負荷が軽くなると E_0 は異常なまでに上昇する。これは負荷が軽くなると PF が小さくなるためにほかならないから、常に負荷側回路の力率を適当な値に保つように、並列素子を制御すれば負荷の全領域にわたって略々一定した出力電圧を得ること



(a) 基本回路図



(b) 負荷側回路の
等価回路



(c) 動作説明図

図 2.2 電力回生方式改良形直列 インバータ
Fig. 2.2 Improved series inverter with power regeneration system.

が可能である。図 2.1 (b) および (c) は比較的重負荷と軽負荷について、定常動作状態における各部の電圧電流波形を示したもので、おのおの負荷側回路の力率はそのときの負荷状態に応じて並列素子に適当な制御が施されている。

改良形直列 インバータは並列素子の実用的な制御方式として、並列リアクトルを負荷に対応して制御することを骨子としたもので、これまで非線形リアクトル方式⁽⁷⁾と補助放電管方式⁽⁷⁾と呼ぶ二つの方式が考案されてきた。しかし、これらの方式は装置の容量が大きい場合にはなんら不都合を感じないが、SCR インバータとして比較的小容量の装置を対象にする場合は、これらの補助回路がやや複雑になる傾向があり、SCR の利点を強調する SCR インバータにとってはあまり好ましくない。このような理由も加わって新たに考案したものが電力回生方式改良形直列 インバータである。

2.2 電力回生方式の動作原理⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾

図 2.2 (a) は電力回生方式の基本的な結線図である。負荷 R_L は出力変圧器の二次側に結ばれているが、この負荷側に並列コンデンサ C_p が結ばれていることは前節で述べた改良形直列 インバータの基本回路と同じである。しかし変圧器の二次巻線の電圧を整流して直流電源側に電流 i_b を逆流させる電力回生回路(以下単に回生回路という)と称する一種の並列リアクトル回路の構成が異なっている。図 2.2 (c) は回生回路が動作している場合の各部の電圧電流波形を示したものである。結合変圧器の二次電圧 e_{03} の波高値が直流電源電圧 E_d より大きくなると、整流器 D_1, D_2 を介して脈動半波電流 i_b が流れるから結局 T_f の一次電流 i_f は図のような形状となり、その大きさは負荷の軽減に伴って増大する。この回生回路はインバータの重負荷状態では全然かあるいはほとんど働かないように T_f の巻数比を適当に選んである。今、回生回路の機能をぜんぜん考慮せずインバータが軽負荷状態になったものと仮

定するならば力率 PF が低下し出力電圧 e_0 は上昇する。しかしながら e_0 が上昇すれば再生回路は直流電流 i_b を直流電源側に供給しはじめ、したがってインバータには負荷や C_p 以外に図2.2(b)に示したような等価インピーダンスがつながれた形となるので、力率の低下が自動的に防がれ出力電圧 e_0 の上昇は比較的わずかな程度の値にとどめられる。ここで注意しなければならないのは、このインバータが再生回路を通じて実効電力を供給しているばかりでなく、 L_p がこの回路中に存在するために遅れ力率の電力も供給する形となっていることである。いいかえれば再生回路は図2.2(b)に示したように負荷と並列に結ばれた等価抵抗 R_p や等価インダクタンス L_p で表わすことができる。これは前節で述べた負荷側回路の構成と同じであるが、負荷の状態に応じて L_p のみならず、直流電源に再生される実効電力による見かけ上の負荷 R_p も自動的に変化し、合わせて負荷側回路の力率低下を防ぎ、出力電圧の上昇を抑える後目をするものである。

図2.2(b)の等価回路に示したように、この再生方式は原理的には改良形直列インバータの基本原理を拡張して応用したものではないが、非線形リアクトル方式や補助放電管方式と異なる特長をあげればつぎのとおりである。

- (1) 力率 PF したがってまたインバータ運転状態の調整がまったく自動的に行なわれるのでめんどりな制御装置がいらず、また整流器 D_1D_2 がSCRと同じ半導体素子でよいから装置を小形軽量にするのに有利である。
- (2) インバータの負荷が変化してもその動作状態は再生回路の自動的な働きによって余り変化せず、過渡的なじょう乱に対しても安定な動作を保つことができる。
- (3) 再生回路は半サイクルの遅れで応答するから過渡変化に対する回復はきわめて迅速である。
- (4) 再生効果を増して出力電圧変動率を良くしてもインバータの安全運転を保証する余裕角を犠牲にすることがない。

ただし再生電流 i_b は一周期を通じて一様にながれるものでなく断続した局所的な作用によって行なわれるものであるから再生効果を増すほど出力電圧は歪んでくる。

3. 装置の構成および性能

3.1 装置の仕様

この装置は実用的ですぐれたSCRインバータを実現させるためにその技術的な諸問題を全面的に解決することを目標として試作したものであって、概略つぎのような仕様のもとに設計されている。

- インバータ定格直流電源電圧：DC 108 V
- 定格出力：500 W (力率は80%以上)
- 定格出力電圧：AC 200 V
- 出力電圧変動率：1%以内(ただし直流電源電圧を一定にした場合のインバータ固有の出力電圧変動率は20%以内を目標としている)
- 出力周波数：(100~130 c/s)±1%以内
- 変換効率：70%以上
- 瞬間負荷変動による出力電圧の回復時間：5 c/s以内

3.2 構成の概要

装置の構成をブロックダイアグラムで示せば、図3.1のようになりており主回路部と補助回路部に大別される。その内容はつぎのとおりである。

主回路部：直流電源、インバータ主回路

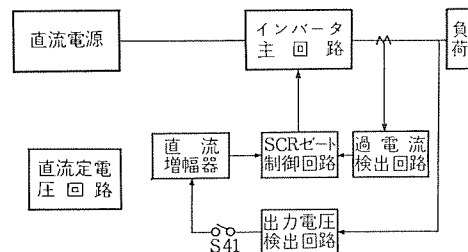


図 3.1 SCR インバータのブロックダイアグラム
Fig. 3.1 Block diagrams of the developed SCR inverter including control circuitry.

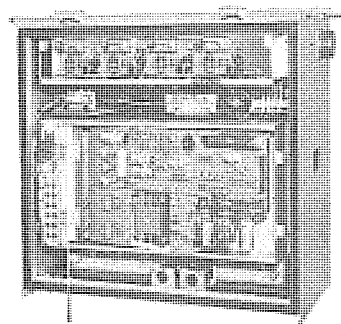


図 3.2 試作 SCR インバータの外観
Fig. 3.2 Appearance of the developed SCR inverter.

補助回路部：SCR ゲート制御回路、直流増幅器、出力電圧検出回路、過電流検出回路、直流定電圧回路。

このうち直流増幅器はSCRゲート制御回路の直流電源として使用され、制御周波数を安定化あるいはインバータ出力電圧の大きさによって自動的に制御するためのものである。これらは横幅570、高さ550、奥行300のケースに納められている。装置全体の外観は図3.2に示してある。

3.3 SCR の責務

この装置に使用したSCRは当社製のCR20A-8形でそのおもなる最大定格および最大動作特性はつぎのとおりである。

- セッ頭逆電圧 400 V
- 過渡セッ頭逆電圧 480 V
- セッ頭順阻止電圧 400 V
- 平均電流 20 A (180度通電) ケース温度 73°C
- 過電流耐量 300 A (1 c/s)
- 最大トリガート電流 50 mA (25°C)
- ターンオフタイム 10~30 μs

このようなCR20A-8形SCRの使用時の裕度を明らかにするために、装置が出力500 Wで連続運転する場合のSCRにかかる電圧、電流責務の概略値を求めておこう。図2.1において、SCR T_1 に流れる電流 i_{0A} は i_0 の正半波で180°おきに断続して流れ、その瞬時値は直流電流の瞬時値の2倍となるが、その平均値 I_{0A} は直流電流の平均値 I_d に等しい⁽²⁾。したがって500 Wの定格出力で運転中の変換効率を70%とすればSCRの平均電流 I_{0A} および I_{0B} は

$$I_{0A} \text{ (または } I_{0B}) = \text{定格出力} / (\text{直流電圧} \times \text{変換効率}) \\ = 500 / (100 \times 0.7) \approx 7 \text{ (A)}$$

であり、 i_{0A} の半波を正弦波の一部とみなせばその最大波高値は約22 AになりCR20A-8形の定格値に比べてかなり小さい。しかしこのような裕度は連続過負荷の場合やSCRの冷却としては80×80×3.2の放熱板による自然空冷だけしか施されていないということを考慮して決められたものである。一方、通電休止期間中にSCRに印加される電圧の最高値は図2.1(b)の v_{T2} に示

したごとく、逆電圧最高値 V_{PI} および順電圧最高値 V_{PF} で、その値は負荷が重くなるほど大きく、とくに過負荷状態では SCR を危険な状態にさらす恐れさえある。定格出力におけるこれらの値は、主回路定数の選び方で多少は異なるが、いずれも 200 V ぐらいであって、CR20A-8 の最大定格以内に楽に納まるけれども、電流定格を決めた場合と同様の考え方に基づき安全を見込んでこの SCR を 2 個直列に使用している。この装置はこのように電圧、電流に対する責務については十分なる裕度をもって設計されているが、この裕度については今後さらに検討を加える余地があると考えられる。

なお、図 2.1 (b) および (c) の v_{T2} の波形に示したように SCR の陽極陰極間電圧が負になる期間を電気角で表わして余裕角 θ_d と呼んでいる。この余裕角が SCR のターンオフタイム より短いと満足な転流作用が行なえず、インバータとしての運転は不可能になるが、この装置ではあとに述べるように SCR にとって十分すぎる余裕角が保証されている。

3.4 SCR の分圧方式とゲート方式

この装置では前節に述べた理由によって SCR を 2 個直列に接続して使用しているが、このような場合各 SCR は陽極陰極間の電圧を均等に分担し、ゲート信号に対してほとんど遅れなしにいっせいに点弧する必要がある。図 3.3 はそれらの目的のために用いた陽極分圧器とゲート分圧器をインバータ電気弁の片側だけについて示したものである。 $R_1 R_2$ は SCR-1 と SCR-2 の順電圧および逆電圧を均等に分圧するための抵抗分圧器で、 C_1, C_2 は同じく高周波成分に対する容量分圧器である。また低抵抗 R_3 およびコンデンサ C_1 は SCR が消弧した直後に発生する電圧の寄生振動や異常電圧を吸収するためのサージアブソーバである。なお、ゲート方式は直列接続した各 SCR を別々のゲート信号によって点弧させるというわずらわしさをさけるため、SCR-2 だけにゲート信号を与え SCR-2 の点弧によって SCR-1 も連鎖的に点弧させるような方法が用いられている。抵抗 $R_5 \sim R_9$ 、およびコンデンサ C_3, C_4 から成るゲート分圧器はそのような目的のために設けられたもので、1 μ s 以

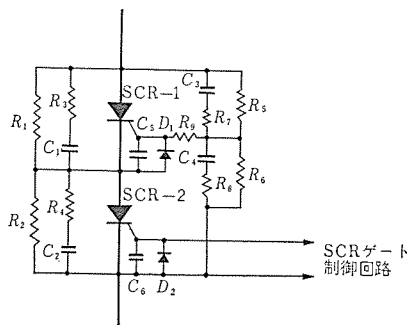
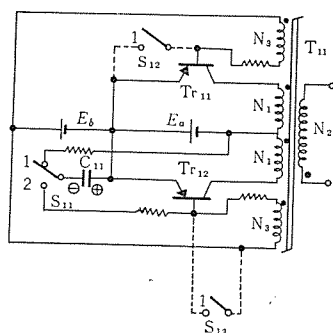
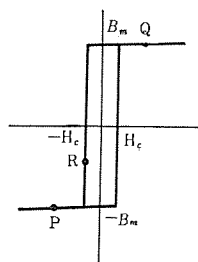


図 3.3 SCR の陽極分圧器とゲート分圧器
Fig. 3.3 Anode divider and gate divider of SCR's.



(a) 基本回路



(b) 変圧器の磁化特性

図 3.4 ロイヤー発振器
Fig. 3.4 Royer oscillator.

内の パラツキ で確実な点弧を行なわせることができる。

3.5 制御回路および保護回路

3.5.1. SCR ゲート制御回路

SCR のゲート信号源として種々の回路方式を用いることができるが、今回は小形で比較的取り扱いの便利なロイヤー発振器による方法を採用している。図 3.4 (a) の点線で示した部分以外はロイヤー発振器の基本的な回路図を示したものである。変圧器 T_{11} は図 3.4 (b) に示したような方形ヒステリシス特性の鉄心が用いられ、巻線は図に示したような極性で一次巻線 N_1 、二次巻線 N_2 および三次巻線 N_3 を有する。そうして一次巻線 N_1 はトランジスタのエミッタ、コレクタを通して直流電圧 E_a に、三次巻線 N_3 はエミッタ・ベース間に結ばれている。また直流電圧 E_b は各トランジスタのバイアスであるから、スイッチ S_{11} が 1 の位置にあるときはトランジスタをカットオフにし、振器は起動しない。しかし、スイッチの S_{11} を 2 の位置にすると、これまでコンデンサ C_{11} にたくわえられていた電荷はトランジスタ Tr_{12} のエミッタ・ベース間を流れ、トランジスタを導通状態にする。このとき三次巻線 N_3 には一次電圧の巻数比倍の電圧を誘起し、これがまたベース・エミッタ間の電流を助長するからトランジスタ Tr_{12} はより導通状態になる。つまりこのような正帰還によってトランジスタはカットオフ状態から瞬時に飽和状態に達し、一次巻線 N_1 に直流電圧 E_a の略々全電圧を印加することになる。その後変圧器は鉄心の磁束吸収能力に応じた時間が経過すると飽和し、トランジスタ Tr_{12} をカットオフにすると同時に磁束が逆方向に変化し始めるからトランジスタ Tr_{11} を導通状態にし、以後前述の動作を繰り返す。そうしてこれらの繰り返し周波数 f_0 は

$$f_0 = E_a / 4 N_1 B_m S$$

で示されるような関係を有する。ここに B_m は鉄心の飽和磁束密度、 S は鉄心断面積を示す。

直列インバータでは並列インバータと異なりインバータ用 SCR のゲート信号を止めてインバータを迅速に停止させることができる。この停止方法はインバータが過負荷になったときなどに SCR を保護するにきわめて有利であるが、この装置ではロイヤー発振器の発振を停止させることによって簡単にこれを実現することができる。その方法として (1) 発振器直流電源 E_a をシャ断する (ii) トランジスタのバイアスを深める。 (iii) 三次巻線を短絡し正帰還を止める。などの方法が考えられるが図 3.4 (a) に示した S_{13} は (iii) の方法を適用したものである。またインバータをゲート信号によって起動する場合に、もし鉄心の磁化状態が図 3.4 (b) の R 点より始まるものと仮定するなら最初の半周期だけは鉄心が早く飽和することになるから、この半周期は定常状態の半周期 $1/2f_0$ より短くなる。したがって、このような状態でインバータを起動することは転流失敗による直流短絡事故を発生させる原因になるから、この

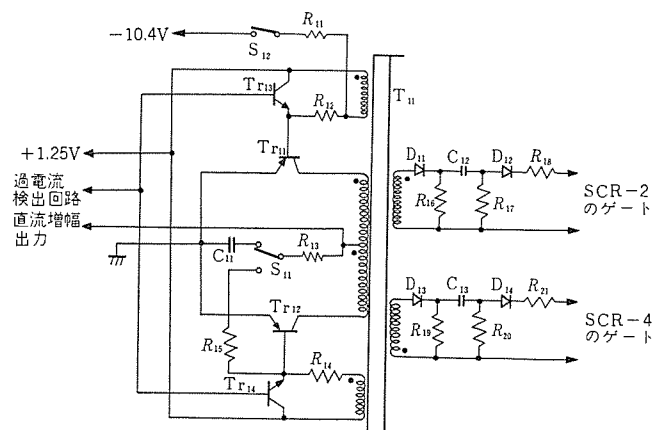
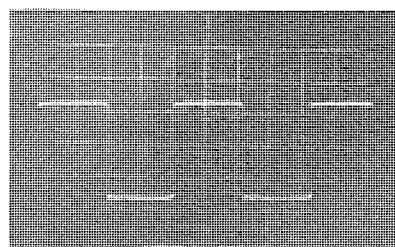
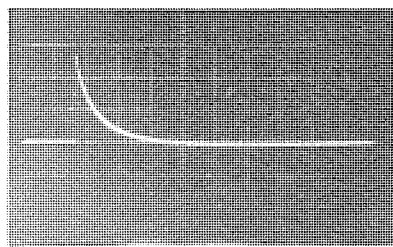


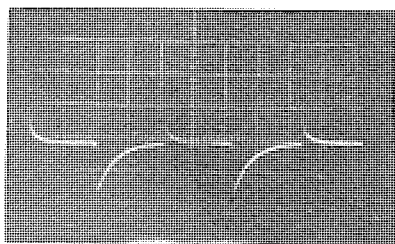
図 3.5 SCR ゲート制御回路の結線図
Fig. 3.5 Diagram of the circuit for control of SCR gates.



(a) 発振器の出力電圧波形
5 V/div 2 ms/div



(c) ゲート 電流波形
20 mA/div 30 μs/div



(b) R_{17} の端子電圧波形
2 V/div 2 ms/div

図 3.6 SCR ゲート 制御回路の動作を示す オシログラム

Fig. 3.6 Oscillograms to show the operation of the circuit for control of SCR gates.

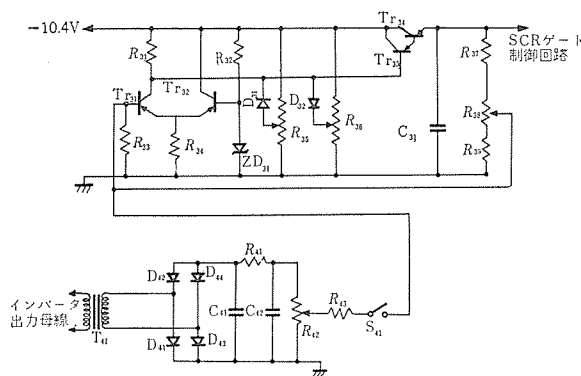


図 3.7 直流増幅器および出力電圧検出回路

Fig. 3.7 D.C. amplifier and the circuit for output voltage detection.

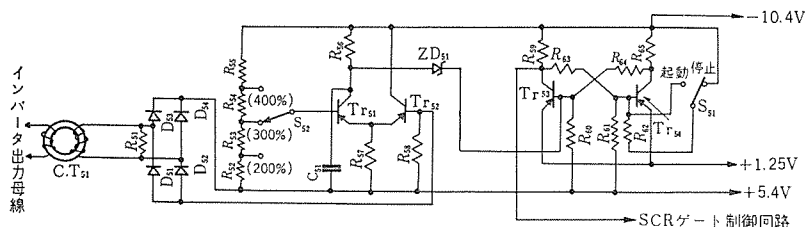


図 3.8 過電流検出回路

Fig. 3.8 Circuit for over current detection.

ような不都合をなくすため起動前には必ずスイッチ S_{12} を閉じておき、鉄心を P あるいは Q 点の飽和状態で励磁する必要がある。

図 3.5 は SCR ゲート 制御回路の具体的な結線図を示したものである。出力巻線の各電圧は適当にパルス化されたのち、ゲート信号として図 3.3 の SCR に与えられる。なお前にも述べたようにロイヤル発振器の繰り返し周波数は直流電圧 E_u に比例するから、ロイヤル発振器の直流電源である直流増幅器の出力電圧を制御すれば、インバータの出力周波数を任意に変えることができる。

また、トランジスタ Tr_{13} および Tr_{14} は図 3.4 (a) に示したスイッチ S_{13} の役目をするもので、これらは過電流検出回路から与えられる信号によって導通状態となり、ロイヤル発振器を瞬時に停止させることができる。図 3.6 は SCR ゲート 制御回路各部の代表的な電流電圧波形を示すものである。

3.5.2 直流増幅器および出力電圧検出回路

図 3.7 は SCR ゲート制御回路の出力周波数を規制する直流増幅回路およびインバータ出力電圧検出回路を示すものである。この直流増幅回路は R_{35} の調整によって任意の直流出力電圧が得られるようになっており、しかもその値はトランジスタ Tr_{31} , Tr_{32} から成る差動増幅器によって安定化されている。したがってインバータ出力周波数は任意に選べられ、かつ安定なものである。また、インバータの出力電圧は出力周波数によって変わるから、とくにインバータ入力電源がバッテリーであるような場合はこのように周波数を変えてインバータ固有の電圧変動率を改善する手段が考えられる。これは図 3.7 の S_{41} を閉じて出力電圧検出回路で得た電圧を上記差動増幅器の入力として周波数制御を行えば可能である。この際周波数を無制限に変えることはインバータ装置の性能上許されないことであるからその可変範囲を適当に制限しなければならない。図 3.7 の R_{35} および R_{36} は周波数の下限および上限を調整するためのものである。

3.5.3 過電流検出回路

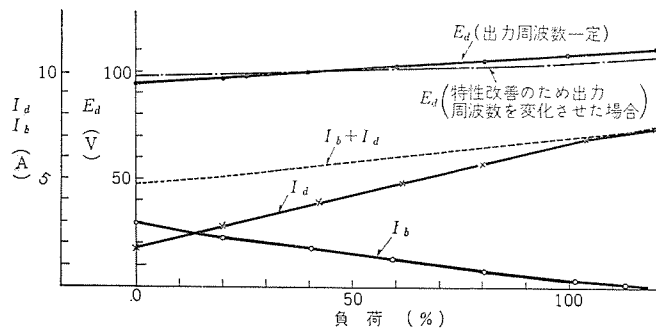
図 3.8 は過電流検出回路を示すものである。インバータ出力母線に結ばれた $C.T_{51}$ はインバータ負荷電流を検出するためのものであって、その出力はトランジスタ Tr_{51} , Tr_{52} から成る比較回路の片側に与えられ基準電圧と比較される。この基準電圧は負荷電流の 200% ないし 300% あるいは 400% に相当する直流電圧値に設定されている。インバータ負荷状態が正常で比較回路が動作しない状態ではトランジスタ Tr_{53} はカットオフされているから、SCR ゲート制御回路のトランジスタ Tr_{13} , Tr_{14} もカットオフされロイヤル発振器は正常な発信状態にある。しかしインバータ負荷電流が規定の過電流値に達し比較回路が動作して Tr_{53} , Tr_{54} から成るフリップフロップ回路の動作状態が反転すると、 Tr_{13} , Tr_{14} はいずれも導通状態となりその瞬間にロイヤル発振器は停止する。

4. 装置の運転特性

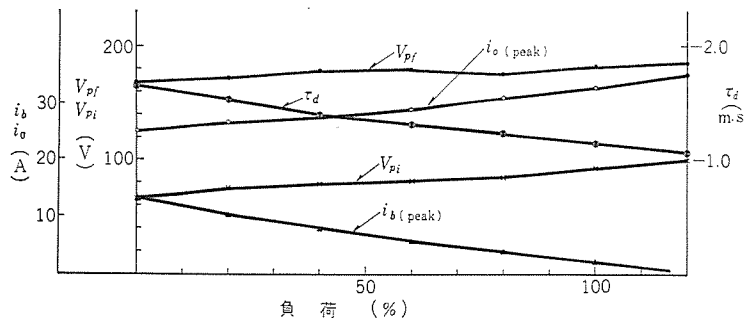
4.1 定常特性

図 4.1 (a) および (b) はこの装置で得られた定常特性を示すもので、表 4.1 にこのときの主回路定数を掲げておいた。この主回路定数は SCR の余裕角に重点をおき、回生回路を切り離した場合のインバータの出力電圧特性を幾分犠牲にした選び方になっている。したがって重負荷領域においても負荷が軽くなると出力電圧の上昇する傾向は大きく、これを防止するための回生回路にかかる負担は増えることになる。しかし回生回路が出力電圧の上昇を防止するすぐれた効果を有することや、この装置を尺度変換してそのまま高周波インバータとして適用する際に SCR の余裕角がその限界周波数を左右する最も大きな要素となることなどを考慮して、このような主回路定数が決められたのである。

回生回路の効果は結合変圧器 T_f の巻数比 a_f と並列リアクトル L_p の値によって異なり、これらを変えることによりは回生電力を適当に調節することができる。とくに前者は回生回路が動作す



(a)

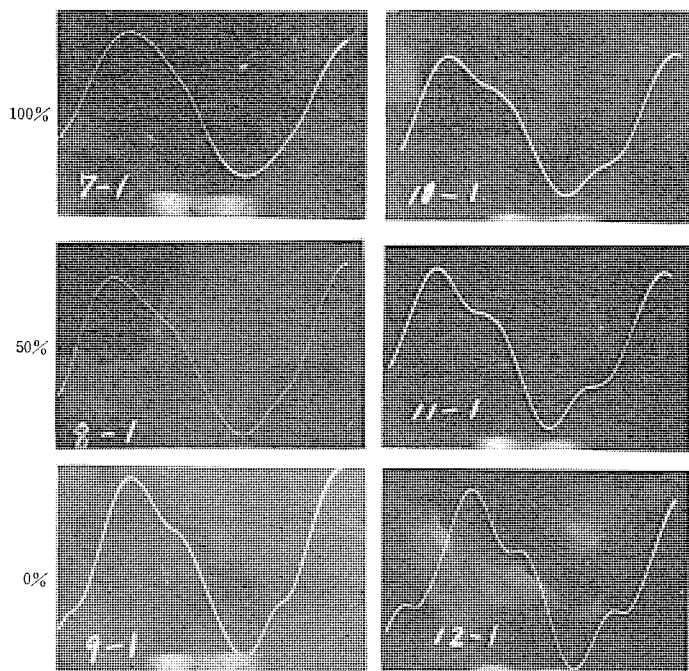


(b)

図 4.1 表 1 に示された主回路定数における動作特性
Fig. 4.1 Operation characteristics under the circuit conditions shown in table 1.

表 4.1 主回路定数

出力周波数 (f_0)	120 c/s	並列リアクトル (L'_p)	2.51 mH
転流コンデンサ ($C/2$)	216 μ F	出力変圧器巻数比 (a_0)	0.21
転流リアクトル (L)	3.3 mH	結合変圧器巻数比 (a_f)	0.53
並列コンデンサ (C_p)	340 μ F	定格出力に於ける負荷抵抗 (R_e)	80 Ω



(a) a_f が 0.57 のとき (b) a_f が 0.49 のとき

図 4.2 各負荷状態における出力電圧波形

Fig. 4.2 Oscillograms to show waveforms of the output voltage under certain load conditions.

る負荷領域を定めるもので、この装置の場合はすでに定格負荷から動作し始めるような値に選ばれている。一方、並列リアクトルはそのインダクタンスが大きすぎて、再生回路の効果を弱めるようでも

困るが、逆にこれが再生回路全体の内部抵抗と比較してあまり小さいと再生回路の電流 i_b の流通期間が短くなり、その直流平均電流 I_b を小さくする結果になるから適当な値を選ばなければならない。この装置ではこれまでの実験結果に基づいて L'_p として 2.51 mH のリアクトルを用いている。

図 4.1 の定常特性は直流電源電圧 E_d を変えてインバータの出力電圧が常に 200 V になるようにしたときのものであるが、同図 4.1 (a) の実線で示した直流電圧の定格負荷から無負荷にいたる変化範囲はわずか 13% にとどまっている。従来の自動式インバータでも直流電源電圧の制御によってインバータの出力電圧を一定にする方法が一般に用いられているが、インバータの無制御状態での出力電圧特性が悪いため、その制御範囲は 50% 以上になる場合も少なくない。それにひきかえこの装置の 13% という値は、それだけインバータ回路固有の特性が再生回路の効果によって改善されたことを示すものである。

直流電流 I_d は定格負荷時の 6.6 A から無負荷時の 1.8 A まで変化しているが、これに対して再生回路の直流平均電流 I_b は 0.2 A より 3 A まで変化し、結局インバータ入力としての $I_d + I_b$ はあまり変化していない。つまりインバータ回路は負荷の全領域にわたってほぼ一定した動作状態にあるので、負荷の急変やその他の過渡変化においてもじょう乱の少ない安定した動作を維持する。このようにインバータの動作状態があまり変化しないことに関連して、SCR にかかる順電圧最高値 V_{pf} および逆電圧最高値 V_{pi} も同図 4.1 (b) に示すごとく一定で、前者は常に後者よりも大きい。しかし過負荷状態ではいずれも急に大きくなり、だいたい同じくらいの値になる。

τ_d は余裕角を時間 ms で表わしたもので、その値は定格負荷時の 1.15 から無負荷時の 1.65 まで負荷の軽減にともなって次第に増加している。したがってこの τ_d の最小値と SCR のターンオフタイムを比較すればわかるように、出力周波数が 120 c/s であるこの装置としては運転動作になら支障のない十分すぎるといってよい程度の余裕をもっている。しかしこれをそのまま尺度変換して高周波インバータに適用した場合には出力周波数は約 2 kc 以内に制限されることになる。

図 4.2 (a) および (b) は結合変圧器 T_f の巻数比 a_f が 0.57 および 0.49 である場合の出力電圧波形を負荷が 100%, 50%, および 0% の各場合について示したものである。しかしながら前述の定常特性は a_f が 0.53 の場合について得られたものであるから、そのときの出力電圧波形はこれらの中間に属することになる。図 4.2 (a) および (b) に見られるごとく a_f が小さくなるか、あるいは a_f が一定でも負荷が軽くなって再生回路の効果が大きくなると、出力電圧波形はますます歪み、これが電力再生方式のただ一つの欠点となっている。表 4.2 は図 4.2 (b) の波形を調波分析した結果を示すもので、その数値は基本波成分に対する各調波成分の比率を百分率で表わしたものである。この表 4.2 に示すごとく最も大きい成分は第三調波成分で、他の成分は 3% 以下のわずかな値にとどまっている。これを除くためのフィルタも第三調波成分に対するものだけで済むから、出力電圧波形の改善は比較的容易に行なうことができる。

インバータの出力電圧は SCR 制御周波数 f_0 の制御によって変えることができ、したがってこの制御を併用すれば入力直流電圧をあまり制御せずに出力電圧を一定値に近く保つことができる。図 4.1 (a) の鎖線はこのような周波数制御を併用した時にインバータ出力電圧を 200 V 一定値に保つために必要な直流電源電圧を示したものである。この場合図 3.7 に示した直流増幅

表 4.2 出力電圧波形の調波分析結果

波形番号	負荷状態(%)	A_3/A_1 (%)	A_5/A_1 (%)	A_7/A_1 (%)	A_9/A_1 (%)	A_{11}/A_1 (%)
10-1	100	17.1	0.9	0.2	0.4	0.2
11-1	50	24.8	1.3	0.2	0.4	0.7
12-1	0	28.0	2.2	1.1	0.2	0.6

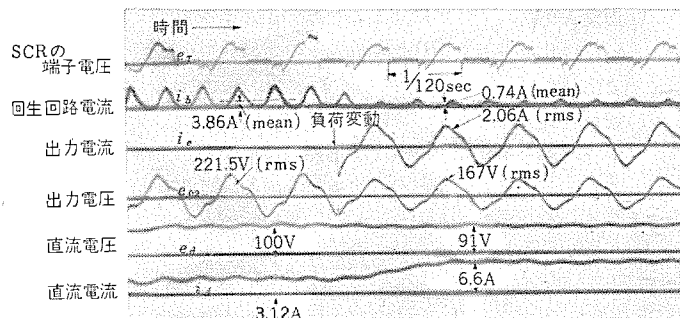


図 4.3 図 4.1 と同じ回路定数の場合における負荷急変時のオシログラム

Fig. 4.3 Oscillograms to show the process involved in the event of abrupt load change at the same circuit condition as in Fig. 4.1.

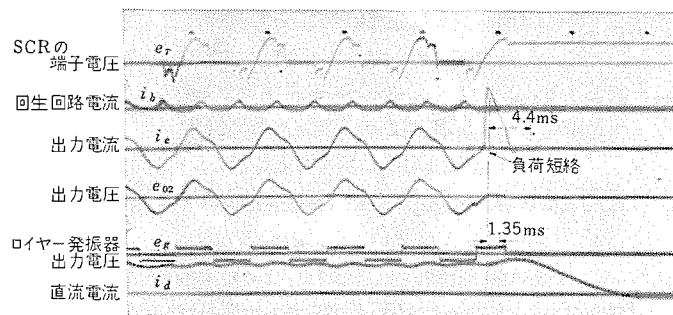


図 4.4 図 4.1 と同じ回路定数の場合における負荷短絡時のオシログラム

Fig. 4.4 Oscillograms to show the process involved in the event of short circuit across the load at the same circuit condition as in Fig. 4.1).

器の可変抵抗 R_{ss} を調整することによって周波数が負荷に比例して 110~130 c/s まで直線的に変えるようにしてある。図でも明らかなように直流電源電圧の変化は 5.8% であって、周波数制御だけで出力電圧をほぼ一定値に近く保ちうる事がわかる。

4.2 過渡特性

電力回生方式は変圧器、リアクトル、およびダイオードだけを回路素子とするきわめて簡単な回路構成でありながら、前述の定常特性のみならず過渡特性においてもすぐれた性能をもっている。ここではその代表的な過渡特性について述べることになる。

図 4.3 は無負荷から定格負荷まで突然負荷状態が変化したときの過渡状態におけるインバータの動作経過を各部の電圧電流波形について示したオシログラムである。この場合再生回路の電流 i_b は負荷変動に半サイクル遅れで応動しており、2.2 節で述べたこの回路の速応性は十分に立証されたといつてよい。また普通のインバータでは一般にこの種の負荷変動の直後数サイクル間には必ず出力電圧の顕著な過渡的動揺が伴うのが常であるが、このオシログラムにはこれがほとんど見受けられず、この回路がインバータの本質的な難点をよく克服していることを示している。これは定常特性のところでも説明したとおり、負荷が変わっても実際のインバータの動作状態があまり変化しないことによるものである。なお、重負荷状態から軽負荷状態に変化した場合や、起動時の過渡的経過を示す

オシログラムにおいても図 4.3 と同様の申し分のない過渡特性がえられている。

SCR は水銀整流器ほど過負荷耐量が大きくはないから、過負時には一刻も早くシャ断しなければならぬ。このインバータでは図 3.8 の過電流検出回路をとくにこのために設けてあるが、この比較基準電圧を 300% に設定して、インバータの負荷側を短絡した際のシャ断現象の経過は図 4.4 のオシログラムに示してある。このオシログラムによると負荷短絡後 1.35 ms でゲート信号、4.4 ms 後に負荷電流が完全にシャ断されている。これはこの保護回路の速応性を如実に示すとともに直列インバータが SCR のゲート信号を止めることによって迅速確実に負荷電流をシャ断しうることを立証したものと見える。通常のインバータでは過負荷シャ断をインバータ側で行なうことが不可能であるため直流電源側でシャ断を行なうのが常識とされていたが、このような方法では必然的に遅れが大きく、したがって事故電流が著しく大きくなるうらみがあつた。これに比べこの装置ではとくに SCR にとって好適な保護動作を行なうことができるのである。

5. む す び

SCR インバータは従来の水銀整流器やサイラトロンが単に SCR にすり換えられたということだけではなく、装置全体が SCR の特長を十分力生かしたものでなくてはならない。この装置に採用した電力回生方式改良形直列インバータは主回路構成がきわめて簡単で、わずらわしい制御も施されていないから、装置を小形軽量にするのに大いに役立っている。そればかりかこのような回路構成の単純さはインバータ回路固有の特性をそこなうものではなく、むしろこれまでの方式では得られなかったすぐれた多くの利点をもたらす結果となっている。このようにこの試作装置は SCR インバータとしてほぼ所期の目的を達成し、実用器として十分な資格を備えているものといえるだろう。

この装置の今後の課題は SCR 自身のインバータ用素子としての長期運転実績やそれに基づく SCR の電圧、電流に対する定格値の検討、SCR の転流失敗時における保護対策など回路細部の問題についての検討などであり、目下これらの試験研究を続行しているところである。なお、このインバータの試作試験は当社伊丹製作所電鉄製造部との協力の下に行なわれているものである。

(昭 38-2-21 受付)

参 考 文 献

- (1) C. Ehrensperger: B.B. Mitt. **25**, 130 (1938),
H.O. Schmidt: A.E.G. Mitt. **29**, 106 (1939),
S. Durand, J. B. Rice: A. I. E. E. Tech. paper 48-287 (1948).
- (2) 河合:「三菱電機」**34**, 1038 (昭 35)
- (3) 河合: 同 **34**, 1306 (昭 35)
- (4) 河合: 同 **34**, 1452 (昭 35)
- (5) 河合: 同 **35**, 755, (昭 36)
- (6) 河合, 杉本: 同 **35**, 1382 (昭 36)
- (7) 河合, 杉本: 同 **35**, 1580 (昭 36)
- (8) 河合:「電学誌」**81**, 23 (昭 36)
- (9) 河合: 同 **81**, 1786 (昭 36)
- (10) 河合, 岡:「電子技術」**4**, No. 8, p. 35 (昭 36)
- (11) 河合, 杉本「三菱電機技報」**37**, (昭 38)

SCR によるサーボモータの制御

— 小形軽量サーボ増幅器の開発 —

山内 信治*・橋本 直樹*

Servo Motor Control With SCR

— Development of Compact and Lightweight Servoamplifiers —

Electronics Works

Nobuharu YAMAUCHI・Naoki HASHIMOTO

Marvellor is the latest development of semi-conductor technology. In the field of control, silicon controlled rectifiers or trinitors have been coming in a stage of practical use. Mitsubishi has built for trial these SCR together with transistors into a new compact and lightweight servo control system used for radar antennas or general, industrial purposes. This system is composed of several element blocks, namely, an error detector, an operational amplifier (DC amplifier), a transistor gate circuit, and a SCR servo-motor control circuit. The range of these control circuits applied to DC motors is from about 10 to several kW.

1. ま え が き

最近の半導体技術の開発およびその応用は目覚ましいものであり制御関係においてもシリコン制御整流素子（以下SCRと称す）と呼ばれる半導体素子が注目され広く実用化されつつある。

SCRは機能的には従来のサイラトロンと同等の働きをなすが、それ以上に半導体特有の小形軽量、ヒータ回路の不要、スイッチング時間の短さなどかずかずのすぐれた特長を有しているの、しだいにこの分野に進出しつつある。

従来当社のレーダアンテナの制御には容量が10Wから10kW程度までにはサイラトロンまたは磁気増幅器方式を、それ以上の容量には油圧方式を使用してきた。また前者においてはとくに小形の場合を除いて通常は直流サーボモータを使用している。直流サーボモータは同一定格のACサーボモータに比べ停動トルクはるかに大きくレーダのように外乱の大きいサーボ系には適しているからである。このような直流サーボモータをサイラトロンに代ってSCRで駆動し、合わせて制御回路を含めてサーボ系全体を半導体化して小形軽量でかつ安定な制御方式を確立するよう種々検討したのでここに紹介しよう。

一般にサーボ系として必要な性能はそのときどきの要求により異なるけれども制御要素としての立場より考えるときは、SCR制御方式は、

- (1) 誤差検出回路
- (2) 制御増幅回路（演算増幅器）
- (3) SCR点弧回路
- (4) モータ制御回路

の四つの制御要素に大別される。このうち1, 2項はトランジスタ回路の問題であり、SCRとは直接関係がないので簡単に説明するにとどめる。

2. アンテナサーボ系の概要

一般にレーダアンテナといっても、そのレーダが追尾レーダであるか気象用レーダなどであるか、その制御目的によりまたアンテナの大きさにより

アンテナサーボ系として種々の系が構成されるが制御要素としてどの程度のものをどの点に重点をおいて設計すべきであるか目標を定めるために、まず始めにアンテナサーボ系について簡単に検討してみる。

普通一般のレーダ系は図2.1に示すように位置サーボ系または速度サーボ系を構成している。ブロック図中の飽和要素はサーボモータの過負荷を防ぐためのもので、これより前段の増幅器などがこの飽和要素よりも早く飽和することはサーボ系の特性上好ましくないので注意を要する。なお図中の記号はつぎのとおりである。

R: 指令角度

E: 誤差角度

C: アンテナ角度

 K_1 : 誤差検出回路利得 T_1 : 誤差検出回路のフィルタ時定数 G_1 : 位置サーボ系の増幅および特性補償 G_2 : 速度サーボ系の増幅および特性補償 K_a : 点弧回路利得 τ : SCR回路によるムダ時間 K_3 : サーボモータ利得 J : サーボモータおよび負荷の慣性性能率 K_n : サーボモータの電気的ダンピング K_f : タコジェネレータフィードバック定数

SW: 位置指令および速度指令の切換スイッチ

誤差角度Eはシンクロ制御変圧器の信号を位相弁別復調するこ

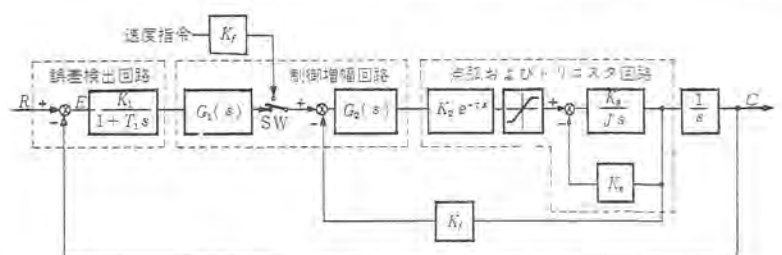


図2.1 アンテナサーボ系ブロック図

Fig. 2.1 Antenna servo system block diagram.

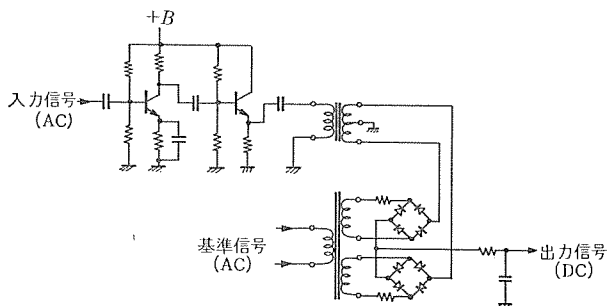


図 2.2 位相弁別復調回路 (両波)

Fig 2.2 Full-wave diode phase-sensitive demodulator.

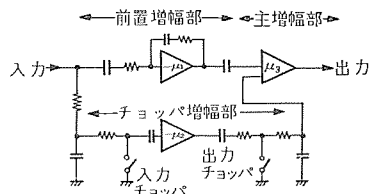


図 2.3 トランジスタ化演算増幅器のブロック図

Fig 2.3 Block diagram of the transistorized operational amplifier.

とにより通常得られるが追尾レーダのように指令角度 R を知ることなく直接誤差角 E が受信機系より考えられる場合もある。さらにレーダのパルス繰返し周波数 (PRF) が低くサンプリング制御系とみなさなければならないときもあるが、誤差検出回路に必要な制御要素としては簡単な AC 増幅器と位相弁別復調器を考慮しておけば十分である。標準的な位相弁別復調器として図 2.2 に示すようなダイオード復調器を使用している。これは基準信号によってブリッジに組んだダイオードを交互に ON, OFF して、位相弁別を行なうもので、もちろんダイオードに代わってトランジスタをスイッチングに用いることも可能である。

制御増幅回路は誤差検出回路よりの信号を所望の大きさまで増幅するとともに、場合に応じて制御系として必要な補償回路を付加する。このためにはアナログ計算機で使用される演算増幅器が最適であるが、演算増幅器をトランジスタで構成する場合には真空管式の演算増幅器に比べドリフトが技術上の大きな課題になるばかりでなく入力インピーダンス、動作温度範囲など種々の問題が発生する。さいわい当社においてはトランジスタ化アナログ計算機の開発が進められ、すでに実用に入っているこのトランジスタ化アナログ計算機の演算増幅器を使用している。この演算増幅器の構成は図 2.3 のブロック図に示すように前置増幅部、チョップ増幅部、主増幅部よりなる。いわゆる、チョップスタビライズド増幅器であって、チョップはトランジスタチョップで 400 c/s の方形波で駆動されている。動作電圧範囲は ± 10 V、総合利得 110 dB、直線性 0.2% で、ドリフトは温度が 10°C から 42°C の範囲にわたって 2 mV/8 h である。追尾レーダのように制御増幅回路に高利得、高精度が要求される場合には、この程度の演算増幅器が必要であるが、ごく簡単なサーボ系の場合にはいささか高級にすぎチョップ用電源が必要となるなど小形軽量化の方向にそわないうらみがあるので制御用としての簡単化した演算増幅器の開発も進めている。

SCR 点弧回路は制御増幅回路よりの信号の正負およびその大きさに応じてサーボモータを正転、逆転させるよう、SCR に適正な点弧パルスを与える回路である。追尾レーダのようにサーボ系に速応性が要求される場合には、電源は商用周波数で一定として、SCR の電流容量的な考慮とは別に SCR による μs 時間をさける意味で両波整流あるいは三相整流制御方式を採用する必要がある。

る。(SCR に限らず、サイラトロン、磁気増幅器のような流通角制御の場合の μs 時間は正確に見積るのはむずかしいが、一応の基準としては、半波整流のときは 1 c/s、両波整流のときは 1/2 c/s と考えられる。また制御流通角の大きさによりサーボモータの時定数がみかけ上、数倍から十数倍に増大することもある。この時定数の増大は定常状態におけるモータの速度は電圧の最大値に、トルクは平均値に比例するためと考えられる。) このため点弧回路としては半波整流制御 (正、逆転可能) をユニットとし容易に両波、三相へと拡大できる点弧回路形式がのぞましい。

SCR は半導体素子の常としてよくいわれているように、サイラトロンの放電管のように過電圧、過電流に対する裕度が少ないので、定格に対しては十分の余裕をみる必要がある。したがってモータ制御回路では、接続方式の他にこの点について注意をはらわなければならない。

3. SCR 点弧回路

SCR の点弧特性は通常、十数 mA、数 μs のごくわずかなパルス電流にて順方向を導通状態にすることができるが、この値は陽極電圧、周囲温度、あるいは素子のバラツキにより、かなり大幅に変動する。したがって点弧回路としてはつぎのような条件を考へておく必要がある。

- (1) 素子の使用周囲温度および使用電圧にて確実に点弧できるパルスで、そのパルス幅は必要以上に長いのは望ましくなく、ゲート端子の限界電力以上を与えてはならない。
- (2) 素子の特性バラツキによる点弧位相の変動を防ぐため、点弧パルスの立上りは急しゅんなほどよい。
- (3) 点弧位相を任意に制御するために点弧パルスの位相は広範囲に、かつ速応性よく移動しうること。
- (4) 動作が安定で装置は小形軽量かつ経済的であること。

以上のことより位相制御方法としてはサイラトロンと同様にパイアス法、パルス法が考えられるが、パルスで点弧することが望ましいことがわかる。

パルス点弧回路にも種々の形式が考案されているが、いずれも電源に同期した正弦波または、きょ歯状波などを入力 DC 信号によりレベルを変化させ、あらかじめ定めたあるスライスレベルにかかった時点でパルスを発生させている。

サーボモータの位置制御の場合のように正、逆回転がしばしば行なわれるときは正、逆の点弧回路が独立になっておらず、入力信号に対して統一的に取り扱われる回路であることが望ましい。点弧回路が独立になっていると、ドリフトなどのため正、逆が同時に点弧する危険性があるためである。(正、逆の同時点弧が、たとえ小さな流通角であってもサーボモータ、歯車列に疲労を与え、また不快な騒音の原因となる。したがってドリフトが懸念されるときは不感域を設けてこれを防いでいるが、もちろんこれも静的精度の点より望ましいことではない。) 正、逆回転パルスを一つの点弧回路で構成するには電源に同期した正弦波などを正転、逆転のためにスライスする二つの基準レベルが必要である。この二つの基準として可飽和リアクトルの正負の飽和レベルを使用すると比較的簡単に点弧回路を構成することができる。この原理図を図 3.1 に示す。電源に同期した信号としては正弦波、方形波などいずれでもよいが、モータ電源は普通安定化されておらず大幅に変動することを考慮しなければならないので、ここでは方形波を用いて電源変動による影響を防いでいる。図 3.1 よりもわかるように入力 DC

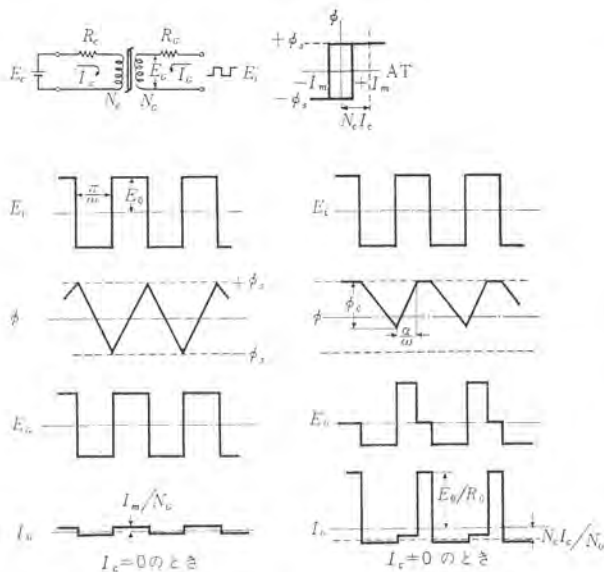


図 3.1 可飽和リアクトルによる点弧回路の原理図

Fig. 3.1 Principle of gate circuit by saturable reactor.

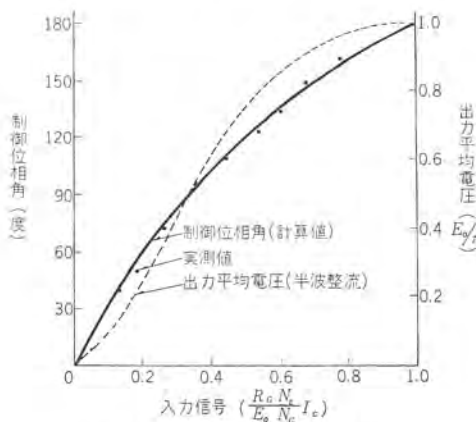


図 3.2 点弧回路の入出力特性

Fig. 3.2 Characteristics of gate circuit.

信号がゼロのときにちょうどリアクトルは非飽和領域をいっぱい振っているものとすると、入力 DC 信号の正または負によっていずれかの飽和領域に入るようになる。この飽和が始まる時点で SCR を点弧させるようにすれば、一つのリアクトルで正および負方向に制御することができる。点弧の時点の検出はリアクトルに出力巻線を巻いて、その出力電圧を微分するか、あるいはリアクトルのインピーダンスがゼロになることを利用して行なわれる。

この場合の入出力特性は

$$2\phi_s = \frac{1}{N_G} \int_0^{\pi} \left(E_0 - \frac{I_m}{N_G} R_G \right) dt \quad (3.1)$$

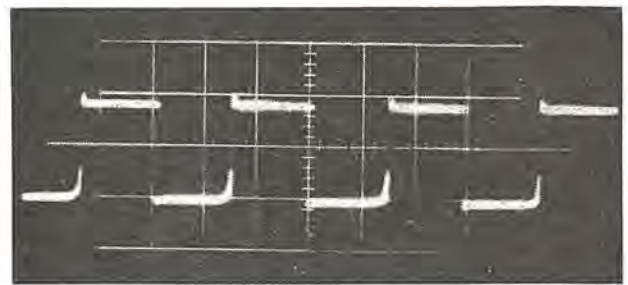
$$\begin{aligned} \phi_c &= \frac{1}{N_G} \int_0^{\pi} \left(E_0 - \frac{I_m}{N_G} R_G - \frac{N_c I_c}{N_G} R_G \right) dt \\ &= \frac{1}{N_G} \int_0^{\pi} \left(E_0 - \frac{I_m}{N_G} R_G + \frac{N_c I_c}{N_G} R_G \right) dt \quad (3.2) \end{aligned}$$

より制御位相角 $(\pi - \alpha)$ が求まる。

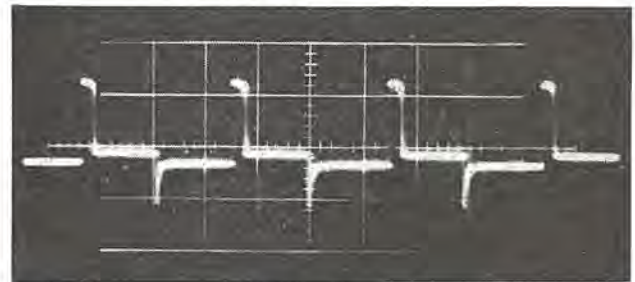
$$(\pi - \alpha) = \pi \frac{2 \frac{N_c}{\omega} \frac{N_c}{N_G^2} R_G I_c}{2\phi_s + \frac{\pi}{\omega} \frac{N_c}{N_G^2} R_G I_c} \quad (3.3)$$

$I_m = 0$ と仮定すると

SCR によるサーボモータの制御・山内・橋本



(a) 流通角 0° のとき



(b) 流通角 140° のとき

図 3.3 可飽和リアクトル 出力電圧波形

Fig. 3.3 Voltage wave form of output winding of saturable reactor.

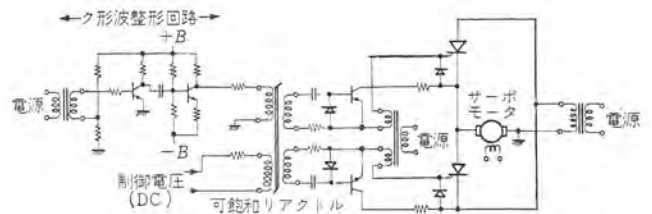


図 3.4 可飽和リアクトルによるトリスタ制御回路 (半波整流)

Fig. 3.4 Schematic diagram of transistor control circuit.

$$(\pi - \alpha) = \pi \frac{2 \frac{R_G N_c}{E_0 N_G} I_c}{1 + \frac{R_G N_c}{E_0 N_G} I_c} \quad (3.4)$$

となる。図 3.2 に計算値および実測値を、図 3.3 に出力巻線電圧の観測波形を示す。

点弧回路の過渡特性は、少なくとも制御対象であるサーボモータの時定数より 1 ケタ以上小さいことが必要であるが、この方式によるリアクトルの点弧回路の場合は、通常の磁気増幅器のように電力増幅を必要としないので R_G/R_G を十分大きくできるので、時定数は小さい。実測の結果もトランジスタなどによる点弧回路と比較してほとんど差異は認められなかった。この方式によった実際の回路は図 3.4 に示すような回路で、両波整流にするには単に可飽和リアクトルを追加するだけでよい。

4. モータ制御回路

現在一般に市販されている DC サーボモータの定格電圧としては 100 V から 250 V 位で、定格電流はモータの容量に従って増大し 2.2 kW のモータで 12 A 程度となっている。一方 SCR は定格電流は 5 A, 20 A, 100 A などがあるが、耐電圧はたかだか 400 V (DC) 程度である。これはサイラトロンと比較して逆の傾向であり、どちらかといえば、このような要素と組み合わせることを考慮した現在のサーボモータは SCR との適合性はあまりよくなく、SCR に適した低電圧、大電流定格のサーボモータの開発が待たれるわけである。

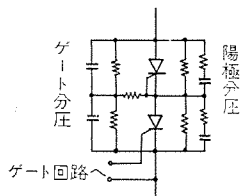


図 4.1 トリスタの直列接続
Fig. 4.1 Series connection of trinisitors.

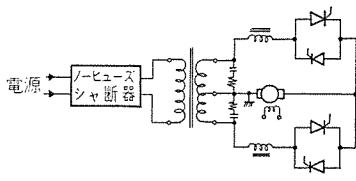
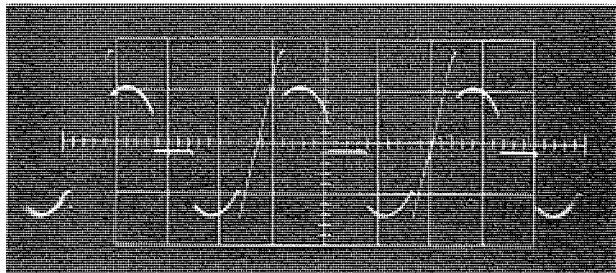
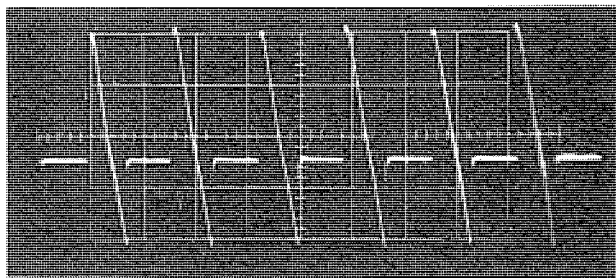


図 4.2 モータ制御回路(両波整流)
Fig. 4.2 Schematic diagram of motor control circuit.



(a) トリスタ 電圧波形



(b) サーボモータ 電圧波形

図 4.3 トリスタ および サーボモータ 電圧波形

Fig. 4.3 Voltage wave forms of trinisitor and servomotor.

以上の事情より、サーボモータを制御するとき、SCR を並列に接続する必要のあることはほとんどなく、直列に接続する必要があることが多い。SCR を直列に接続する場合、電圧の分担を均等化させることのほかに、直列につながれた素子をいっせいに点弧させなければならない。この二つの条件を満足させるために図 4.1 の回路を使用している。図に示すように陽極分圧器とゲート分圧器とを設け、ゲート入力は単に下段のSCR だけに加え、あとはゲート分圧器のコンデンサの放電により将棋倒し的に上段のSCR を点弧させる。この方式により電圧 120 V で制御不能な角度は 2.2 度にとどめることができた。

SCR を半波整流で使用しているときは、負荷を通らない短絡の通路は SCR の逆方向耐圧がこわれない限り起こらないが、両波整流あるいはそれ以上の整流方式になると図 4.2 に示すよう

にゲート回路の乱調により容易に負荷を通らない短絡通路が構成される。すでに述べたように SCR は過電圧、過電流に対する裕度が小さいから、このような現象を防ぐためゲート回路は安定な回路とし、かつかなりの余裕のある定格の SCR を選ぶとともに、保護回路を設けることが必要である。

保護回路として過電流に対してはヒューズ、シヤ断器または SCR を使った瞬時電流シヤ断回路などが考えられる。このうち最後にあげた回路は SCR の高速スイッチング特性を利用したものですぐれた保護回路であるが、実験の結果ヒューズまたは、ノーヒューズシヤ断器とサージ電流を防ぐリアクトルをそう入することによって十分目的を達することが確認された。また過電圧に対しては余裕のある定格の SCR (あるいは直列接続を行なう) を選ぶとともにサージ吸収回路を付加することにより保護している。

図 4.3 に両波整流のときの各部の電圧波形を示す。

5. む す び

SCR、トランジスタおよび磁気コアを用いてレーダアンテナなどの位置制御に適した制御回路を開発し試験を行なった。動作試験および $-20^{\circ}\text{C} \sim +50^{\circ}\text{C}$ にわたる温度試験の結果、所期の性能を満足することが確認できた。

従来のサイロトン制御回路などに比べ、この方式は

- (1) 全面的に半導体化したことにより飛躍的に装置を小形軽量化することができた。
- (2) 各部の構成をブロック化したので、システムの要求により、かなり自由に必要な回路を構成することができる。

制御関係においても半導体素子が一般的に実用化されるようになってきたが、今後さらに信頼度、安定度の向上をはかるとともに、アナログ制御のみならずデジタル制御にも適用できる制御系を開発してゆきたいと考えている。これら半導体素子の積極的な実用化と一そうの発展を期待するものである。

(昭 38-2-26 受付)

参 考 文 献

- (1) 岡, 坂東, 大島: シリコン制御整流素子の応用, 「三菱電機」36, No. 7 (昭 37)
- (2) 吉田, 高岡, 川合: シリコン制御整流素子による電動機制御, 「三菱電機」36, No. 5 (昭 37)
- (3) 大鳥羽, 紫谷, 多田: MELCOM EA-7402 形全トランジスタ式アナログ計算機, 「三菱電機」36, No. 8 (昭 37)
- (4) F. W. Gutzwiller ほか: General Electric Controlled Rectifier Manual.

SCR の超音波発振器への応用

平塚 篤*・藤井 較一**

Application of SCR to Ultrasonic Power

Research Laboratory

Shimada Physical & Chemical
Industrial Co., Ltd.

Atsushi HIRATSUKA

Kōchii FUJII

The ultrasonic power has been almost exclusively applied to industry inspite of its old history. The advent of silicon controlled rectifiers, however, has brought about a change in the situation, resulting in the adaptation of new SCR to ultrasonic power oscillators. The ultrasonic device in general is to convert the electrical output power of an oscillator having higher frequencies than audible ones to ultrasonic energy by means of a vibrator. The oscillator in the past, to electron tubes, which now have been replaced with semi-conductor (SCR) so as to make the set lightweight, of easy operation, stable and inexpressive. This means a great advance for ultrasonic devices. This article describes the characteristic of ultrasonic waves and vibrators together with ultrasonic oscillator experimental circuits of new system and their test results.

1. ま え が き

超音波の応用は古い歴史を持つが、その用途はほとんど工業方面に限られている。超音波はわれわれの生活に広くとり入れられる可能性が予想されるにもかかわらず、現状において身近な応用の発展が見られないことは従来の超音波機器自体にも問題があると考えられる。

しかるに新しい半導体製品としてシリコン制御整流器(以下 SCR と称す)が出現して急激に応用面が進展した結果、超音波発振器にも新しい SCR が利用されるに至った。

超音波機器は一般に可聴周波数以上の高周波発振器の電気出力を超音波エネルギーに変換して利用するものであるが、この発振器には従来すべて電子管が用いられていた。しかし最近開発された新方式の発振器では電子管が半導体(SCR)に置き換えられて、軽量、簡易、安定、低価格になり、超音波機器の進歩と進展に新しい道が開かれた。本文には超音波の特性と振動子について説明し、新方式の SCR 超音波発振器とその試験回路の概要と試験結果について述べた。

2. 超音波の特性

音を大別すると人間の耳に感知される周波数範囲の音と、人間の耳に感知できない周波数範囲の音がある。可聴音の周波数は大体 20~20,000 c/s の範囲であるが、もちろん個人差があり、10,000 c/s 以下と考えられている。20 c/s 以下の音も、10,000 c/s 以上の音も人間の耳に感知されがたいが、とくに後者の高い周波数範囲の非可聴音が超音波で数メガサイクルまで利用される。

超音波も音波であるから一般の音波の法則に従うけれども、第一の特長として媒質が多種で振動数が高い(波長が短い)こと、第二の特長としてエネルギーが強大であることのため超音波特有の現象が現われる。

普通の音波では空気を媒質としているが、超音波では気体、液体、固体などの媒質が幅広く使用され、波長が短い結果として指向性の鋭い音場が容易に得られ、また凹面鏡、プリズム、レンズなどを用いて幾何光学的に取り扱うことが可能で、反射、屈折などをさせることができる。

エネルギーが強大であることの結果として、その基本的現象はキャビテーション(空洞現象)である。液中に超音波を照射させると音圧の波高値が静圧より大きい場合、負圧のときに液体が引きちぎられて無数の気泡ができ、圧が正にもどると気泡は少しおくれつつぶれ、瞬間的に大きな圧力を発生する。これが破壊作用を及ぼして洗浄などにおいて主役を演ずるものであり、キャビテーションと呼ばれている。

超音波にはこの他に固体表面などでの境界面加熱、ルミネッセンス、凝集作用、分散作用、脱気作用その他の数々の特性を有する。

3. 超音波の発生

ここでは超音波の発生装置、とくにつぎに述べる SCR 発振器の負荷として回路の一部をなす磁歪振動子を主として述べ、超音波技術応用の主力であり、SCR 発振器を使用するのに最も適した超音波洗浄装置について言及する。

超音波の応用は大別して動力的応用と通信的応用に分けることができるが、多種多様な特長、性質をもつ超音波の応用分野はきわめて広いため、その音源も種々考えられ、強力超音波の気体中音源としてはハルトマン笛、サイレン、固体および液体中の音源としては電歪振動子(BaTiO₃, PbZrO₃などの強誘電体)磁歪振動子(ニッケル、アルフェロ、フェライトなどの強磁性体)が変換器として用いられる。この中で SCR 発振器と結合するのに最適と思わ

れるのは磁歪振動子である。

強磁性体を磁場の中におくと、ジュール効果によって伸びるもの(アルフェロなど)と縮むもの(フェライト、ニッケルなど)がある。(図3.1)磁歪形振動子は薄板に窓を抜き、一枚ずつ絶縁して積層したもの(図3.2)あるいは輻射板に等間隔に分布配列

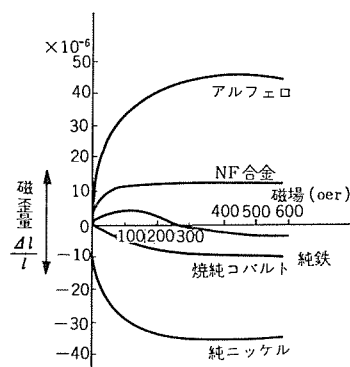


図 3.1 磁性体の静磁歪特性

Fig. 3.1 Static characteristics of magnetostriction.

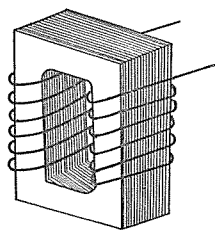


図 3.2 積層形振動子
Fig. 3.2 Laminated type vibrator.

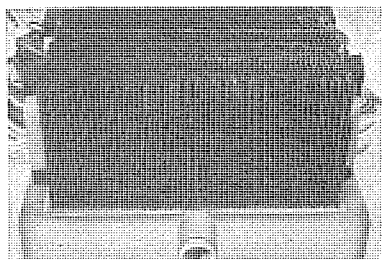


図 3.3 輻射板に接着した磁歪振動子
Fig. 3.3 Magnetostriction vibrators fixed on radiative board.

をして接着したもの（図 3.3）などに コイル を巻いたもので、能率的に振動させるために直流によって偏倚磁界を与え、それに機械共振周波数と同一周波数の交流を重ねて振動させると強力な音波を発生させることができる。磁歪振動子は一般に 50 kc 以下の低い周波数の用途に用いられる。

従来超音波洗浄器では ニッケル 振動子は図 3.2 のように積層したものに ホーン（機械変成器）を接続して振動子は水冷式のものを using していたが、現在では強力な フェライト 振動子の開発により、フェライト を直接輻射板に等間隔に分布配列して接着した自然空冷あるいは強制空冷式の洗浄器も見られるようになり、1960 年には E. B. Wright はこのような配列を Ni に利用し、高変換能率の洗浄器が得られることを報告している。この分布配列方式の一つのねらいは洗浄面積を広くして一様な音場を作ることで、現在洗浄タンクに使用されている。

超音波による洗浄はキャピテーション 気泡消滅時の非常に大きな力、超音波振動による洗浄液と汚物の化学反応の促進などによって汚物が除去されることであると一般に説明されている。したがって超音波洗浄で最も重要な因子と思われるものは音強度、洗剤ということになる。超音波洗浄では小形部品、精密部品などの洗浄、テライプなどの丸洗い、スケールの酸洗いなどが可能で、その他にも多くの用途があり、洗浄時間の短縮、均一性の向上を図ることができる。

4. 超音波発振器とその試験

超音波を使用する場合に高周波電源となるものが超音波発振器であるが、用途によって周波数、所要電力が広範囲にわたるので、一概に超音波発振器といっても多種多様である。超音波発振器には従来の真空管を使用したものと、新しい SCR を使用したものがあ、結合される負荷は上に述べたような各種振動子であるが、負荷に応じて両者の整合が必要となる。ここでは超音波発振器の概要と SCR 超音波発振器の試験およびその結果について述べる。

4.1 電子管式超音波発振器

従来超音波発振器には真空管が使用され、つぎのような問題点があった。

- (1) 高電圧により所要電力を得ているため、高電圧電源を必要とする。
- (2) 部品や回路の耐圧を考慮しなければならない。
- (3) 負荷の変化に対して インピーダンス 整合が必要である。
- (4) 起動時に電子管の予熱時間を必要とする。
- (5) 回路構成が複雑で所要部品が多い。
- (6) 以上の結果、操作や保守が簡単ではなく、寸法、重量が大で高価である。

電子管発振器は自励発振器と M. O. P. A. (master oscillator

power amplifier) 発振器があり、前者は回路が簡単であるが不安定であり、後者は安定であるが回路はさらに複雑化する。後者には単一周波数発振器と広帯域発振器がある。

洗浄、加工、溶接などの動力的応用使用する電力の規模は小は 10 W 程度から大は数十 キロワット に及ぶ。

4.2 SCR 発振器と試験回路

超音波発振器は用途により多種多様であるが、電子管を使用していることは上述のとおりで、その結果操作や保守が簡単ではなく、寸法重量が大で高価であった。しかし新方式の SCR 発振器は簡易、安定、軽量、安価で、超音波機器の進歩に新しい道が開かれた。

最近の半導体技術の進歩は目ざましく、固体 サイラトン ともいわれる SCR もその成果の一つである。SCR はその構造がトランジスタに類似し、動作特性はサイラトン 放電管に類似した制御電極を有する PNP 四層の制御整流素子である。SCR に関してはあらためてここに述べるまでもなく、多くの文献があるので省略する⁽¹⁾⁽²⁾、サイラトン と比べた場合にすぐれた特長の一つは SCR の方が 1~2 ケタ 早い速度のスイッチング作用をなしうることである。このため サイラトン ではなしえない高周波への応用が可能となり、超音波機器の周波数範囲にも使用できるようになった。

このような SCR を使用して超音波発振器の試験を行なった回路接続図を図 4.1 に示した。

図 4.1 の試験回路の動作は⁽³⁾一定直流電流が高周波 チョーク L_2 を流れ、充放電 コンデンサ C_4 が零電荷であると仮定すると、直流電流は C_4 を正方向に充電し、したがって負荷の振動子 T に正電圧を加える。 C_4 の電圧がある値に達するとトリガパルス が SCR の ゲート（制御電極）に印加され、SCR は ターンオン して通電し、 C_4 は L_3 および SCR を通して放電する。 L_3 を流れる電流が最大であるとき、 C_4 の電圧は 0 であるため、今度は L_3 がその貯えた エネルギー を放電する。 L_3 の共振放電電流が C_4 を逆方向に充電し、このため SCR は逆方向の電圧が印加され、ターンオフ して順方向阻止状態になる。したがって C_4 は逆方向電荷を電源を通して放電し、再び正方向に充電され始める。この動作を繰り返して図 4.2 に示すような波形を負荷振動子 T に加える。

図 4.2 は試験回路各部の電圧、電流波形を示している。回路動作の簡単な説明は上記のとおりであるが、この回路の特長は負荷振動子の共振周波数の変化を追尾する点にある。超音波機器においては発振器の発振周波数と振動子の機械的共振周波数は振動子に加わる負荷の大小、温度などにより変化するため、その発振器の周波数を追尾する機能を有するものが望ましい。この点 SCR

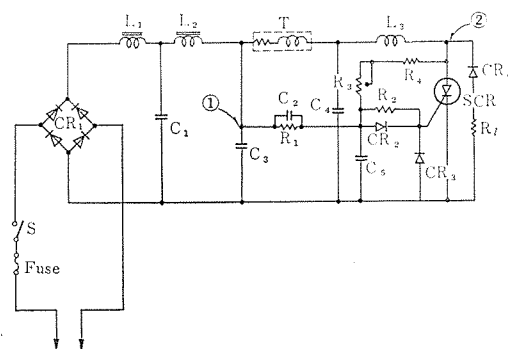


図 4.1 SCR 超音波発振器接続図

Fig. 4.1 Connection diagram of SCR ultrasonic oscillator.

超音波発振器は図 4.1 の
① 点からのフィードバックと
② 点からのフィードバックの
信号を合成して ゲート 入力
とすることにより、追尾特
性を示す。これは SCR 発
振器がとくに負荷の変動す
る洗浄用電源に適している
ことを示すものである。

4.3 SCR 発振器の試験

結果

既に述べたように超音波
洗浄装置用として SCR 発
振器は多くの利点を有する
新方式の回路であり、これ
を開発することによって新
しい応用分野の開拓も可能
であるから、三菱 トリニスタ

(SCR) を使用して 20 kc, 500 W 超音波発振器の試験回路を構
成して試作の基礎 データ を得るために試験を行なった。

SCR 超音波発振器の試験回路は図 4.1 に示され、その動作は
上に説明したとおりであるが、これに使用する SCR に対しては
つぎのような相当きびしい高周波特性が要求された。

(1) SCR が ゲート 信号によって阻止状態から導通状態に移
行する際、数 μsec の時間遅れを生ずるが、この場合、20 kc
以上の開閉を行なうのでターンオフタイム が長いと開閉損失が多くな
る。

(2) 陽極電圧立ち上がり時間

超音波発振器のように 20 kc 以上の開閉を行なう場合には陽極
電圧の立ち上がり ($V/\mu\text{sec}$) は相当急しゅんであり、このために陽極
順耐電圧 (V_{BO}) が低下する現象が見られたが、これは出力電力
を制限されるので好ましくない。

(3) ターンオフタイム

SCR の開閉周波数上限を定める特性は、導通状態の後に順方
向阻止能力を回復する時間 (ターンオフタイム) である。

通電停止後 ターンオフタイム 以内につぎの周期の陽極電圧が印加さ
れると SCR は阻止能力を回復していないため、ゲート 信号がなく
ても通電してしまうから、インバータ 発振器では導通状態が継続し
て運転を停止してしまう。

20 kc 以上の コンデンサ 充放電を行なうこの発振器の SCR の陽
極波形は図 4.2 のようになり、ターンオフタイム は数 μsec である
ことが必要で、現状では特別のものを選択する必要がある。

SCR の特性に対して上記のような問題点が明らかになったほ
か、回路的にもいろいろ検討を行なった。このような高周波電力
回路では回路損失が大きくなりがちであるからその低減をはかる
こと、開閉素子に適切な動作条件を与えることなど検討された。

試験回路でこれらの点の検討を重ねて能率の良い回路の設計資
料が得られたので、これに基いて SCR 発振器の試作、試験が進

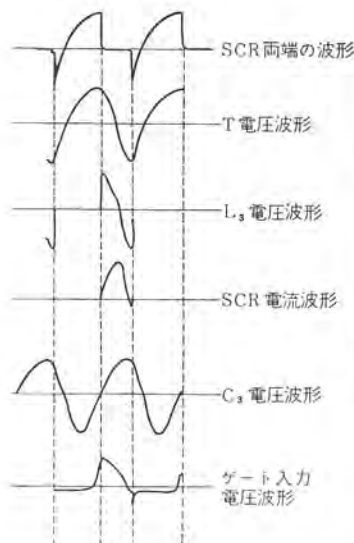


図 4.2 回路各部の電圧電流波形

Fig. 4.2 Voltage and current wave forms of circuit.

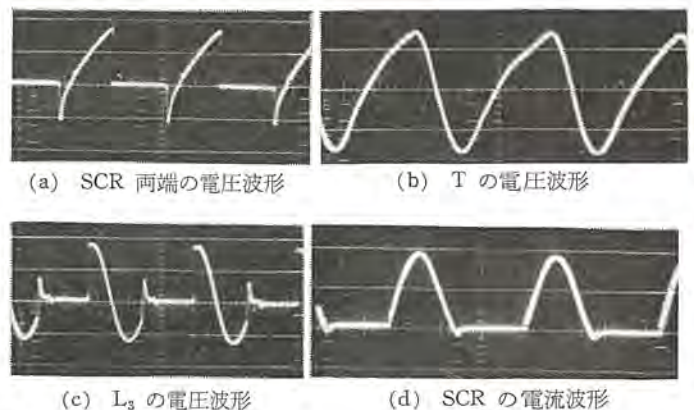


図 4.3 SCR 発振器の試験回路の電圧、電流波形

Fig. 4.3 Wave forms of experimental SCR ultrasonic oscillator.

められている。図 4.3 には予備的に行なった発振周波数 20 kc
SCR 発振器の オシログラフ 写真を示した。

SCR 超音波発振器の試験結果から、従来の電子管発振器に対
してつぎのような利点が明らかにされた。

- (1) 発振器の寸法、重量が 1/3 以下になる。
- (2) 直流より高周波への変換能率が 50% 以上増大する。
- (3) 信頼性が大きい。
- (4) 加熱時間、起動時間を要しない。
- (5) 簡単な構成で、負荷変動に追尾し、しかも動作が安定である。

5. む す び

超音波の特性、とくに洗浄効果の主役をなすキャピテーション現象
と、超音波振動子、とくに SCR 発振器の負荷として回路の一部
をなす磁歪振動子について説明し、従来の電子管発振器と SCR
を応用した超音波発振器およびその試験回路の動作について述べ、
SCR 発振器試作のための試験結果ならびに明らかにされたか
ずの利点を説明した。

SCR 発振器の開発により、超音波の動力的応用の主力をなす
洗浄装置に進歩がもたらされるだけでなく、われわれの身近な
生活の中に超音波の応用分野が拡大されることを期待している。

最後に超音波発振器用 SCR に関して、研究所の協力を得てい
ることを付記し、物理第三研究室吉松室長、清水研究員に感謝申
上げる。

(昭 38-2-21 受付)

参 考 文 献

- (1) A.K. Johnscher: Notes on the theory of four layer semiconductor switch. Solid electronics Vol. 2, p 143 ~148 (1961)
- (2) An investigation of the dynamic switching properties of four-layer diodes AIEE No. 60-19.
- (3) W.C. Try: An Ultrasonic power source Utilizing A solid-state switching device. IRE. ICR. Part 6, March. 23, (1960)

SCR の故障とその防止

岡 久 雄*

Failures of SCR and Protection against them

Research Laboratory Hisao OKA

In designing circuits employing the SCR for practical use, it is not only the first requisite to make proper selection of element ratings and circuit systems, but also essential to provide for any possible failure by means of adequate protecting devices. Likewise every caution should be exercised in the application, setup and operation to avoid liability of accident. Weighing relative merits between dependability and economy is not to be neglected either in the design. This paper deals with various causes and protection in connection with various failures, wrong operations and element deteriorations liable to occur in the SCR application.

1. ま え が き

SCR は現在信頼度の高い半導体素子として認識されてきており、価格の低下とともに次第にその応用分野を広げつつある。

SCR は他の半導体素子と同様に、その使用条件によって信頼度がかなり異なるため、SCR 応用装置を設計するときは、素子定格の選定や回路構成などに十分注意をはらうとともに、万一の事故に対する保護手段を講じておかねばならない。

しかし一般の機器の場合と同様に SCR 応用装置の保護対策は、その用途や使用場所によって異なる。すなわち信頼性と経済性といずれに重点をおくか、あるいは故障の発生する予想ひん度、運転休止の可否、さらに他機器との連けい状態によって保護手段は異なってくる。

この論文では SCR 装置で起こるおもな故障とその一般的な保護対策について述べるが、その中には普通の シリコン 整流素子の場合と共通に考えてさしつかえないものも多くある。

2. 過電流による故障とその保護

SCR は制御する電力に対し他より小形軽量であるという特長を有しているが、その反面熱時定数が小さく、大きな過電流に対して接合部の温度上昇が早いので、過電流耐量は比較的小さい。

SCR の接合部の温度が上昇し、 100°C を越えるとまずその ブレークオーバー 電圧が低下し、 $140\sim 160^{\circ}\text{C}$ ではほとんど順方向電流阻止作用を喪失する。今図 2.1 に示すように、交流電源より SCR を通して負荷に電流を流す回路で、SCR の ゲート に加える点弧入力の位相 α が比較的大きい場合、何らかの原因で負荷電流が定格を越えると、接合部温度は上昇しついに ブレークオーバー 電圧 V_{BO} が交流電源電圧の セン 頭値より下回ることがある。もし点弧位相 α 以前の α' で、交流電圧が ブレークオーバー 電圧より高くなると当然その位相で SCR は点弧するため、結果としてさらに過大な負荷電流を流すことになり、ますます接合部温度を高め、したがってさらに ブレークオーバー 電圧を下げる。このようにしてついに α' はほとんど電気角 0° まで小さくなり、完全に順方向の阻止作用を喪失し、さらに大きな故障を越えすることがある。この現象はいわば SCR における順方向電流の熱逸走であって、点弧位相 α を大きくして(すなわち通電角をしばって)使用する場合には注意しなければならないことである。

SCR が順方向の阻止作用を喪失する温度よりさらに接合部の

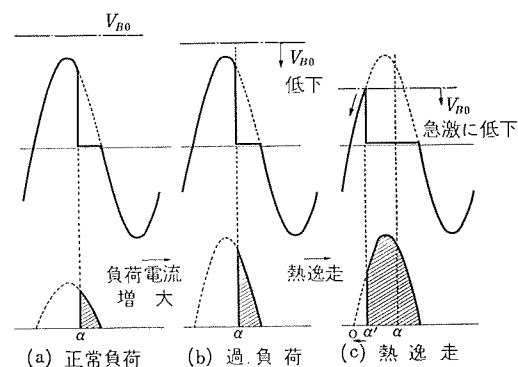
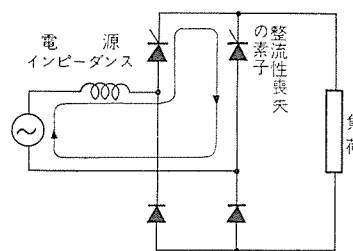


図 2.1 順方向電流による熱逸走

Fig. 2.1 Thermal runaway by forward current.

図 2.2 整流性を失なった素子による短絡
Fig. 2.2 Short circuit by the element lost rectifying property.

温度が上昇し、 $180\sim 200^{\circ}\text{C}$ 近くに達すると今度は普通の シリコン 整流素子の場合と同じように逆電流が急激に増え、ついに整流性を喪失する。単相半波整流回路をのぞき一般の整流回路では、整流性の喪失は図 2.2 に示すように電源を短絡する通路を作ることになるから、きわめて大きい短絡電流を流すことになり、SCR 接合部の温度は急激に上昇し、それを永久破壊させるに至る。

SCR を過電流による破壊より防止する方法は、その過電流の大きさ、立上り速度およびその通路によって異なる。

負荷側の短絡事故や整流回路の他素子の破壊による短絡は SCR にとって最も酷な過電流を与える。これらの短絡電流の大きさおよび立上り速度はおもに電源 インピーダンス によって制限される⁽¹⁾。したがって電圧変動率の少ない装置ほど短絡電流は大きい。変圧器を通して電源につながる装置では、短絡により整流素子に流れる過電流の大きさはおおむね定常値の $10\sim 20$ 倍に達するから、事故発生より半 サイクル 以内にその整流素子より過電流を除かなければならない。その方法としては、とくに半導体整流素子保護用として作られている高速 ヒューズ が用いられる。この高速 ヒューズ は、溶断する際に高い サージ 電圧を発生してそのために整流素子やその他の回路素子を破壊しないように溶融時間

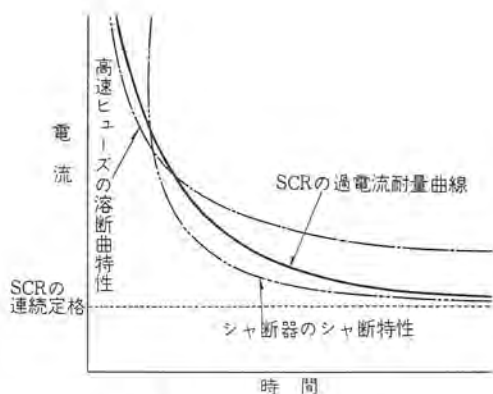


図 2.3 過負荷保護の協調
Fig. 2.3 Coordination in overcurrent protection.

と電弧時間がほぼ等しくなるように作られている⁽²⁾。

短絡以外の過電流に対しては、熱動または電磁トリップのシヤ断器を用いればよい。高速ヒューズとシヤ断器とを並用する場合の保護協調はたとえば図 2.3 のようにし、きわめて大きい過電流に対してのみ高速ヒューズが溶断し、それ以外はシヤ断器を働かせるようにする。

電圧変動率を多少ぎせいにしてもさしつかえないような装置では、電源側のインピーダンスを高くして、高速シヤ断器のみで過電流保護を行なってもよい。

SCR では以上述べた普通の整流素子の場合と共通な保護手段の他に、ゲート回路よりの点弧入力を停止することにより過電流破壊より防ぐ方法がある。もちろんこの方法は短絡事故のような急激な過電流に対しては期待できない。たとえば図 2.4 のように負荷電流の大きさを検出し、その値が SCR にとって危険な値となった時、ゲート回路の発振を停止させるか、SCR のゲート陰極間に低インピーダンスの短絡回路を形成させればよい。

3. 過電圧による故障とその保護

PN 接合に過大な逆電圧を印加すれば、ツェナー破壊あるいはなだれ破壊によって接合部に大きな逆電流が流れ、ついに絶縁破壊に至る。この破壊は一般に永久破壊となり回復性がない。

SCR の場合は PNPN の 4 層より成り、三つの PN 接合をもっている。図 3.1 (a) に示すように順電圧に対しては J_2 の接合にのみ逆電圧が印加されるが、順方向のいわゆるブレイクオーバー現象は、この逆バイアスされた J_2 に隣の接合 J_1, J_3 より電流のキャリアである正孔、電子が供給されるため、 J_2 に対する逆電流を維持するのに高い逆電圧を必要としなくなることに

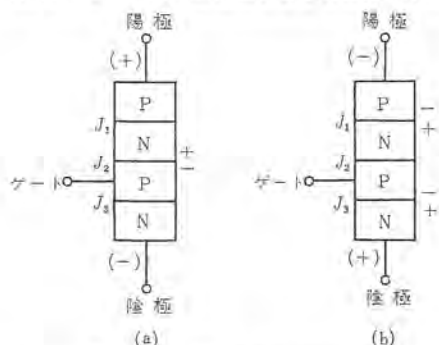


図 3.1 SCR の接合部電位差
Fig. 3.1 Potential difference of junctions in SCR.

SCR の故障とその防止・箇

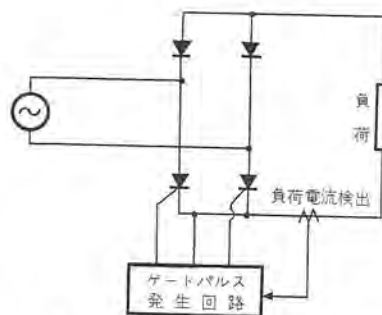


図 2.4 ゲート入力除去による過電流保護
Fig. 2.4 Overload protection by eliminating the gate input.

が突破口となってブレイクオーバーを起こすため、接合面の局部破壊または劣化を生ずることがある。

SCR はもともとゲート入力によって点弧するのが本来の作動であって、ゲート入力なしで順電圧によるブレイクオーバー点弧はできるだけさせない方がよく、とくに 500~600 V 以上でのブレイクオーバーは避けるべきである。

つぎに図 3.1 (b) に示すように SCR に逆電圧が印加されると、今度は J_1, J_3 の二つの接合に逆電圧がかかるが、SCR では一般に J_3 の整流性は低いので大部分の逆電圧は J_1 で受けもっている。 J_1 接合に過大な逆電圧がかかり、絶縁破壊するときは、 J_2 接合におけるブレイクオーバーのように他からの電流キャリアの供給がないため、なだれ増倍作用による逆電流の急増に耐えられ電圧を維持しなければならず、きわめて大きな熱発生を伴う。とくになだれ電圧の低い局所に逆電流が集中すれば、きわめて短時間にその局所は溶融し SCR は永久破壊となる。

したがって SCR は普通のシリコン整流素子と同じようにきわめて短時間のサージ電圧に対しても、定格値よりの裕度が少ない。

正弦波で毎サイクル印加する逆電圧のセム頭値に対し、過渡的に一発かぎり印加する正弦波逆電圧のセム頭値は、20% 高いに過ぎない。

SCR に印加される過電流の原因としては、その装置の電源開閉サージ、電源側または負荷側より侵入する外来サージがある。その他、SCR 過電流保護用高速ヒューズの溶断、SCR 自体の正孔蓄積効果などによるスパイク電圧も過電圧の原因となる。

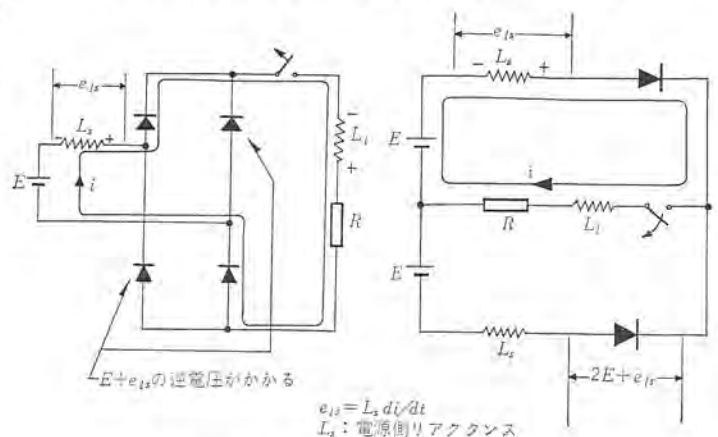


図 3.2 整流回路の直流シヤ断
Fig. 3.2 DC interruption of rectifying circuit.

これらの過電圧から SCR を保護するためには、まずそれら過電圧の大きさと時間幅を知る必要があるが、それらは場合場合によってきわめてまちまちである⁽³⁾。

電源開閉 サージ としては無負荷状態の変圧器の励磁電流をシャ断する時最も高いものが出易く、定常波高値の数倍から10倍に達することがある。無負荷 シャ断をさければ通常開閉 サージ 電圧は定常波高値の2~3倍までであり、それ以上の過電圧が発生する確率は少ない。

負荷側を開放するとき、とくに誘導負荷を開放する場合は、大きなサージ電圧を発生するが、図3.2に示すように電源側(トランスを含む)のリアクタンスと負荷リアクタンスとの比によりその一部が SCR に対し逆方向過電圧となるに過ぎない。

電源側よりの外来サージ、電源トランス一次側閉路時のサージ電圧は静電誘導によって巻数比に従わずに二次側に侵入することがある。とくに通降変圧器においては低圧側に大きいサージ電圧として侵入することがある。これを防ぐには一次、二次間を静電的にシャヘイするか、二次側をコンデンサ接地すればよい。

これらの過電圧より SCR を保護するには、まず定格電圧を定常セム頭値に対し幾倍かの大きさに選べばよいが、それには高価な SCR を使用しなければならないので、経済的な限界がある。

逆方向の過電圧に対しては SCR と直列に、逆耐圧の高い普通のシリコン整流素子をつなぐことにより SCR の価を下げる事ができる。その場合は図3.3に示すように各素子に逆耐圧に比例した並列抵抗(ただしいずれも逆方向漏れ電流よりは大きい電流を流しうる値のもの)をつなぐか、SCR には逆並列に小容量の整流素子をつないで逆電圧はすべて直列シリコン整流素子にのみ受けもたせる。

順方向過電圧に対しては、高い電圧でブレークオーバーさせないように、たとえば図3.4に示すように陽極電圧がある値を越えたときに強制的にゲートに入力を送りこんで点弧させる方法がある。

装置内で発生または外部より侵入するサージ電圧を吸収または

抑制するのに、図3.5に示すように CR アブソーバを用いたり、非直線抵抗バリスタなどを用いる方法がある。図3.5の CR アブソーバの C, R の値はそれぞれつぎの式で選んでよい⁽⁴⁾。

$$C = \frac{70P}{V^2} \quad (\mu f)$$

$$R = 5R_L \quad (\Omega)$$

ただし P は電源変圧器の定格容量 (W), V は変圧器の実効電圧 (V) である。また直列ダイオード D はリップル電流による損失をなくするのに効果がある。

バリスタの選定は発生を予想されるサージエネルギーと定常電圧とより求められる⁽³⁾。

4. SCR の誤動作とその防止

SCR を信頼性の高い素子として使用するためには、前2章に述べた故障に対する保護とともに、誤動作を防止しなければならない。

誤動作の原因としては、まずゲート回路に誘導された雑音による不用意の点弧がある。雑音としてはゲート回路のそばを di/dt の大きい電流が通過するとか、電磁コイルが近くにある場合に起こる電磁誘導によるものと、ゲート回路とともに SCR の陰極電位が急激に変化するような場合に起こる静電誘導によるものとがある。

前者に対しては、そのような電流導線やコイルをゲート回路に近づけないようにすることはもとより、やむをえない場合はゲート回路の導線をより線または同軸導線とする。後者に対しては、もしゲート回路が大地に対し浮いている場合はゲートおよび陰極をそれぞれ 0.01 μf 程度のコンデンサで接地する。

ゲートに陰極に対する負のバイアス電圧 (3V まで) をかけることや、SCR のごく近くでゲート陰極間を 0.1~0.01 μf 程度のコンデンサで結ぶことも、その種類によらず雑音による誤動作を防止するのに効果がある。それらについては本号の他の個所に掲載されているゲート回路設計法のところに詳述してある。

誤動作の第2の原因は SCR のブレークオーバー電圧以上の順方向サージ電圧がかかるか、あるいは SCR が過電流による温度上昇のためブレークオーバー電圧を低下したために起こる、ゲート入力なしのターンオンである。しかしこれらについてはすでに過電流および過電圧に対する保護のところで説明してある

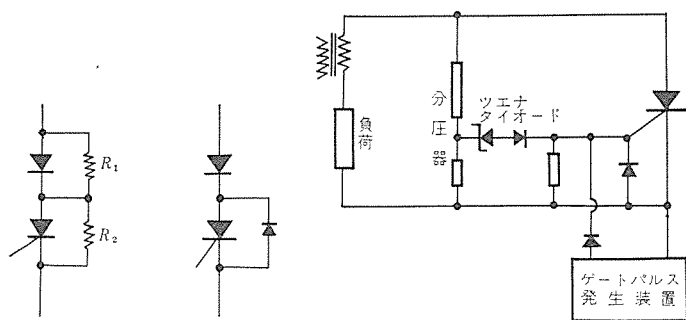


図 3.3 SCR と Si 整流素子の直列接続
Fig. 3.3 Series connection of SCR and Si diode.

図 3.4 順方向過電圧に対する陽極点弧回路
Fig. 3.4 Anode firing circuit for forward over-voltage.

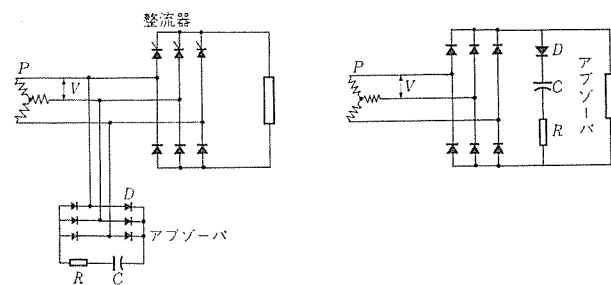


図 3.5 CR アブソーバの接続
Fig. 3.5 Connection of CR absorber.

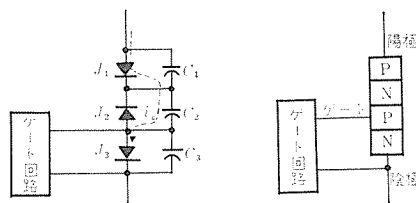


図 4.1 障壁容量による早期点弧のモデル
Fig. 4.1 Premature firing model by barrier capacitance.

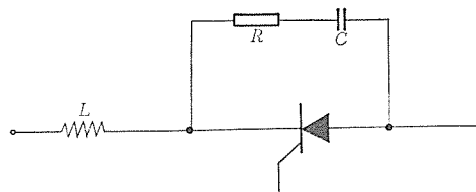


図 4.2 波頭抑制回路
Fig. 4.2 Wave front suppressing circuit.

ので省略する。

誤動作の第3の原因としては、きわめて急しゅんな順電圧印加がある。これは dV/dt のきわめて大きな順電圧が印加されると、図4.1に示すように逆電圧のかかる J_2 接合の障壁容量を通して、短時間ではあるが大きい充電電流が流れ J_3 接合における電子の注入を増すためである。この現象は電源電圧が接触器などにより急激に SCR に加えられた場合、その投入位相によってはきわめて急しゅんな波頭の電圧となるため生ずることがある。高周波インパルスにおける再起順電圧も急しゅんな立ち上りを示す。

この種の誤動作を防止するには、たとえば図4.2に示すように RLC を組み合わせて順電圧の波頭をなまらせてやることも一つの方法であるが、ゲート 負 バイアス や ゲート 陰極間にコンデンサをつなぐことによって防止できる。

5. 使用周波数の限界と定格の通減

SCR の使用周波数を制限するものとしては、ターンオフ 時間 スイッチング 損失および順電圧の立ち上り速度がある。

ターンオフ 時間 t_{off} と限界周波数 f_{max} との関係は回路条件により異なるが、おおむね

$$f_{max} = 1/4 \sim 5 t_{off}$$

と考えてよい。ターンオフ 時間は温度が高いほど、また負荷電流が大きいほど大きくなるから、高周波で使用するときは電流定格を下げた方がよい。

SCR のスイッチング 損失は、商用周波数で動作するときにはほとんど問題にならないが、単位時間当りのスイッチング 回数の多くなる高周波動作ではスイッチング 損失が周波数に比例して大きくなり、全損失の大きな割合を占めるようになる。

以上の理由によって SCR は高周波では定格電流を下げて使用しなければならない。図5.1にその1例を示す⁽⁴⁾。現在の SCR では、その限界周波数は 20~30 kc である

周波数が高くなると陽極順電圧の立ち上り速度 dv/dt も（電圧波高値一定の場合）周波数に比例して大きくなるから、10 kc 以上

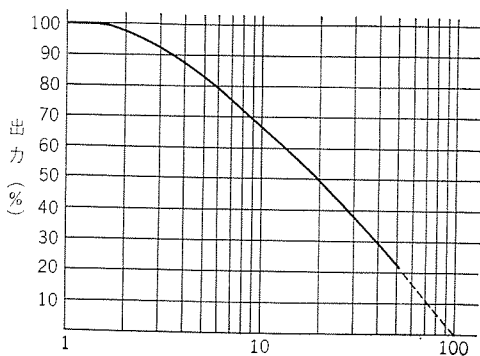


図 5.1 周波数対出力

Fig. 5.1 Power output vs frequency.

の高周波に対してはやはり定格電圧も低目を選んだ方がよい。

6. 特性劣化の諸原因

ハーメチックシールを施した半導体素子では、内部に消耗部分がないことと、外気にさらされないことによってその寿命は半永久的であることが期待できる。しかし実際には内部にごくわずかながら不純分子や湿気が残存することもあり、それが長時間の中に特性劣化の原因となることがある。この種の長時間にわたる特性の劣化は SCR の製造技術に依存し、その進歩とともに次第に克服されるであろう。

このほかに使用時の不注意から特性が劣化する場合がある。それらを列きよすればつぎのようなものがある。

(1) 500~600 V 以上の高い電圧 (PFV として定格に指定されていることもある) で、ゲート 入力なしにしばしば ブレークオーバーさせること。

(2) ゲート に最大定格以上の電圧または電流を加えること。

(3) 破壊限界には達しないが、過大な陽極電流または逆電圧を繰り返して印加すること。

(4) 床上に落下その他の大きな機械的衝撃を SCR に与えること。

(5) 最大定格以上の締付トルクで SCR のネジを締め付けること。

(6) 150°C 以上の高温で長時間保存すること。

以上の諸原因がただちに結果として表われない場合もあるが、使用者は常に注意しなければならない事柄である。

7. む す び

SCR がすぐれた制御素子であることは多くの技術者の認めるところであるが、実際それを応用した装置を設計する段階となると、その信頼性とか使用条件などでとまどうことがある。

したがって本紙では設計者がいだいている不安に対し、率直な答を与え、かつその不安を取り除くために、SCR の各種の故障や誤動作とその防止法について述べたものである。

ここに述べられた事柄をよく認識し、故障や誤動作に対する措置を十分行なっておけば、SCR はすぐれた特性と高い信頼性を持つ素子として、その妙味を発揮することは論ずるまでもない。

(昭 38-2-21 受付)

参 考 文 献

- (1) AIEE Working Group on Calculation of Faults in DC circuits, C.P. AIEE, 57-811 (1957).
- (2) F. W. Gutzwiller, T. P. AIEE, 58-928 (1958).
- (3) 岡, 「三菱電機」, 33, 1164 (昭 34)
- (4) D. A. Pisarcik, Electronic Design, 10-11, 68 (1962).
- (5) G. E. McDuffie, W. L. Chadwell, D. P. AIEE, 59-671 (1959).

三菱電機スカイリングおよび 三愛ドリームセンターの電気設備

瀬戸 義雄*・浜田 恭平*

Electric Equipment of Mitsubishi Sky Ring and San-Ai Dream Center

Head Office Yoshio SETO・Kyōhei HAMADA

At the corner of the fourth street of Ginza—the heart of the Great Tokyo—has come out a San-Ai Dream Center in the form of an epical luminant tower. From the fourth to the ninth floor of the building is given a name of Mitsubishi Sky Ring. As will be seen in the photograph the Mitsubishi Sky Ring and San-Ai Dream Center is a ultra-modern building in which the most advanced sense is taken up based on superior architectural style in the world. Electric equipment installed here is an essence of the today's technological advances becoming to the ultra-modern structure. The article gives a description on lighting equipment, loudspeaker arrangement, telephone exchange facilities and automatic fire alarms housed in the second underground floor.



図 1.1 三菱電機スカイリング および 三愛ドリームセンター
Fig. 1.1 Mitsubishi Sky Ring and San-Ai Dream Center.

1. ま え が き

大東京の中心——銀座四丁目角にそびえ立つ画期的な光の塔——三愛ドリームセンター（4階より9階までは三菱電機スカイリングが使用）は建築様式がすぐれ、世界に珍らしい構想と近代的感觉をとり入れた超デラックスな建物で、今や日本の新名所として衆目を集めつつあるが、それにふさわしく完成した同ビル電気設備とその内容について略述する。

2. 変電設備の計画概要

2.1 受電と配電の方式

東京電力日比谷変電所から送電する日比谷第一環線より 22,000 V, 50 c/s, 二回線 ループで受電する。契約電力は常時 1,000 kW, 期間常時 200 kW, 契約最大電力 1,200 kW である。

図 2.1 はこの受変電設備の単線接続図である。受電電圧 22,000 V, これを三相二回線 ループ受電し、所要の変圧器容量 1,500 kVA に対し、独立した 750 kVA 変圧器 2 台を配し、比較的長期の負荷の変化に対し運用の妙を発揮できるようになっている。主変圧器は一次側は三角接続でタツウ電圧 23-22-21-20 kV, 二次側は星形接続 420/242 V 三相四線式である。低圧側負荷は動力負荷約 430 kW, 電灯負荷約 425 kW, ネオン広告灯約 500 kW と大きく 3 分割している。電動機はすべて 400 V 電動機を使用し、ボイラ空気清浄装置ならびにマグネット操作回路には三相 50 kVA 変圧器 1 台により 210 V に降圧し少数の小形電動機とともに使用する。各階電灯回路としてコントロールセンタより各分電盤までの幹線は、三相四線式 420/242 V を供給し、分岐回路は単相 242 V を供給する。屋上広告灯は、コントロールセンタから広告灯キューピクルまで 420 V を供給する。

2.2 変電設備の計画

三菱電機スカイリングおよび三愛ドリームセンターの変電設備の計画に際しては、従来の変電設備より進歩した新しい構想の変電設備とするために社内に当時三愛タワー（仮称）実行委員会を組織して、経済性といかにして狭いスペースに所要機器を有効に配置するかにつき十数回にわたり委員会を開催して検討した。

1. 20 kV 回路およびシャ断器などに対する考え方は従来のビル用変電設備と同様である。20 kV キューピクルは母線および支持ガイシを特殊な設計とし空気シャ断器と圧縮空気発生装置の配置を考慮してシャ断器キューピクルの大きさを大幅に縮小した。

- 20 kW 屋内キュービクル
- 3φ 3W 20kV 50%
供給外
ZCT
同左
- 3φ 3W 20kV 50%
供給外
ZCT
SP
CHA
2×CT
速動
2×PDS
LC-C
23kV 600A
AC-L-100C
23kV 600A
2000 KA
3P+N-G
N.C.*
23kV 600A
- 3PDS "LCC"
23kV 600A
- 3×BCT
"BS" 100/5A
- M.O.F.
- 3φ Tr.(ΔV-E)
22.21/20kV/420/242V
750kVA 1XΔ2X Y
同右
- BN 600V IC - 225" × 14
- A.C.B. "DB-75"
600V 3,000A
75KA (at 48V)
- 3" P.T. "JTC-100"
440 110V
- PN2C
"-3.5" × 3
(600V)
- 3P BCT
BS 3000/5A
(3 # 4 W)
- P.P.V.H.

- 動力用コントロールセンター
(機械室設置)
- BN 600V 1C-325⁵×4
- BN 600V 1C-325⁵×3
- BN 600V 3C-22⁵
- 動力負荷合計=430kW
- 電灯用コントロール・センター
(電気室設置)
- BN 600V 1C-200⁵×6
- 電灯負荷合計 425kW
- ネオン広告灯 計 500kW

図 2.1 受変電設備単線接続図

3. 地下変電設備の機器

三菱電機 スカイリフ および三愛 ドリームセンター は特殊の地形に図 3.1 に示すように 20kV キュービクル を第一 グループ および第二 グループ に分割して電気室中央部に設け、変圧器二次 キュービクル は第一 グループ の 20kV キュービクル に隣接して設置してある。コントロールセンタは第一群 4 面と第三群 9 面は直角に配置して、20kV キュービクル 第一 グループ の後方に設けてある。

3.1 20 kV キュービクルの構成

三菱電機スライディングおよび三菱 ドリームセンターのキュービクルの構成は二つのグループに分かれ、グループ間にはキュービクル天井部からバスダクトによりブリッジ状に連続されている。各グループはさらに閉鎖単位キュービクルに分かれ、配列構成の内訳は下記のとおりである。

第一 グループ

受電 シャ 断器 キュービクル 2 面

MOF. コンプレッサキュービクル 1 面

第二 グループ

主変圧器 キュービクル 2 面

グループ 間

連継用 バスダクト 1 組

各単位 キュービクル にはその キュービクル の表面に内容を表示する
定格名板と名称板が付属しており回路構成が明確にされている。

3.2 受電シャ断器キュービクル

このキュービクルは従来の受電 ケーブルキュービクル と シタ 断器 キュービクル を合わせたもので、図 3.2 にその断面を示した。その内部の裏面下方には受電 ケーブル の末端処理部が納めてあり、ケーブル の絡端箱と、分岐箱が取り付けられる。また ケーブル 保護 リレー 用の変流器が取り付けられる。これらの取付品は東京電力より支給されたものである。図 3.3 は受電 シタ 断器 キュービクル の シタ 断器側の写真である。また受電用空気 シタ 断器と、これを回路から切り放すための断路器が シタ 断器の両側に 1 組ずつはいっている。断路器は連動操作式となっていて、受電側のものは必要に応じて各相単極選択操作の可能なものとなっている。キュービクル に内蔵される母線は三相三線式相間隔壁形で、キュービクル の天井部に配置され、異常電圧、事故電流に対して大地絶縁強度の劣化、母線接続部の電気抵抗変化を生じない安定度の高い構造とし、長期間の運転においても点検不要のものとしてある。なお キュービクル の大きさを節減するため母線支持 ガイシ の配置を図 3.2 のような特殊なものとしている。

受電 シャ 断器 キュービクル 2×6 台

20-C-100L 形 3 極單投空氣 シャ 断器

24,000 V 600 A 壓縮空氣操作式

定格 シュ 断容量 1,000 MVA (24 kV において)

定格 シャ 断時間 5 c/s

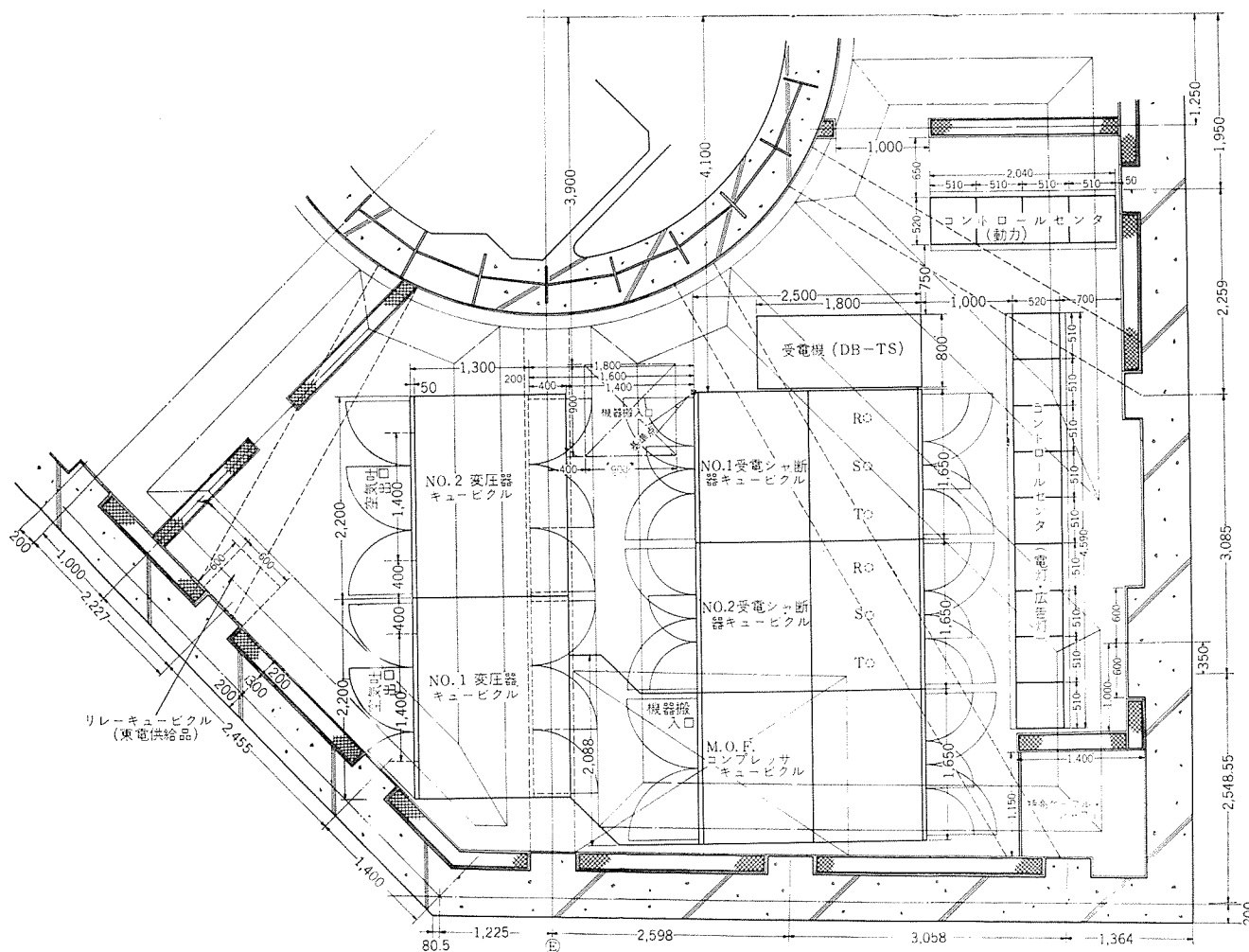


図 3.1 電気室機器配置図
Fig. 3.1 Arrangement of electric machine room.

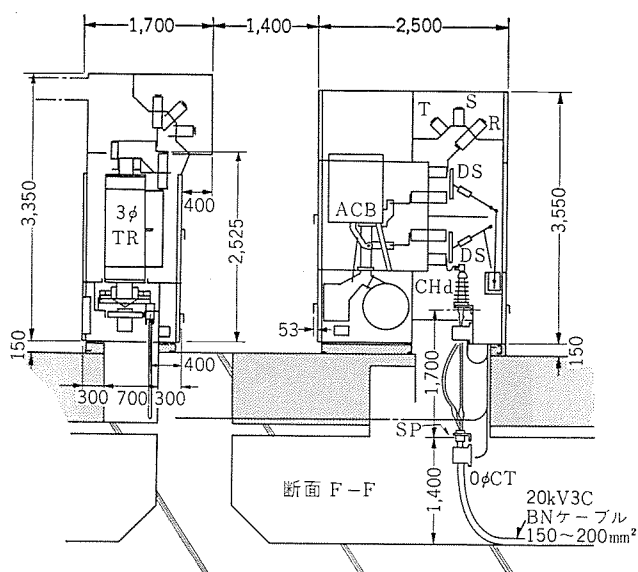


図 3.2 20 kV キュービクル 断面図 (その 1)
Fig. 3.2 Cross section of 20 kV cubicle. (No. 1)

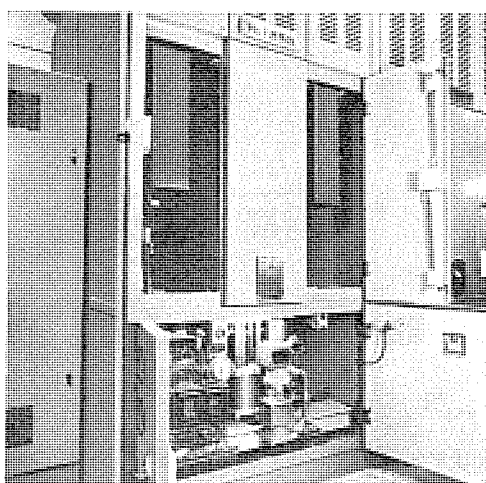


図 3.3 受電 シュ断器 キュービクル
Fig. 3.3 Circuit breaker cubicle of power reception.

LC-C 形 3 極単投断路器	2×2 台
23,000 V 600 A FB 接続	
母線および接続導体	2×1 式
外形寸法 幅 1,650×高さ 3,350×奥行 2,500	

3.3 M.O.F. コンプレッサキュービクル

このキュービクルの断面は図 3.4 に示すように電力会社の送電上の責任分界となる断路器 1 組、電力取引用計器用変圧変流器 1 台、(東京電力株式会社支給品) 変流器三相分 1 組および圧縮空気発生装置が内蔵されている。この圧縮空気発生装置は空気 シュ断器 2 台操作で、主空気タンク 充気容量だけで、空気 シュ断器を CO 7 回操作できる。図 3.4 は圧縮空気発生装置の主空気タンクとコンプレッサの組込状態を示すものである。シュ断器と接続する空気管と排水管はキュービクル 中を最短距離で配管されていて配管接続は リムジョイント 方式を採用している。

M.O.F. コンプレッサキュービクル	1 台
LC-C 形 3 極単投断路器	1 台
23,000 V 600 A FB 接続	
BS 形単相変流器 (ラッシング 形)	3 個
23,000 V 100/5 A 15 VA 3.0 級	
過電流強度 250 倍	

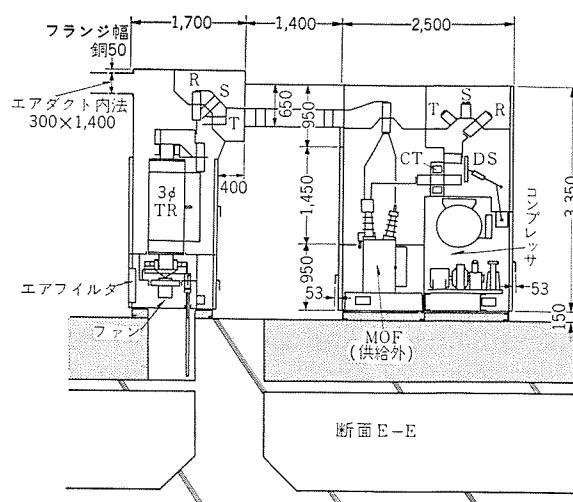


図 3.4 20 kV キュービクル 断面図 (その 2)
Fig. 3.4 Cross section of 20 kV cubicle. (No. 2)

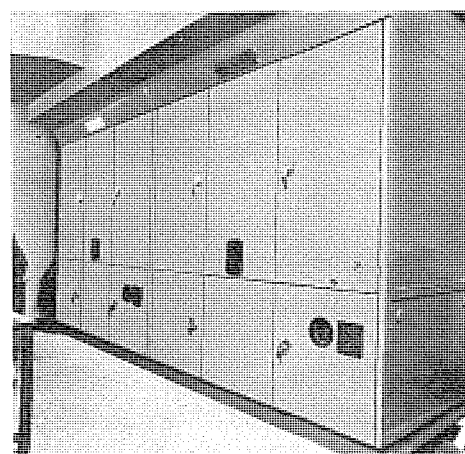


図 3.5 主変圧器 キュービクル 外観
Fig. 3.5 Exterior view of transformer cubicle.

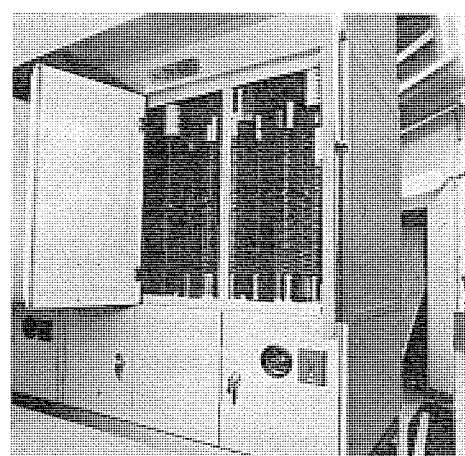


図 3.6 H 種乾式変圧器 750 kVA
Fig. 3.6 Class H dry type transformer 750 kVA.

CA-KAA 形圧縮空気発生装置 (複交流式)	1 台
定格圧力	25 kg/cm²
供給圧力	10 kg/cm²
空気圧縮機	空冷式、電動機 (2.2kW) 直結駆動形
操作電圧	AC 200 V 三相 50 c/s
主空気タンク容量	400 l
取引用 MOF (東京電力株式会社支給品)	
主変圧器までのバスダクト	1 式
外形寸法 幅 1,650×高さ 3,350×奥行 2,500	

3.4 主要圧器（乾式）キュービクル

このキュービクルは、図 3.5 に外観を示し、図 3.6 はトビラを開いた H 種乾式 750 kVA 主変圧器を示している。ほかに変圧器冷却用ファンモータとグラスウール製エアクリーナが付属されている。キュービクル上部側面に排気口があり、排気ダクトに接続される。このキュービクルは設置場所が狭あいのため変圧器一次断路器を MOF コンプレッサキュービクルに設け乾式変圧器のみを収納したので、図 3.4 のように奥行を上部母線部で 1,700 本体下部では 1,300 で納めている。

主変圧器	キュービクル	2×1 台
AV-B 形	三相乾式変圧器	2×1 台
定 格 容 量	750 kVA	
屋内用 H 種	絶縁風冷式	
一 次 電 圧	23-22-21-20 kV	
二 次 電 圧	420-242 V	
結 線 法	三角—星形三相四線式	
周 波 数	50 c/s	

乾式変圧器の特長は不燃性、不爆発性と据付面積が少ないことがあげられる。また乾式変圧器はその絶縁構成により、同じ商用周波電圧耐力を有する油入変圧器と比較すると、衝撃電圧耐力が小さいが、ビルの受電は地下ケーブルによるので外雷に対しては考慮をばらう必要がなく、主として開閉異常電圧だけを考慮すればよく、この種の回路の開閉異常電圧は、回路対地電圧の 3.5 倍を越えないことが明らかにされているので、この値には十分な裕度をもっている。

3.5 420 V 変圧器二次キュービクル

このキュービクルの内部には信頼度の高いシタ断性能の優秀かつ大容量である DB 形シタ断器および 420 V 用の計器用変圧器を収納している。このキュービクルの正面には主変圧器(2×750kVA)の一次側の計測および保護のための計器、継電器のほかに DA 形故障表示器、模擬母線および模擬断路器を取り付け 20 kV 側の系統の状況を明らかにしている。

420 V 変圧器二次	キュービクル	
DB-75 形	三極単投気中シタ断器	1 台
600 V	3,000 A 屋内用	
低電圧引はずし	コイル付 AC 420 V	
電圧引はずし	シタントリッパ	
シタ断容量	75,000 A (480 V において)	

DB-75 形シタ断器は絶縁、導電、耐弧、消弧の各材料の進歩と巧妙な構造により従来の低圧シタ断器に比べて、多くの特長と

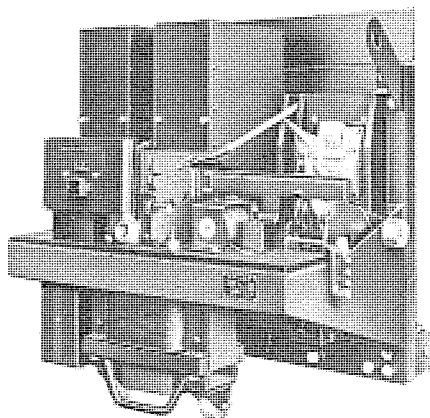


図 3.7 DB-75 形低圧気中シタ断器

Fig. 3.7 Type DB-75 low voltage air circuit breaker.

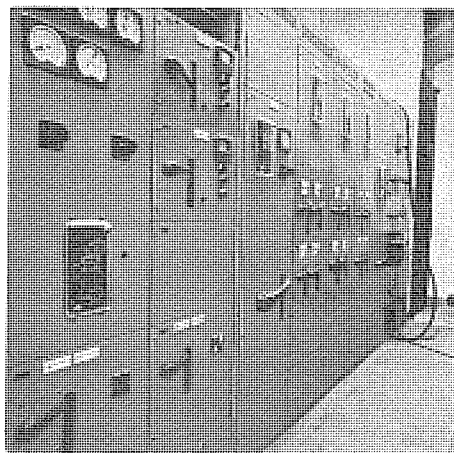


図 3.8 コントロールセンタ（第三群）
Fig. 3.8 Control center (group No. 3).

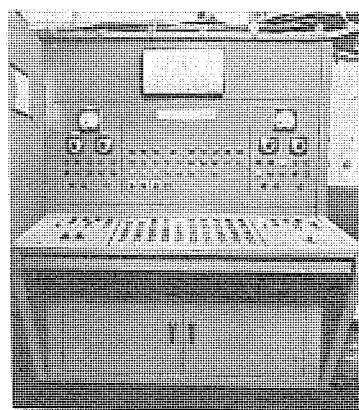


図 3.9 中央動力監視盤
Fig. 3.9 Control power monitor panel.

優秀な性能を有している。その概要はつぎのとおりである。

- (1) 主接触部は銅クロム合金、電弧コンタクトには銀母体の焼結結合を適切に用い、摩耗および損傷の程度は少ない。
- (2) 3 要素特性過電流シタ断装置を取り付けることができる。すなわち瞬間引はずし、短時限引はずし、長時限引はずしを有し回路の状態に応じて適宜電流整定を行なえる。
- (3) 特殊な耐熱性磁器を使用した高性能の消弧装置をもち、シタ断特性が良好である。
- (4) 閉鎖 3 段引出し構造である。

3.6 コントロールセンタ

空調機そのほか多くの電動機の電磁ジカ入れ起動器と回路保護開閉器箱などは従来電動機の近傍に個々に取り付けられていたが、三菱スカイリングおよび三菱ドリームセンターでは機械室および電気室が狭あいのため、これらをユニットにまとめコントロールセンタとして図 3.8 のように電気室に配置し、さらに電動機群を運転停止するに必要な押しボタン類、信号装置その他を取り付けた図 3.9 に示すような中央動力監視盤を機械室の一部に配置し、電動機の中央監視を行なっている。このコントロールセンタは小形で安全でシタ断容量の大きい三菱 NF 形ノーヒューズシタ断器と、ナイフエッジ機構の三菱電磁開閉器の組み合わせを基本とし、引出し構造の箱に入れてユニット化したものを集合、組み立てて全閉構造完全自立形キュービクルとしたものである。制御装置を集中化することによって、その利点はつぎのとおりである。

- (1) 電動機の中央監視制御が効果的にできる。
- (2) 据付場所が少なく、かつ経済的である。

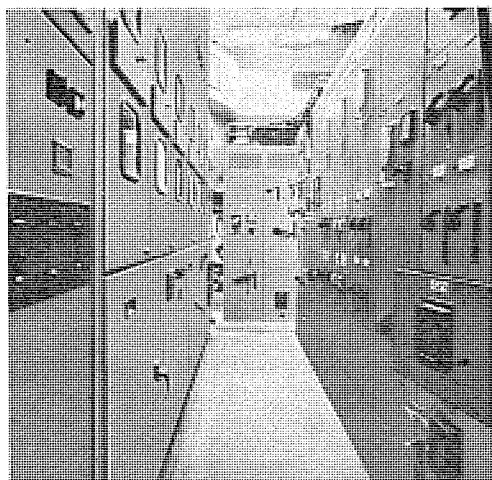


図 3.10 コントロールセンタ（第一群、第三群）と
20 kVA キュービクル（向って左側）
Fig. 3.10 Control center (groups No. 1 and No. 3)
and 20k VA cubicle (on the left).

(3) 据付および配線の手数が節約できる。

(4) 標準品の集成であるから互換性があり、増設変更が容易である。

このコントロールセンタの第一群と第三群は電気室に設置し、第二群は機械室に設置する。図 3.10 の中央正面に見えるのが第一群コントロールセンタの一部で、向って左側は第三群コントロールセンタである。第一群の動力用コントロールセンタは 420 V 動力引込みから電動機の管制器類を収納してある。コントロールセンタはすべて両面形として場所の節約をしている。400 V 電動機 17 回路を高さ 2,300、奥行 520、幅 510 のもの 4 面に納めている。

200 V 電動機 13 回路も両面形とし、上記と同じように高さ 2,300、奥行 520、幅 510 のもの 2 面とし、その左端の表面に主変圧器二次側の電流計、電圧計、指示電力計、力率計、周波計三相四線式積算電力計などを取り付けている。

第二群は機械室動力用のコントロールセンタで 400 V 電動機を制御するもので、高さ 1,900、奥行 520、幅 510 のもの 1 面を機械室に設置している。

第三群は電灯負荷 425 kVA、ネオン 広告灯 500 kW を制御するコントロールセンタで、電灯負荷は 420/242 V 三相四線式で給電し、三愛電灯、三菱電灯、共用電灯に分割して、積算計量できるよう配線を考慮している。このコントロールセンタは高さ 2,300、奥行 520、幅 510 のもの 7 面とし、前記 200 V 電動機コントロールセンタと並立し 9 面として 22 kV シタ断器キュービクルと対面している。

3.7 蓄電池設備

シタ断器操作用ならびに停電時非常用直流電源としてネオクラッド式可搬形蓄電池を設備。仕様は下記のとおりである。

60 AH/10 h 108 V 54 個

充電器は セレン 整流器で A.C. 三相 200 V 50 c/s

D.C. 100~160 V 6 A 自動定電圧装置付

これらの蓄電池ならびに充電器は、幅 1,000×奥行 900×高さ 1,400 の同一ケースに納められ、地下 3 階に設置してある。

4. 機器の搬入と据付

特高関係ならびにコントロールセンタは図 3.1 のごとく地下 3 階、約 64 m² の天井ハリ下有効 3.7 m の場所に設置してある。都心銀座 4 丁目という場所柄、トラックの乗入れは夜中の 23 時から翌朝 6

時までには制限され、また建築構造上搬入口開口部は、2.5×1.7 (m) しか得られなかった当ビル の機器搬入据付について述べる。

建物内唯一の搬入口は建築を初め他業種共有のもので関連業者と十分な打ち合わせを行ない、その間基礎ベースなど機器の受入態勢を整えた。

第 1 日、第 2 日は電気室の奥に設置するコントロールセンタならびに 420 V 主変二次キュービクルを搬入し所定の位置の壁側に仮置きあつとに持ち込む機器据付作業に便利ようにした。

第 3 日 750 kVA、No. 1 変圧器キュービクル下ツクをトラック上で開梱し、レッカ車でチェンブりし地下 3 階へ降ろす。つぎに上ツクを降ろし搬入口の位置で上、下ツクを組み所定の位置にコロ引きをする。

第 4 日 750 kVA、No. 2 変圧器キュービクルは No. 1 と同様な方法で行なう。

第 5 日 シタ断器 No. 1 キュービクル

まず区分開閉器側下ツクを降ろし搬入口の下部に仮置き、つぎに上ツクを降ろし上、下ツクを組み、所定の位置に仮置きする。同様にシタ断器側の下ツク、上ツク消弧室などを搬入口の下部で組み立て、所定の位置にコロ引きし、区分開閉器側と組み上げる。このキュービクルも、コントロールセンタ同様あつとに運ぶ機器の作業に便利ようにできうる限り、壁側に仮置きする。

第 6 日 予備日

第 7 日 シタ断器 No. 2 キュービクル No. 1 と同様に組み立てる。

第 8 日 M.O.F. コンプレッサキュービクル シタ断器と同様の順序で、コンプレッサ下ツク、上ツク M.O.F. 側下ツク、上ツクを組み立て定位置に設置する。つぎに 20 kV バスタクトをワイヤでつり上げながら接続をする。

第 9 日 今までに仮置した機器を、No. 2 シタ断器キュービクル No. 1 シタ断器キュービクル、420 V 主変二次キュービクル、コントロールセンタと搬入の逆順序で所定の位置に設置する。

ビルの機器搬入口として最小限必要なスペースと、その選定条件としては、つぎの 4 点が考えられる。

- (1) 梱包のまま搬入作業できるスペースであること。しかも、工場組み立ててのままで搬入できることが機器のために望ましい。
- (2) 点検ならびに故障時にどの位置からも他の機器に関係なく引き出せる位置にあること。
- (3) 工事中に他工事の関連のない位置を選ぶこと。
- (4) 運搬車より搬入口までの道程が少なく、十分なる幅員と足場であること。

などが考えられる。

当ビルにおいては特殊な建築構造と立地条件のため上記いずれの条件にも満足していないが、これは建築計画当初に十分に考えるべき問題であると思う。

5. 照明設備

照明方式は全館光天井である。地下 2 階は大梁が中央コア部から外周に向って放射状に出ているため、梁間に扇状埋込器具を配置し平均照度は 3,000 lx。地下 1 階は中央コア周囲に、二重円に器具を配置内側と外側のケイ光灯器具の間には空調吹出口を設ける。地上 1・2 階はコア周囲の内円に 110 W×2 灯ケイ光灯を扇状に製作し、これを連続して光天井とし、外円には 20 W×5 灯ケイ光灯を同様に製作し、平均照度は 3,000 lx である。これらの

ケイ 光灯は扇状埋込形連続器具で、直線の連続器具と異なり環状の器具は、始めも終りもなく、建築誤差による逃げは器具との間において調整された。

地上3階は建築構造上大ハリが中央コアより外部に向って出ているため、内円は三角形の形状をした埋込形ケイ 光灯器具である。平均照度は2,500lxである。4階以上は、1階ごとに吹きぬけになっていて、5,7,9階は広い床、4,6,8階はせまい床で、これらはウレキャストコンクリートでできており、工場にて24等分した床を現場で組み合わせたものである。照明器具取付インサートおよび配管は工場で行なわれ、配管の接続はアウトレットボックスにして接続している。天井の構造ならびに照明、空調の取り合わせは、図5.4のとおりである。平均照度2,000lxである。

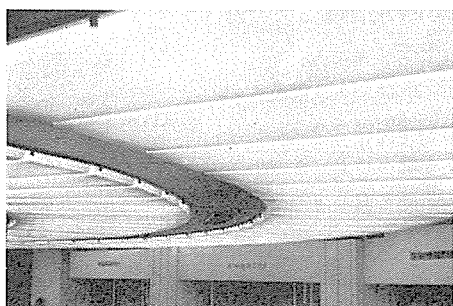


図 5.1 地下二階光天井
Fig. 5.1 Second underground floor luminous ceiling.

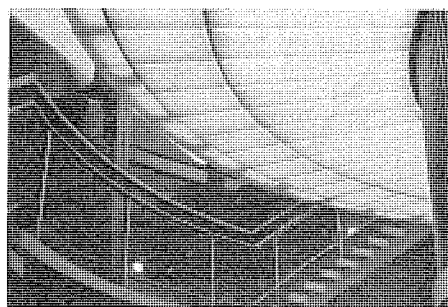


図 5.2 地下一階光天井
Fig. 5.2 First underground floor luminous ceiling.

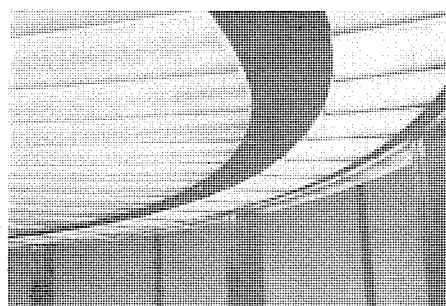


図 5.3 一階光天井
Fig. 5.3 First floor luminous ceiling.

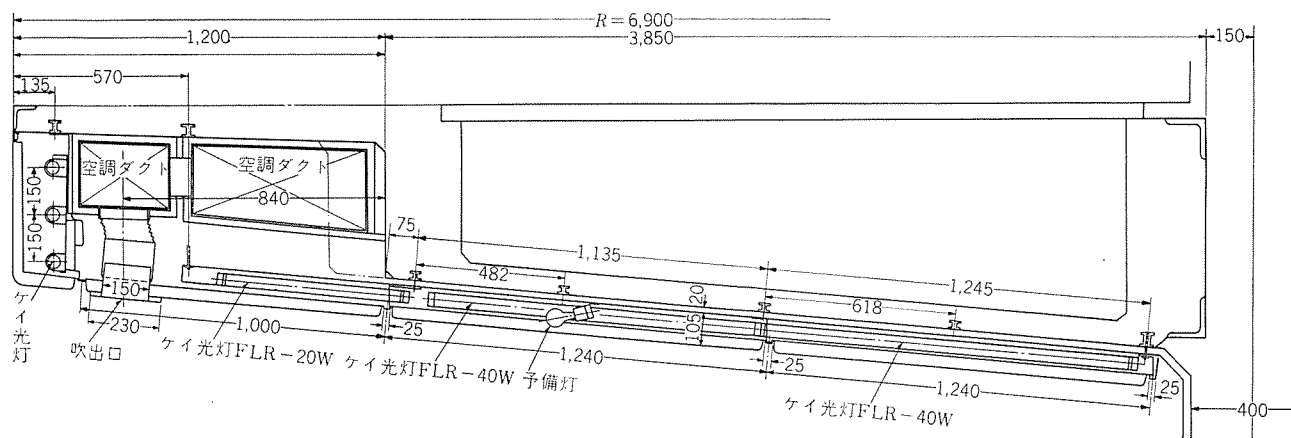


図 5.4 照明器取付図 (5,7,9 階断面)
Fig. 5.4 Lighting fixtures mounting (cross sections of floors, 5, 7 and 9).

6. 拡 声 設 備

一般放送用拡声装置を地下3階より地上3階までの三愛 ドリームセンター と、4 階より9階までの三菱 スカイリング とに分け、それぞれに設ける。これらの増幅器は同一仕様で、電力増幅器 50 W 1 台、マイク 入力2回路切換式、レコード 入力1 回路、テープ 入力1 回路、出力6 回路、テープ 式音楽再生機 1 台、レコードプレーヤ 12 インチ 4 スピード1 台、テープ 再生増幅器を内蔵する自立形増幅器架である。出力6 回路は1階に1 回路で、スピーカ 埋込形 6 1/2 インチを中央コアのアルミリブ 壁面に各階6 個あて設けている。それぞれの増幅器からは全館一斉放送することもできる。

7. 電話交換機設備

使用区域を三愛 ドリームセンター と、三菱 スカイリング とに分ける。前者の電話交換機は MF-2 形小自動交換装置で、容量は内線 100 回線、実装 80 回線、局線は 10 回線、自動交換機本体は自立形ローカ形で、局線中継台は無ヒモ卓上形である。後者の三菱 スカイリング

には局線自由応答方式自動交換機で局線 5 回線、内線 10 回線で、この交換機は交換手の資格がなくても操作できる特長がある。

8. 自動火災警報設備

空気管式および スポット 形で建物の警戒区域を 17 に分け、地下2階にP形1級20回線用受信盤を設け、隣接して消防署直通のMM 発信機を設備する。

9. む す び

銀座のどまん中に“世界一珍しい”というキャッチフレーズのもとに、20カ月の工期をもって完成した当ビルは、昭和38年1月13日午前零時に開場し、その名を“三愛 ドリームセンター”、4階以上は“三菱電機 スカイリング”として発足致しましたが、設計ならびに工事期間中、種々熱誠あふれるご指導を賜わった株式会社三愛殿、日建設計工務株式会社殿、ならびに建設関連工事の皆さまに誌上より改めて深く感謝の意を表わす次第であります。

三菱電機スカイリングおよび 三愛ドリームセンターのエレベータ設備

河原 四 良*

Elevator Installations of Mitsubishi Sky Ring and San-Ai Dream Center

Head Office Shirō KAWAHARA

Two small GL elevators have been installed in a unique building with a cylindrical glass enclosure—the Mitsubishi Sky Ring towering in the busiest corner of Ginza, Tokyo. The elevator shaft and machine rooms together with piping spaces, air ducts and stairs are all housed in the same steel framed reinforced cylindrical concrete core of 5.3 m. in inner diameter. Limited available spaces offered many difficulties. For instance, Mitsubishi had to design newly type GL-21KE small traction machines to meet the need for the particular bank, in addition to other numerous hard problems encountered with.

1. ま え が き

本年初め三菱 スカイリング が銀座の一角にはなばなく登場した。総 ガラス 張り円筒形のこの斬新な ビル にはあらゆる建築設備に当社製のものが使用され、エレベータ としては超小形 ギャレストाइ 2 台が据え付けられた。

このエレベータは、その建物の置かれている環境や使用目的から当然意匠的な面が重視され、デザイン の計画から決定までにはかなりの日時が費された。また特殊建築構造と使用できる スペース が限られているため、設計当初から竣工まで苦心の連続であったといっても過言ではなかった。今回新たに開発した GL-21KE 形超小形 ギャレス 巻上機、およびルミネボタン、リセボタンなどの新製品の採用、など技術的にも内容のあるエレベータである。

2. エレベータの仕様

建物 4 階以上が三菱 スカイリング として三菱製品を見ていただく

場であるので、当然エレベータも展示品としての性格をもち、エレベータ仕様の上にもこれが反映されている。

台 数	2 台
運転方式	直流可変電圧歯車なし式 ロットロール 制御
操作方式	2 カセレクトチブコレクチブジュアル
容 量	650 kg 最大定員 10 名
速 度	150 m/min
停止個所	地下 2 階、地下 1 階、1 階～9 階
巻 上 機	GL-21KE 形 (新開発小形巻上機) 直流 21 kW (1 時間定格)
電動発電機	駆動電動機 交流 22 kW (連続定格)
発 電 機	直流 16 kW (連続定格)
扉 形 式	パネルドア 2 枚開き式
押し ボタン	乗場………ルミネボタン カゴ………リセボタン

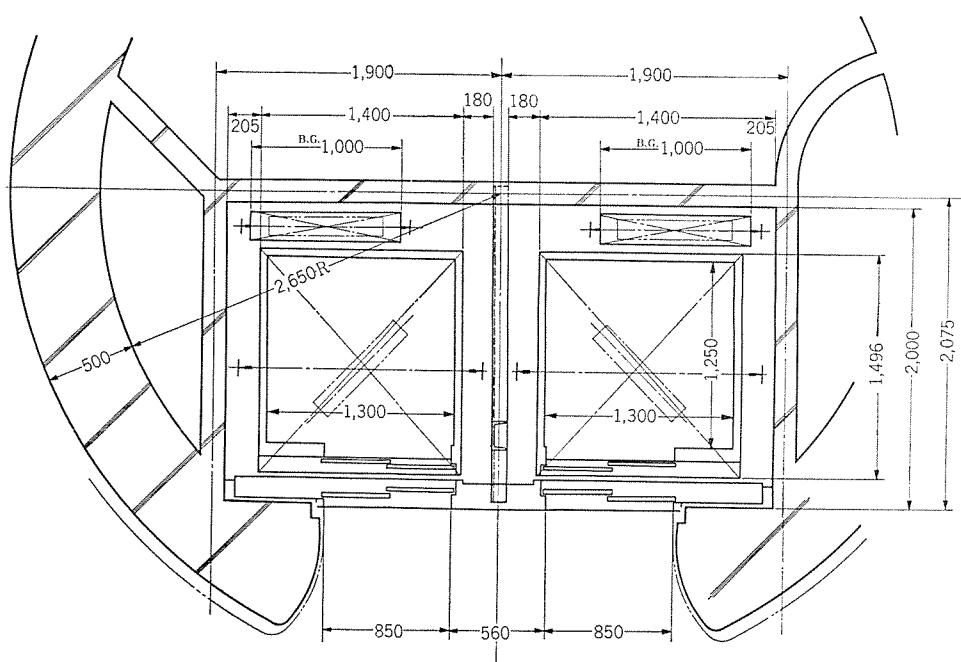


図 3.1 昇降路平面図 Fig 3.1 Plan of hoist way.

3. エレベータの据付計画

建物の中心に円形のコアがあり、エレベータはそのコアの中に 2 台並べて据付けることとなり、したがって、円形のコアと角形エレベータ昇降路によって左右に空間が生じるが、これらはパイラおよびダクトスペースとして有効に使用できるように計画した。また、コアの裏側は建物の主階段になっており、機械室は塔屋 2 階および 3 階を使用し、塔屋 2 階には巻上機および制御盤類、塔屋 3 階には受電盤、電動発電機を置き、機械室としてそれぞれ独立した形をとるようになった。

参考までにエレベータ機械の配置を述べると、まず昇降路にお

いては前述のように円形のコア内部を通るため、若干の弓形の dead space を生じたが、与えられた範囲で、できるだけ大きなカゴ室および出入口幅を取ることに留意した。このために、レールはカゴ室重量の軽減にとらみ合わせて、13 kg/m のものをこの種のエレベータとしてはじめて採用した。

つぎに、機械室は建物の構造上やむをえないとはいえ、一般的

にあってエレベータ機械室としてあまり好ましいものではないが、2 層の機械室のうち下の方に巻上機および制御盤類を設置した。ここに据え付けられた巻上機は、当社が以前より試作研究を行っていた新開発の超小形歯車なし式巻上機 GL-21KE 形で、この種の小形エレベータ用として作られた従来の巻上機に比べて、外形・寸法・重量などが著しく小形化・軽量化されており、しかも

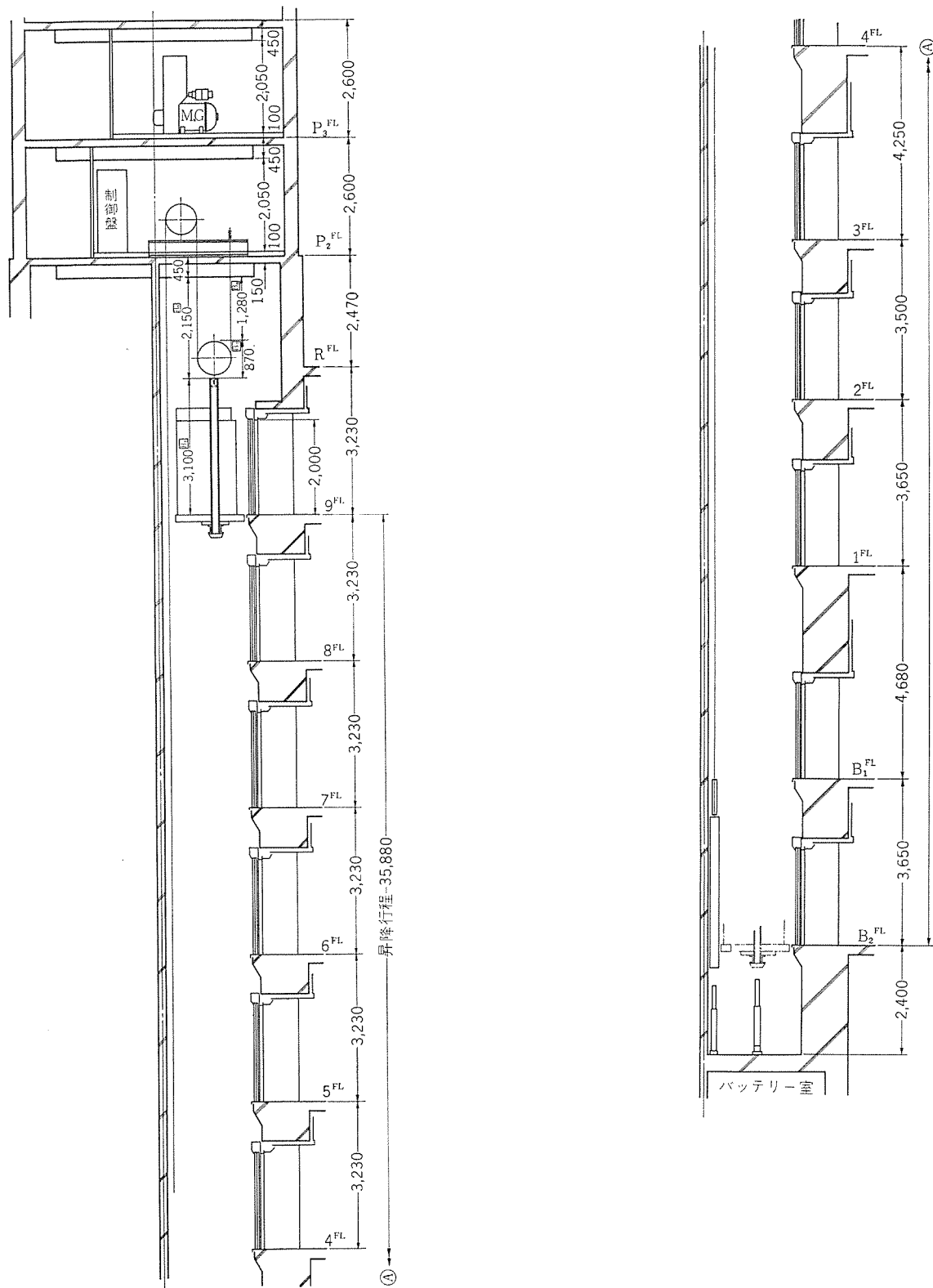


図 3.2 昇降路縦断面
Fig. 3.2 Vertical section of hoist way.

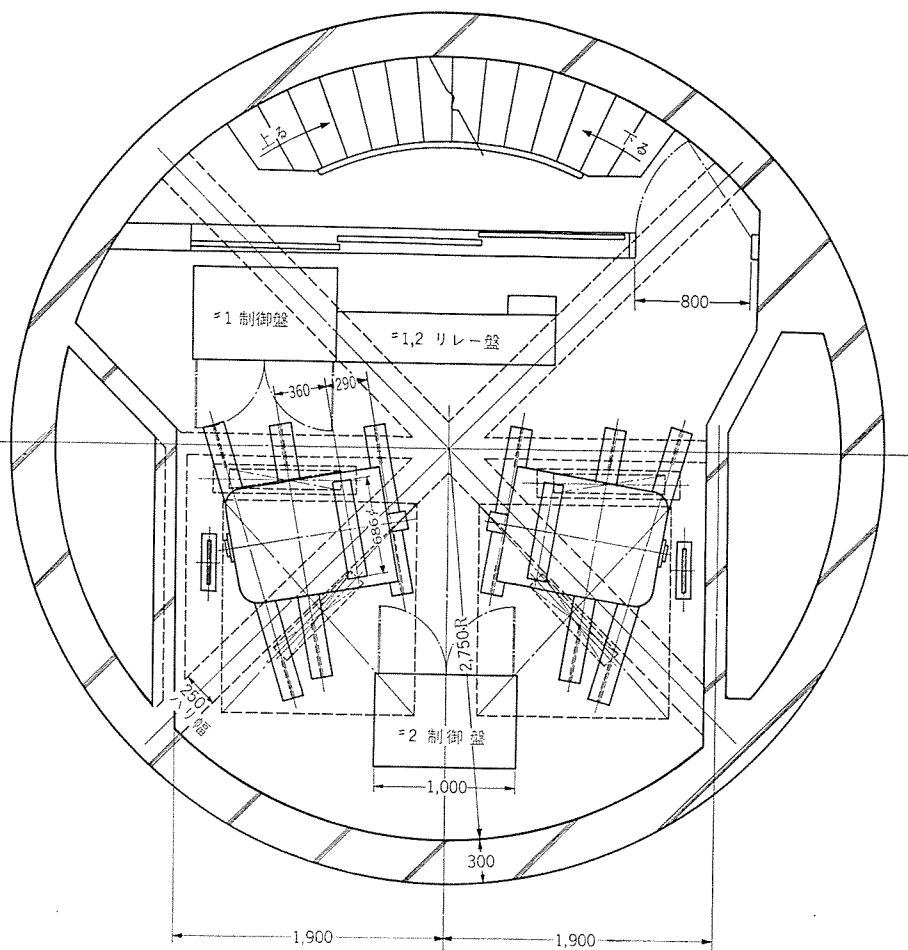


図 3.3 機械平面図 Fig. 3.3 Plan of traction machine room.

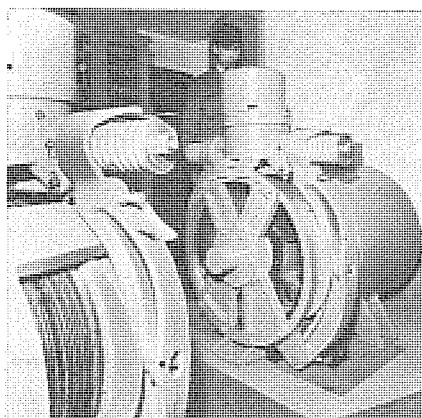


図 3.4 GL-21KE 巻上機 Fig. 3.4 GL-21KE traction machine.

巻上機としての性能はこの建物の特殊性からはげしい使用にも十分耐えるように設計されている。巻上機の据え付けはこの GL-21KE 形の採用により、ほぼ昇降路の投影面積内に納めることができた。

また、安全装置として重要な调速機にも新開発 DG-500 形を採用している。制御盤の据え付けは当初上下の機械室に 2 分する案もあったが、保守点検の便を考えて下の機械室へまとめて設置した。この結果、下の機械室は階段側の場所を大きく譲歩していたにも関わらず非常に狭く、このため制御盤の裏面の仕切壁に大きな引き戸を設け、常時は閉めておいて仕切壁としての機能を果たし、作業時には開け放すことができるように設備してい

ただいた。

このような据付配置は、関係官庁の特別の理解のもとに採用できたもので、この建物の設備据付の困難さの一端を示しているものといえる。上の機械室には受電盤および電動発電機を置いたが、ほぼ十分な広さを得ることができた。一般にエレベータ機械室が 2 分される場合には運転状況を直接監視できるように、巻上機と制御盤を一つの機械室にまとめ、電動発電機などを他の機械室へ設置するのが保守上都合がよい。

今度のエレベータ機械室では、建物の構造上、採光および換気用窓を設けることができず、したがって、エレベータ機械の発熱量毎時約 5,200 kcal に対しては強制換気を行ない、機械室の温度上昇を防ぐようにした。

4. 意匠

斬新な建物意匠に合わせて、エレベータ意匠も従来のものに比べて単純な線の美しさを強調するよう配慮され、日建設計工務(株)の指導のもとに建物によく調和するも

のを作ることができた。乗場はエレベータのトビラとトビラの摩鋼板製フロントパネルにし、トビラと同色の白色ラッカ焼付塗装仕上げである。乗場まわりの壁仕上げはアルミのリブが連続的に回り込み、乗場天井板の白色ラッカ塗装仕上げおよびトビラ・フロントパネルの白色塗装とあいまって、とかくこの種の配置にみられるトンネルの奥にエレベータがあるというような感じにならず、開放的なふんい気に仕上がった。

インジケータは出入口トビラの上部の幕板に設けられ、壁と天井の間を見切るアクセントとし、金梨地ラッカ塗装仕上げを施した。インジケータランプの取り換えなどの作業は、幕板上部の目地にかくさ

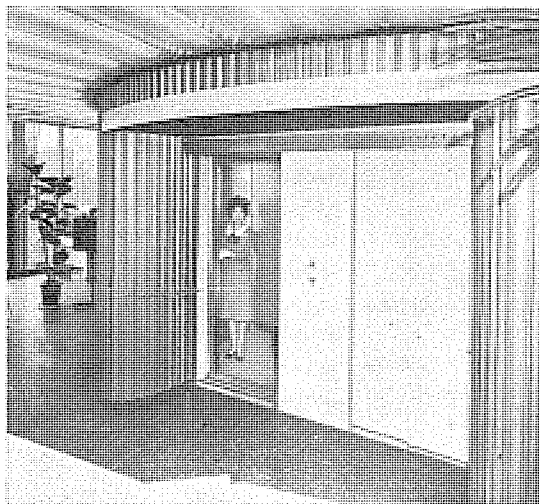


図 4.1 乗場 Fig. 4.1 Landing hall.

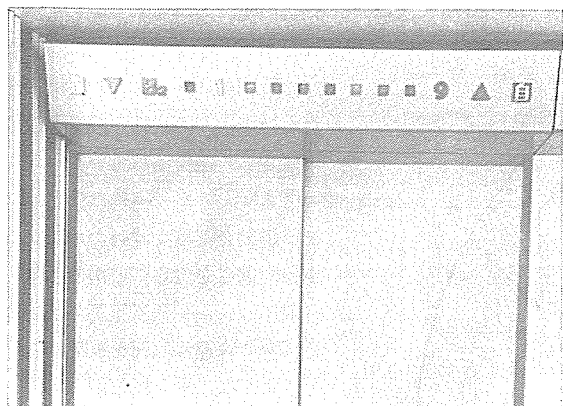


図 4.2 乗場 インジケータ
Fig. 4.2 Hall position indicator.

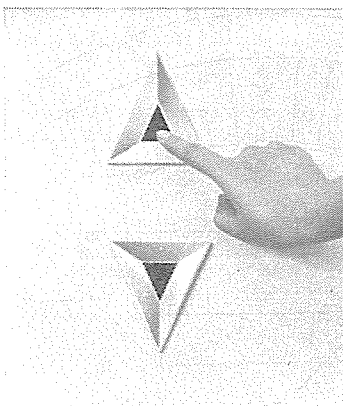


図 4.3 乗場 ボタン
(ルミネボタン)
Fig. 4.3 Hall buttons
(Lumine type)

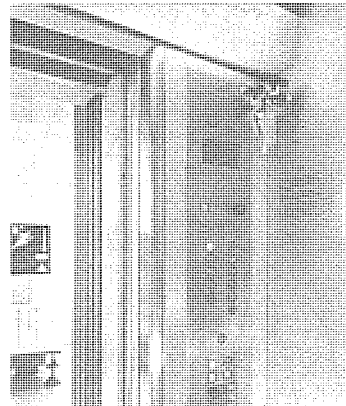


図 4.4 カゴ 操作盤
Fig. 4.4 Car operating station.

れたネジを取りはずすことにより、乗場側から無理なく行なうことができる。カゴ室内部は、壁・金梨地ラッカ塗装仕上げ、天井・白色ラッカ塗装仕上げで、高雅な感じを出すとともに、カゴ室照明はカゴ前面に設けられた店内案内板の照明を兼ねるなど単純化を図っている。また、カゴ内に館内放送用スピーカを設けてあるが、これは最近のエレベータの一つの傾向であろう。押しボタンは乗場にルミネボタン、カゴ操作盤にリセボタンを採用した。これはボタンを押したさいのストロークがきわめて小さく、いわゆるフェザータッチのボタンで意匠的にも斬新な新製品である。

5. 据付工事

据付工事にあたっては場所が場所だけにまず機器の搬入からして大変であった。銀座四丁目といえば天下に鳴りひびく繁華の名所、トラックの横づけなどもってのほか、したがって、手で持てる程度の部品は30m以上離れた露路に停めた車から持ち運び、巻上機、制御盤、電動発電機、三方ワックおよびトビラ、カゴの部品など重量物は深夜の搬入となった。

しかも搬入した部品の保管場所がなく、建築工事に邪魔になら

ない場所を捜さねばならなかったし、時には何度も場所を変えねばならないこともあった。据付担当者の苦勞の多くはこの辺にあったかも知れない。

また、実際の据付作業においても場所が狭いため必要以上に手間がかかり、建築工事との取り合いなど神経を使うことが多かった。

6. む す び

以上述べたようにこのエレベータの設備計画にあたっては、きわめて限られた空間をフルに活用するため非常な苦心を払い、また、これなしではとうてい実現不可能であった小形歯車なし巻上機GL-21KE形の早期開発に力を注いだ結果、幸いにして好成績を収めることができた。

この種の高速エレベータ用巻上機の開発は、今後建物の超高層化とフロア面積の縮小化を考えればきわめて重要なものであり、今後ますます発展してゆく多種多様のビル需要に対応するエレベータ需要面において、一つの可能性を開拓したものといえる。

最近登録された実用新案

名 称	登 録 日	登 録 番 号	考 案 者
整流子ライザ	37-12-12	708584	杉原治達
整流子を有する回転電機の保護装置	37-12-12	708585	杉原治達
回路シャ断器	37-12-12	708586	兼本成則
ローラ形接触子	37-12-12	708587	吉田太郎・若林延一
トランジスタ定電流装置	37-12-12	708588	三橋 聡
透視欄干を有するエスカレータの欄干照明装置	37-12-12	708589	武長 豊・楢本己敬
トツ極形同期機の極数変換装置	37-12-12	708590	三浦 宏
	37-12-12	708591	田附和夫
小形変圧器のタップ切換装置	37-12-12	708592	竹内友彦・白神十九一 鶴岡 順
電動式カム制御器	37-12-17	708781	福元輝男
携帯用電気カンナ	37-12-17	708782	入江 厚
回転型放射線照射装置	37-12-17	708787	前田祐雄・藤原 智 津田栄一
差動歯車式速度調整装置を同期投入する装置	37-12-17	708790	久保田伸夫
電動ホイストの巻上げ巻下げ制限装置	37-12-17	708791	上原利夫

名 称	登 録 日	登 録 番 号	考 案 者
真空蒸着装置	37-12-17	708792	今本 正
タワミ軸継手	37-12-17	708793	重浦淳一
自動千鳥縫ミシン	37-12-18	580055	三津沢武夫 穂積策太郎
計器用制動磁石装置	37-12-18	580056	山根 稔・酒良 務 大坂道夫
内燃機関点火装置	37-12-18	580086	西山賢明
内燃機関点火装置	37-12-18	580087	三木隆雄
内燃機関点火装置	37-12-18	580088	三木隆雄
内燃機関点火装置	37-12-18	580089	三木隆雄・浅野哲正
内燃機関点火装置	37-12-18	580090	三木隆雄
電子冷却装置	37-12-17	708783	中原四郎・市川建一
磁気選鉱機の冷却装置	37-12-17	708784	加藤 悟・柳下儀兵衛 高島秀二・山下源一郎
磁気選鉱機の冷却装置	37-12-17	708785	高島秀二・山下源一郎 加藤庸夫・柳下儀兵衛
磁気選鉱機の冷却装置	37-12-17	708786	高島秀二・山下源一郎 加藤庸夫・柳下儀兵衛
磁気選別機	37-12-17	708788	山下源一郎・柳下儀兵衛

ASIA 自動プログラミングシステム

豊田 準三*・中塚正三郎**・梅田 義明**

ASIA Automatic Programming System

Research Laboratory

Junzō TOYODA・Shōzaburō NAKATSUKA・Yoshiaki UMEDA

An electronic digital computer MELCOM LD-1 has been developed at Mitsubishi Research Laboratory as a pilot model of MELCOM 1101 F and is now in operation at Osaka University with success.

A programming system ASIA is one produced for trial to go with the above computer and of interpreter type automatic system built to meet the demand of operating with ease on technical problems of comparatively small scale. The ASIA has marked features as given below. (1) Employment of a symbolic code and a relative address translated into binary machine code. (2) Provision of a middle point binary number system.

1. ま え が き

当社研究所において当社電子計算機 MELCOM-1101F の Proto-type として研究試作を完了した計数形電子計算機 MELCOM LD-1⁽¹⁾ は、国産電子計算機としては相当速い演算速度をもっているが、その命令形式（機械用語の）には、変形 2 アドレス方式を採用しており、これをそのままプログラミングに使用するにはある程度の熟練を必要とする。

そこで、もっと使い易い命令形式でプログラミングができるようにする目的で各種のプログラミングシステムが開発されている。

プログラミングシステムには周知のようにコンパイラ形式のものとインタプリタ形式のものがあ、前者に属するものには非常に高度のものまで考えられており、当所でも MAMA, MUSE システムなどが開発されている。これに対してインタプリタ形式のものは演算速度には重点を置かず、きわめて手軽に、計算機内部についての知識を必要とせずにプログラミングをし、計算機を気軽に使用するのに適したプログラミングシステムで、ここに述べる ASIA システムは後者に属するもので Automatic Symbolic Interpreter by Autopoint Number System の意である。

2. 概 要

ASIA システムは比較的小規模の技術計算を手軽に行ないたい、という要求に対処するための自動プログラミングシステムの一つで演算高速化装置 FLORA を使用せず、MELCOM LD-1 の基本形のみで動作するように考慮作成されたものである。

プログラミングを容易にするために、このシステムは命令形式としてシンボリック表示を一部に用いた相対単アドレス方式のものを採用している。またシステムの内外で命令の表示形式を変えて、システムの外部ではプログラマにとって取り扱いのやさしい外部用語が用いられるのに対し、自動計算の実行にあたっては、翻訳の容易な形の内部用語のみを扱うようにして、取り扱いの容易さと演算の高速性の両立をはかっている。

このシステムで取り扱われる数値は一般の技術計算に十分対処できる数値範囲と精度が得られると考えられる倍精度中央固定小数点表示のものとなっている。このため演算速度の向上とともに群演算なども機械用語の場合と同様に行ないうるという利点を有している。

相対番地方式となっているので ASIA 用語で編集されたあるプログラムを同じく ASIA 用語で編集された他のプログラムに添付して使用できるのもこの種のインタプリタとしては特長といえるであろう。

以下、各章にわたって ASIA で用いる命令用語、ASIA システムの構成・動作・問題点などについて述べる。

3. ASIA の 命 令

3.1 命令形式

このシステムで扱う命令の形式としては、システム自体の用途からいっても極力プログラミングに際する取り扱いの容易なものであることが望まれる。一方、この命令用語は機械語に翻訳されなければならないが、演算速度を上げるためにはこの翻訳が容易にできる形状であることも必要とされる。これらの事柄を考え合わせた結果、ここでは図 3.1 に示すように命令の機能別に 6 種類の命令形式を採用した。それぞれの形式について、以下簡単に説明する。

(1) 番地指定のある命令

$\boxed{\text{OPER}}() \boxed{\text{A}} \boxed{\text{I}} \boxed{\text{ADDR}}()$
4 1 1 4 ←割当て字数

(2) 番地指定のない命令

$\boxed{\text{OPER}}()$
4 ←割当て字数

(3) 見出し番号のタイプアウト命令

$\boxed{\text{※}} \boxed{\text{##}} \boxed{\text{##}} \boxed{\text{##}}()$
1 4 ←割当て字数

(4) インデックスレジスタの操作命令

$\boxed{\text{OPR}} \boxed{\text{I}}()$
3 1 ←割当て字数

(5) 特殊数値の指定命令

$\boxed{\text{OP}} \boxed{\text{##}}()$
2 2 ←割当て字数

(6) サブルーチンの読み込み指令

$\boxed{\text{田}}()$
1 ←割当て字数

図 3.1 ASIA 命令形式

Fig. 3.1 Command structure of ASIA.

表 3.1 ASIA の 命 令 一 覧 表

種 命 令 類	命 令	機 能	備 考	種 命 令 類	命 令	機 能	備 考
数 字 の な い 無 番 地 命 令	<i>last</i> ()	最後に実行した命令の収容番地をタイプアウトして、手動計算に移る。		命 令 番 地 の 制 御 命 令	<i>frmb</i> ()/ <i>#iα#s#u</i> ()	* <i>typ</i> の際の FORMAT (上位) を指定の番地に求める。	
	<i>halt</i> ()	自動計算を中止して手動計算に移る。			<i>rdtp</i> () / " ()	<i>#iα#s</i> 00~ <i>#i#u</i> までの番地に紙テープを読みとる。	
	<i>bell</i> ()	ベルを1回鳴らせる。			<i>jump</i> () / " ()	無条件に指定番地の命令にとぶ。	
	<i>rtna</i> ()	<i>a</i> マークの直後の番地の命令にとぶ。			<i>jmka</i> () / " ()	この命令の置かれた番地に <i>a</i> マークを付けて、指定番地の命令にとぶ。	
	<i>rtnb</i> ()	<i>b</i> マークの直後の番地の命令にとぶ。			<i>jmbb</i> () / " ()	この命令の置かれた番地に <i>b</i> マークを付けて、指定番地の命令にとぶ。	
	<i>tttb</i> ()	<i>t</i> 累算レジスタの内容をタイプアウトして <i>tab</i> 動作をする。	10進数がタイプアウトされる		<i>sbtr</i> () / " ()	指定番地から始まる機械語で書かれたサブルーチンへとぶ。	実行はライン39で。
	<i>ttcr</i> ()	<i>t</i> レジスタの内容をタイプアウトして CR 動作をする。			<i>ib(c)</i> () / " ()	インデックスの増加と分岐。 (<i>b</i>) + (<i>d</i>) ≤ (<i>c</i>) であれば指定番地へとぶ。	(<i>b</i>), (<i>d</i>), (<i>c</i>) はそれぞれ、 <i>d</i> , <i>c</i> レジスタの内容を示す
	<i>taib</i>	<i>a</i> レジスタの内容をタイプアウトして <i>tab</i> 動作をする。			<i>db(c)</i> () / " ()	インデックスの減少と分岐。 (<i>b</i>) - (<i>d</i>) ≥ (<i>c</i>) であれば指定番地へとぶ。	
	<i>tacr</i> ()	<i>a</i> レジスタの内容をタイプアウトして CR 動作をする。			<i>ia(α)</i> () / " ()	アキュムレータ <i>a</i> が負であれば、指定番地にとぶ。	
	<i>fxll</i> ()	<i>a</i> レジスタ内の固定小数点表示の数を浮動小数点表示に変える。	FLORA との接続に使う		<i>jt(α)</i> () / " ()	アキュムレータ <i>t</i> が負であれば、指定番地にとぶ。	
	<i>fl x</i> ()	<i>a</i> レジスタ内の浮動小数点表示の数を固定小数点表示に変える。			<i>ja:α</i> () / " ()	アキュムレータ <i>a</i> がゼロでなければ指定番地にとぶ。	
	<i>astt</i> ()	<i>a</i> ステートランプを点灯する。			<i>jt:α</i> () / " ()	アキュムレータ <i>t</i> がゼロでなければ指定番地にとぶ。	
	<i>bstt</i> ()	<i>b</i> ステートランプを点灯する。			<i>jsōn</i> () / " ()	ブランチスイッチが <i>on</i> であれば、指定番地にとぶ。	
	<i>cstt</i> ()	<i>c</i> ステートランプを点灯する。			<i>stra</i> () / " ()	アキュムレータ <i>a</i> の内容を指定番地にストアする。	
	<i>rstt</i> ()	点灯中のステートランプを全部消す。			<i>strt</i> () / " ()	アキュムレータ <i>t</i> の内容を指定番地にストアする。	
	<i>b t#i</i> ()	<i>#i</i> 番の <i>b</i> レジスタの内容を <i>t</i> レジスタに移す。			<i>ab:d</i> () / " ()	アキュムレータ <i>a</i> の内容に 2→10 進変換を施して指定番地にストアする。	
	<i>c t#i</i> ()	<i>#i</i> 番の <i>c</i> レジスタの内容を <i>t</i> レジスタに移す。		算 術 演 算 命 令	<i>cadd</i> () <i>α₀</i> <i>#iα#s#u</i> ()	<i>α₀</i> をクリアして指定番地の内容を加算する。	<i>α₀</i> はアキュムレータの指定を行なう部分で <i>a</i> または <i>t</i> が書かれる。 (<i>α₀</i>) はその内容を示す。
レ ジ ス タ の 操 作 命 令	<i>d t#i</i> ()	<i>#i</i> 番の <i>d</i> レジスタの内容を <i>t</i> レジスタに移す。			<i>csbt</i> () <i>α₀</i> " ()	<i>α₀</i> をクリアして指定番地の内容を引く。	
	<i>t b#i</i> ()	<i>t</i> レジスタの内容を <i>#i</i> 番の <i>b</i> レジスタに移す。			<i>caba</i> () <i>α₀</i> " ()	<i>α₀</i> をクリアして指定番地の内容の絶対値を加算する。	
	<i>t c#i</i> ()	<i>t</i> レジスタの内容を <i>#i</i> 番の <i>c</i> レジスタに移す。			<i>csba</i> () <i>α₀</i> " ()	<i>α₀</i> をクリアして指定番地の内容の絶対値を引く。	
	<i>t d#i</i> ()	<i>t</i> レジスタの内容を <i>#i</i> 番の <i>d</i> レジスタに移す。			<i>aadd</i> () <i>α₀</i> " ()	(<i>α₀</i>) に指定番地の内容を加算する。	
	<i>t:#i#u</i> ()	<i>t</i> レジスタの内容を <i>#i#u</i> に設定する。			<i>sbtr</i> () <i>α₀</i> " ()	(<i>α₀</i>) から指定番地の内容を引く。	
	<i>tr#i#u</i> ()	タイプライタの CR 動作を <i>#i#u</i> 回行なう。	<i>#i</i> は 10 位の 10 進数で、 <i>#u</i> は 1 位の 10 進数。		<i>adab</i> () <i>α₀</i> " ()	(<i>α₀</i>) に指定番地の内容の絶対値を加算する。	
	<i>tb#i#u</i> ()	タイプライタの <i>tab</i> 動作を <i>#i#u</i> 回行なう。			<i>sabab</i> () <i>α₀</i> " ()	(<i>α₀</i>) から指定番地の内容の絶対値を引く。	
	*##### ()	見出し番号である ##### タイプアウトをする。			* <i>add</i> () <i>α₀</i> " ()	<i>#iα#s</i> 00~ <i>#iα#s#u</i> までの番地の内容を (<i>α₀</i>) に加算する。	
	<i>cmin</i> ()/ <i>#iα#s#u</i> ()	指定の番地とそれに続く一連の番地に命令をストアする。			* <i>sbt</i> () <i>α₀</i> " ()	<i>#iα#s</i> 00~ <i>#i#u</i> までの番地の内容を (<i>α₀</i>) より引く。	
	<i>anin</i> () / " ()	指定の番地とそれに続く一連の番地に <i>c</i> モードでタイブインする。			* <i>aba</i> () <i>α₀</i> " ()	<i>#iα#s</i> 00~ <i>#i#u</i> までの番地の内容の絶対値を (<i>α₀</i>) に加算する。	
	<i>fxih</i> () / " ()	指定の番地以降に固定小数点10進数を2進数に変換してストアする。			* <i>sba</i> () <i>α₀</i> " ()	<i>#iα#s</i> 00~ <i>#i#u</i> までの番地の内容の絶対値を (<i>α₀</i>) から引く。	
	<i>hxin</i> () / " ()	指定の番地とそれに続く一連の番地に固定小数点16進数をストアする。			<i>mean</i> () <i>α₀</i> " ()	<i>#iα#s</i> 00~ <i>#i#u</i> までの番地の内容の平均値を求め、 <i>α₀</i> にもたす。	
	<i>autō</i> () / " ()	指定番地の命令より順次実行する自動計算を開始させる命令。			<i>mult</i> () <i>α₀</i> " ()	指定番地の内容と (<i>α₀</i>) との積を <i>α₀</i> にもたす。	
	<i>list</i> () / " ()	<i>auto</i> と同じ。ただし特定の命令実行ごとに累算レジスタの内容をタイプする。	(<i>a</i>)(<i>t</i>) の順にタイプする		<i>div</i> () <i>α₀</i> " ()	指定番地の内容を (<i>α₀</i>) で割って商を <i>α₀</i> にもたす。	
	<i>bpōn</i> () / " ()	指定番地に収容されている命令にブレークポイントを付ける。	BP は自動計算から手動計算への切換を行なう。		<i>vid</i> () <i>α₀</i> " ()	(<i>α₀</i>) を指定番地の内容で割って商を <i>α₀</i> にもたす。	
	<i>bpōf</i> () / " ()	指定番地の命令に付いているブレークポイントを去る。			<i>art+</i> () <i>α₀</i> " ()	<i>a, t</i> 両アキュムレータの内容の積と指定番地の内容との和を <i>α₀</i> に。	
	<i>cmcr</i> () / " ()	指定番地の命令をタイプアウトして CR 動作を行なう。	変形されたシステム外部形でタイプアウトされる。		<i>sqr</i> () <i>α₀</i> " ()	指定番地の内容の平方根を <i>α₀</i> にもたす。	
番 地 指 定 の あ る 命 令	<i>cmib</i> () / " ()	指定番地に収容されている命令をタイプアウトして <i>tab</i> 動作をする。		番 地 ベ ー ス レ ジ ス タ の 操 作 指 命	<i>u: #i#u</i> ()	<i>u</i> レジスタの内容を <i>#i#u</i> に設定する。	<i>#i#u</i> は 2 ケタの 10 進数で必ず 10 と 33 の間 (両端を含む) でなければならない。
	<i>hxcr</i> () / " ()	指定番地の内容を16進数の形でタイプアウトして CR 動作を行なう。			<i>v: #i#u</i> ()	<i>v</i> レジスタの内容を <i>#i#u</i> に設定する。	
	<i>hxtb</i> () / " ()	指定番地の内容を16進数の形でタイプアウトして <i>tab</i> 動作を行なう。			<i>w: #i#u</i> ()	<i>w</i> レジスタの内容を <i>#i#u</i> に設定する。	
	* <i>typ</i> () / " ()	<i>#iα#s#u</i> 00~ <i>#iα#s</i> 98 番地までの内容を連続的にタイプアウトする。	あらかじめ FORMAT を準備する。		<i>x: #i#u</i> ()	<i>x</i> レジスタの内容を <i>#i#u</i> に設定する。	
	<i>pntp</i> () / " ()	<i>#iα#s</i> 00~ <i>#iα#s#u</i> 番地までの内容を紙テープにパンチする。			<i>y: #i#u</i> ()	<i>y</i> レジスタの内容を <i>#i#u</i> に設定する。	
	* <i>clr</i> () / " ()	<i>#iα#s</i> 00~ <i>#iα#s#u</i> 番地までのクリアする。			<i>z: #i#u</i> ()	<i>z</i> レジスタの内容を <i>#i#u</i> に設定する。	
	<i>frma</i> () / " ()	* <i>typ</i> の際の FORMAT (下位) を指定の番地に求める。			# ()	# の 0~3 に対しライン 10~13 にサブルーチンを読み込む。	# は 0~3 であること。

OPER: オペレーションコードでその命令の機能を連想し易い4文字の英字または英字と記号とより成っている。

A: このシステムでは2個のレジスタ a および t を有しているが、そのうちいずれを使用するかを決める部分で a または t の英字を書く。OPER によってはレジスタに関係しないものがあるが、そのときは / を書く。

1: 後述する番地指定部 ADDR をモディファイするインデックスレジスタの番号を指定する部分。1~9 の数字が使用できる。インデックスモディファイしないときは 0 (ゼロ) を書く。(インデックスレジスタの数は9個となっている。)

ADDR: 浮動番地方式の番地指定部分で、これの詳細は後述する。英字1字とこれに続く3ケタの10進数より成る。

(2) 数字のない無番地命令

OPER: 命令の機能を連想し易い英字と記号と合わせて4文字より成るオペレーションコード。

(3) 見出し番号のタイプライント命令

: 見出し番号に関する命令であることを示す記号。

###: 4ケタの10進数で示される見出し番号。

(4) インデックスレジスタの内容の操作命令

OPE: 英字と記号で合計3字より成る操作の内容を連想し易いオペレーションコード。

I: 操作を受けるインデックスレジスタの番号、1~9の数字。

(5) 特殊数値の指定命令

OP: 命令機能を連想し易い英字または英字と記号とで構成されたオペレーションコード。

##: 指定される特殊数値で2ケタの10進数より成る。

(6) サブルーチンの読み込み指令

#: サブルーチン読み込みのための指令であることを示すと同時に、対象となるサブルーチンおよびこれを収容する計算機主記憶装置の絶対番地を指定する0~3の数字。

ASIAシステムで用いる全命令とその機能については一覧表(表3.1)を参照されたい。

3.2 命令の内・外部形式

このプログラミングシステムでは命令の形式を機能別に異にすると、一部にシンボリック表示を使うなど、プログラミングを容易にするための考慮がはらわれていることは上で述べたとおりであるが、このことは他面これらの命令形がその記憶や高速度の翻訳などに適したものではないことを意味する。

これに対してASIAシステムではシステムの内・外で命令の形式を変えて、人手による取り扱いの容易な外部形でタイプライントされた命令はただちに翻訳の容易なシステム内部形に変換され、その後で以後の自動計算に備えて記憶するなり、翻訳実行するなりの操作が行なわれるようになっている。

システム内部における命令形式およびこれと外部命令形式との関係を図3.2に示す。この翻訳操作の一部ともいえる外部→内部の命令形の変換は非常に低速の操作である人手によるタイプライントのときに行なわれるため、とくにこれのための時間は考える必要はない。一方、自動計算にあたっては、命令はすでにその数値部の10進→2進変換や字引き操作の一部など比較的長時間を要する翻訳操作の一部が、速度の低い手動タイプライントにマスクされて既に終わっていることにより、データもタイプライントの時に10進→2進の変換を終了していること、固定小数点で数値が扱われることなどといままでかなり高速度の演算が期待できる。

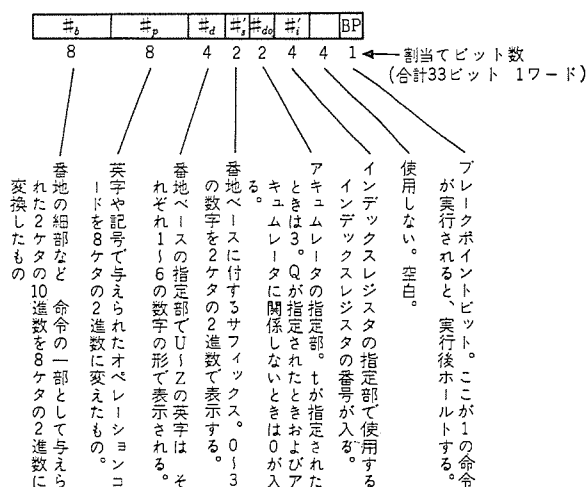


図 3.2 命令内部形

Fig. 3.2 Internal form of command.

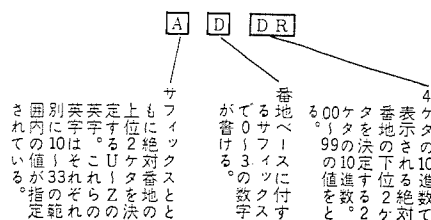


図 3.3 アドレス表示法

Fig. 3.3 Expression of address.

ただ、このようにタイプライントのときに翻訳操作の一部ともいえる変換を行なわせるのとたとえば、フレキシライタを使ってオフラインで作成したテープを用いた場合など、タイプライタ以外の入力装置を使うときに問題が生じることになる。

ASIAでは、そのためのサブルーチンを使ってこのような入力を取り扱うことになっている。

3.3 アドレス表示方式

ASIAのアドレス表示形式を図3.3に示す。アドレスはU~Zのアルファベットで示されるベースとそのサフィックス(0~3の数字)、およびこれに続くアドレス細部を示す2ケタの10進数により表示される。この方式で表示された番地とこれに相当する絶対番地との関係はつぎのようである。すなわち、この方式では、番地は、 $\alpha\#s\#u$ の形で示されるが、 $\#s$ で4ケタの10進数で表示される絶対番地の上位2ケタが、 $\#u$ で同じく下位2ケタがそれぞれ指定される。ここで $\#s$ は α として別に指定された10~33の範囲の2ケタの10進数で $\#u$ は 0~3、 $\#u$ は 00~99 のそれぞれ10進数である。

たとえば、Z234 と表示された番地に対応する絶対番地は、Z=15 と指定されているときは $(15+2) \times 10^2 + 34 = 1734$ 番地、Z=25 のとき 2734 番地となる。

一つの α に対する $\#s$ は上のようにその制限範囲内では任意の値が指定できるから、共通のベースの上に構成されたプログラムはその相対的な番地関係を保ったまま計算機的主記憶装置内の種々の位置に収容できることになる。このことは、ASIA用語で書かれたプログラムの幾つかを接続して他の一つのプログラムを作ったり、あるプログラムを他のプログラムの一部に流用したりすることを非常に簡単なものにするを意味している。

また、この番地は9個のインデックスレジスタによってインデックスモ

4. システムの構成と動作

ASIA システムは、命令を分類実行するルーチン、入力情報をストアするルーチン、オペレーションコードに関する字引きなどを主体に、その他2進数——10進数相互間、浮動小数点表示——固定小数点表示相互間などの数変換ルーチン・各種タイプライアウトルーチン・誤り検出とその報知のためのルーチン・平方根ルーチン・各種定数表などから構成されており、それぞれ計算機の主記装置に収容される。

令を実行するための最適位置に位置づけされていないため、命令の実行に要する時間が不当に長くなるおそれが生じる。

一方、ASIA システムを使用してのプログラミングにあたって使用できる記憶装置の容量は、サブルーチンを読んでいないときで、2,400 ワード、サブルーチン をフルに読み込んだ状態では、2,000 ワード となっている。

ASIA システム の動作を説明するための フローチャート を図 4.2 に示す。

さて、ASIA の動作状態はつぎのような三つの モード に大別
きる。

(1) 手動で計算を行なう状態で タイプライタ に与えられた命令は
ながちに実行される.

(3) 自動計算のためにそれに先がけて命令やデータをストアする状態で、タイプインされる情報の種類別に四つの種類がある。

以上三つの状態を順に手動計算（マニュアル）モード、自動計算モード、スタッキングモードとそれぞれ呼ぶことにして、以下これらについて簡単に説明する。

33	
34	定数表。(数値, 命令, エキストラクタ etc.)
35	
36	オペレーションコードの英字 $\longleftrightarrow$ 数字変換のためのテーブル。
37	
38	定数表。(数値, 命令, エキストラクタ etc.) 番地ベースレジスタ。
39	入出力のためのライン。サブルーチン実行のためのライン。

40	定数.	ARI	内部演算レジスタ.
41	コマンドレジスタ.	ARII	
42	記憶番地制御レジスタ.	ARIII	
43	定数.	MQ	
44	コマンドレジスタ.	ID	
45	定数, a アキュムレータ.	PN	
46	定数, b アキュムレータ.		
47	入出力ライン. 他.		
48	エキストラクタ.		
49	命令番地制御レジスタ.		

[illegible]

88 (698)

4.2.1 手動計算モード

この状態ではタイプライタに与えられた命令はただちに翻訳実行に移され、実行後はつぎの命令のタイプラインに備えて再びこれを受け入れる状態を待つ、といった動作を繰り返す。この過程を図によってたどると（図4.2参照）、タイプラインされた命令は、まずミスタイプの有無、命令の文法上の誤りの有無などがチェックされ、ミスがあれば検出され再度のタイプラインを促すベルが鳴りもとのタイプラインの状態にもどる。ミスがなければ今タイプラインされたものが命令であることを確かめたいう、命令の形を内部で記憶するのに都合のよい形に変換する。この間に英字で与えられたオペレーションコードは8けたの2進数に、命令の一部として与えられた10進数もこれに相当する2進数に変換されるなど、命令1個あたり1ワード33ビットに形式の統一がなされる。

命令形の統一が終ると、手動計算モードであることを確認のうえ翻訳実行に移る。ブレークポイントに関する処理（この場合は無意味）・インデックスに関する処理を行なった後、相対番地方式で表示された番地を絶対番地に変える。

次いでオペレーションコードの数値の大小によって命令の分類が行なわれ、その命令に相当するルーチン呼び出し、実行する。命令の実行にあたって生じる誤り、たとえばオーバーフローや平方根を求めようとする数が負数であることなどは検出され、誤りが生じたことをタイプライタで報知する。

このようにして一つの命令の実行が終ると、再び手動計算モードであることが確認された上でつぎの命令のインプットに備えて最初と同じ[C]mode（MELCOM LD-1が有する四つのインプットモード、[A]、[N]、[F]、[C]各モードの内の一つで、数字は4ビット、その他の英字記号は8ビットコードで記憶する。²⁾）タイプラインで待つ。

以上が動作の1サイクルで命令が1個タイプラインされるごとにこのサイクルを繰り返す。

また、このあとに引き続いて述べる各モード間の切替は、必ずこの手動計算モードを経由して行なうことになっている。

4.2.2 スタリングモード

この動作モードは自動計算に備えて命令やデータを計算機に記憶させるために設けられたもので、記憶させる情報の種類によって四つの異なったモードがあり、それぞれを設定するための命令が実行されることによりこの動作モードに入る。これらの命令は手動計算モードで設定された場合と自動計算モードで設定された場合とで、動作の様子が異なるが、まず手動計算モードで設定された場合について述べる。情報はいずれの時もタイプライタで与えられる。

(1) 命令の記憶 (CMIN)

記憶させるべき情報である命令は、手動計算の場合と同じく[C]modeでタイプラインされる。この命令のミスタイプのチェック、形式のチェックなどの各種チェックからシステム内部命令形式への変換まで、手動計算の場合とまったく同じ扱いを受ける。命令形式への変換が終るとスタリングモードであることを確認の上、記憶番地を記憶しているレジスタの指定する番地に形式変換の終わった命令をストアする。続いてつぎにタイプラインされる命令が記憶される番地を決定するために記憶番地のレジスタの内容を1けた増加する。さらに、今記憶された命令がオペレータによって与えられたものと一致していることの確認を助けるために一度記憶した内容を再度外部形に変換してタイラックする。この後、つぎの命令がストアされる番地をタイラックして、つぎの命令のタイプラインに備える態勢

に入り、動作の1サイクルを完了する。

つぎつぎとタイプラインされる命令は指定された番地以降に、タイプラインされた順序に従って記憶される。なお、タイプラインされる命令とタイラックされるそれとでは多少その形式を変えてある。

(2) 名称欄や簡単なコメントなどのストア (ANIN)

命令と同じく[C]modeでタイプラインされる。この場合記憶は常に倍精度で行なわれるから、タイプラインされた情報が2語長に納まるか否かのチェックがミスタイプのチェックとともに行なわれる。その後、なんら変換操作を受けることなくそのままの形で指定番地にストアされる。つぎの情報のタイプラインに備えて記憶番地を制御するレジスタの内容の増加、つぎにタイプラインされる情報が記憶される番地（ヘディング）のタイラックなどが命令の場合と同じように行なわれる。記憶番地の増加は命令の場合と異なり2の増加が行なわれるがこれは前述したようにストアが倍精度でなされることによる。

(3) 固定小数点16進数のストア (HXIN)

[N]mode（[C]modeと同じくインプットモードの一つで、数字が4ビットコードで取り扱われる。²⁾）でタイプラインされた16進数はそのままの形で倍精度でストアされる。ミスタイプのチェック、2語長に納まるか否かのチェックからヘディングのタイラックまで、タイラインモードが異なるのみで、前項とまったく同じ動作が行なわれる。

(4) 10進数のストア (FXIN)

[F]mode（インプットモードの一つで[N]modeとほぼ同一。²⁾）でタイプラインされた10進数は、上記のような各種のチェックが行なわれた後、10進→2進変換ルーチンにより2⁻²⁴でスケールされた中央固定小数点2進数に変換される。このようにしてできた2進数は、上のHXINの場合と同様、記憶番地の制御を行なうレジスタの指定する番地にストアされる。既に述べたように、命令以外はすべて倍精度で記憶されるから、つぎの数値のタイプラインに備えて、記憶番地制御レジスタの内容を2増加し、続いてタイラックに移る。この場合はタイラックは10進数で行なわれるから、一度記憶された情報を再び元の10進数に変換する操作が行なわれる。10進数のタイラック、ヘディングのタイラックを行なって1サイクルを完了する。

以上、四つのスタリングモードについて、おのおののモードとその時のシステムの入力情報の取り扱い動作について説明したが、先にも述べたようにこれらはいずれも手動計算モードから設定された場合についてのみ適用できるもので、ストアプログラム方式で自動計算が行なわれているときに設定された場合には、多少上とは異なった動作を行なう。すなわち自動計算モードでスタリングモードを設定する命令が実行された場合は、その命令で指定した番地へのみ情報のタイプラインが可能で、一つの情報のストアを完了すると、インプットモードを設定する命令の実行は終了したものとして、ただちにつぎの命令の実行に移り、手動計算モードから設定された場合のようにつぎつぎと連続的なインプットを可能とすることはない。

4.2.3 自動計算モード

プログラムとそれのためのデータがそれぞれの番地に収容されているとき、ストアプログラム方式の自動計算を引き起すautoまたはlistの命令の実行で、この自動計算モードが設定される。

auto ADDRESSなる命令で自動計算モードが設定されると、この命令で指定されたADDRESSより最初に行うべき命令を取り出すと同時に、このADDRESSは続くつぎの命令を取り出すべき番地を決定するコマンドカウンタと呼ばれる計数器に入れられる。取り出された命令は、すでに内部形式に変換されているから、

手動計算モードのときと同じ翻訳・実行ルーチンにより、ただちに翻訳・実行が行なわれる。このようにして一つの命令の実行が終ると、つぎに実行すべき命令の所在番地を得るためにコマンドカウンタの内容を1だけ増加する。次いでこの増加された番地よりつぎに実行すべき命令を取り出して一つのサイクルを完了する。以下モード切換のための命令、ブレークポイントのついた命令の実行や、エラーが検出されるまで、以上のサイクルを繰り返す。

ところで、自動計算モードを設定した命令が AUTO ではなく、LIST である場合は、命令実行後、コマンドカウンタの内容を1だけ増加するまでに、今実行された命令のオペレーションコードが LIST ADDRESS なる ADDRESS で指定された命令のそれと同じかを調べるルーチンと同じ場合は、A, T 両アキュムレータの内容をタイプライントするルーチンが加わる。実際には、A・T 両アキュムレータの内容のタイプライントに先がけて、これのタイプライントをもたらした命令がストアされていた番地とその命令がインデックスレジスタの B レジスタの内容をタイプライントする動作が加わる。この動作モードは ASIA で作られたプログラムを、その進行状態を監視しながら計算を行ないたいときに用いて有用なものである。

5. サブルーチン

ASIA システムでは、かぎられた記憶容量をより有効に使用するため、関数サブルーチンをはじめ、すべてのサブルーチンは必要に応じて、必要なものだけを読み込む方式を採用しており、この読み込みが簡便にできるための特別な指令を有している。ただ、関数サブルーチンのうち非常に使用される機会が多いと思われる平方根サブルーチンは組み込みとなっており、平方根の計算に限り、とくにサブルーチンを読まなくても実行が可能である。

このシステムで使う外付けサブルーチンは、ASIA 用語で書かれたものであってもさしつかえないわけであるが、演算時間の点で不利なため、使用されるひん度の高いものは機械語で書かれたものであることが望ましい。

機械語で書かれるサブルーチンは、必ず LINE 39 で実行されるから、これの作成にあたっては、とくにこのことに留意する必要がある。また、サブルーチンの最後の命令は JUMP TO 0001 であることが必要とされる。なお、ASIA は汎用する中央固定小数点表示の数値と MELCOM 標準の浮動小数点表示の数値との相互間の変換のための命令を有しているから FLORA が使えるときはサブルーチンにこれを使用することも可能である。ADDRESS より始まるサブルーチンは、それが ASIA 用語で書かれるときは、jump ADDRESS なる命令で、機械語で書かれているときは、sbrt ADDRESS なる命令でそれぞれ呼び出される。ASIA システムは、各種関数サブルーチンの他オフラインで作成されたテープを取り扱うサブルーチンの常備を予定している。なお、組み込みサブルーチンである平方根ルーチンの演算所要時間は、命令・データと呼出し時間を含めて 15 drum 回転となっている。

6. ASIA システムの検討

以上 ASIA システムについて、その概要を説明した。現在、このシステムで得られているおもな命令各個の実行に要する演算時間の一覧表を表 6.1 に示す。同種の他のシステムのそれに比較して、高速とはいえないが、これらのうちには演算時間の最短化のための考慮が十分はらいつくされていないために、不当に演算時

間を長くしているものもあり、今後これの最短化に努める予定である。その他、現在のシステムが有している命令の数と種類・機能などが必要十分なものであるか否か、アキュムレータをアドレスラにしたときの得失、取り扱い数値範囲のせまい固定小数点演算方式で十分実用に対処しうるか、等々の検討は今後の各種プログラムテストの結果で判定する他はない。また、このようなテストが進むにつれて、システム内部の不備な点が表面化することと思われるが、それらはその都度改め、より完全なものにしてゆく予定である。

以上のように、現在ではまだこのシステムについて決定的な評価ができる段階には至っておらず、ごく少数のテストプログラムの作成・運転経験から、つぎのようなことがいえるにとどまる。まず、プログラミングの容易さは、当然のことながら機械語による場合に比べてはるかにすぐれており、プログラミングの誤りもずっと少ない。またデバッグも LIST 命令の適切な利用により、容易に行なうことができ、使い易いプログラミングシステムを……、という初期の目的を一応達成できたと考えている。

作成したテストプログラムの一つは、2 次因数を抽出することによって、高次方程式の根を求めるためのもので、全部で 137 個の命令より成っている。このプログラムによって試みに、幾つかの方程式の根を求めてみた訳であるが、たとえば実根虚根を併有する 4 次方程式については約 1 分 35 秒の演算時間で、同じく 8 次方程式の場合は約 6 分 20 秒の演算時間（いずれも解のタイプライントの時間を含む。）で 10 進 10 ケタ程度の精度の解が得られた。

上の演算時間は、アキュムレータをアドレスラにするためのサブルーチンを作成・併用して得られたもので、これを用いないものに比べて、10~20% 程度演算時間が短縮されている。現在のシステムでは、命令形式の説明の項でわかるように、アキュムレータを番地指定することはできないが、現在の演算速度を維持して、これを可能にすると、問題によってはかなりの高速化ができるものと思われる。

参考のための簡単な例題として、2 次方程式の求根のプログラムを表 6.2 に示した。これは 2 次方程式 $ax^2+bx+c=0$ の根を求めるもので、 x の係数 a, b, c をこの順序に従ってタイプライントすると、求める根を計算してそれが実根のときは 2 根を各 1 行計 2 行に、複素根のときはまず実数部、次いで虚数部を 1 行にタイプライントするものである。

プログラムは表に示すように 30 個の命令から成り、一つの方程式の根の計算とタイプライントが終ると、ベルが鳴ってつぎの方程式の根の計算に備えて再び係数 a, b, c のタイプライントを求める状態にもどるように作成されている。

表 6.1 演算所要時間

命 令	演算所要時間 [dr]
加 減 算	3
群 加 減 算	4~5
乗 除 算	6~7
コマンドコントロール (テストを含む)	4
インデックス関係	4~6
10 進数の出力	10
平均値の計算	8~10
平方根の計算	15

[dr] は drum revolution の略で 1 dr は約 15 msec に等しい。またインデックスレジスタにストアしたときは上記の値に 1 dr を加算する。

表 6.2 プログラムの例 (2 次方程式の求根)

ロケーション	命 令	備 考
0000	bell	
1	fxin	/0u050 a
2	fxin	/0u052 b
3	fxin	/0u054 c
4	csbt	a0u050 $-a$
5	sbtr	a0u050 $-2a$
6	div/	a0u052 $-b/2a = -\alpha$
7	cadd	t0u050 a
8	div/	t0u054 $c/a = \beta$
9	stra	/0u052 $-\alpha$
10	strt	/0u054 β
11	mult	a0u052 α^2
12	sbtr	a0u054 $\alpha^2 - \beta$
13	cadd	t0u052 $-\alpha$
14	stra	/0u050 $\alpha^2 - \beta = 0$
15	ja(0	/0u024 $D < 0?$
16	sgrt	a0u050 $\sqrt{\alpha^2 - \beta}$
17	stra	/0u050 "
18	sbtr	t0u050 $-\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \beta}$
19	tter	
20	aadd	t0u050 $-\alpha$
21	aadd	t0u050 $-\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \beta}$
22	tter	
23	jump	/0u000 Return
24	tttb	
25	csbt	a0u050 $-\alpha^2 + \beta$
26	stra	/0u050 "
27	sgrt	t0u050 $\sqrt{-\alpha^2 + \beta}$
28	tter	
29	jump	/0u000 Return

7. む す び

ASIA プログラミングシステムについてその概要を紹介した。特異な機械性能としての群演算をインタプリタとしても活用できるように、中央固定小数点の数値語形式を採用したのであるが、試験的に行なったプログラミングの結果、プログラミングやデバッグの容易な取り扱いの易しいプログラミングシステムを……、という初期の目的は一応達成できたものと考えている。しかし、演算時間の最短化の点では検討の余地が残されているので今後の研究課題の一つとなろう。

終りに、夏期実習テーマとしてこのシステムのデバッグにご協力いただいた大阪大学工学部学生の吉竹氏に厚くお礼申し上げる。

(昭 38—1—16 受付)

参 考 文 献

- (1) 豊田準三, 中塚正三郎, 吉江高明ほか: 計数形電子計算機 MELCOM LD-1, 「三菱電機」, 35, No. 5 (昭和 36)
- (2) 中塚正三郎, 前田良雄, 小林孝二郎: 計数形電子計算機入出力の方式 (1), (2), 「三菱電機」 35, No. 11, 12 (昭和 36)

最近における社外寄稿一覧

年 月 日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所 属 場 所
37-10-27	制御工学 ハンドブック	列車自動運転制御装置	石田 哲 爾	無 線 機
37-10-30	電気学会 75 周年	順序制御 (Sequential Control)	木 内 修	長 崎
37-10-30	電気学会 75 周年	鉱山における電力応用	木 内 修	長 崎
37-10-31	国際照明委員会 (C. I. E.)	Bibliography: Jan. 1959-Sept. 1962 (Lighting of Schools and Offices)	小堀富次雄	本 社
37-11- 1	工業化学	熱分解した イオン 交換樹脂の電導性と物理化学的性質	西崎俊一郎・草川 英 昭	研 究 所
37-11- 7	情報管理便覧	企業体研究所における技術資料の 1 例	小林吉三郎	研 究 所
37-11-10	エレクトロニクスダイジェスト	Mn, Mg 系 フェライト の製造上の問題点	竹内 守 久	研 究 所
37-11-10	電気公論	伊丹変電所向 99 MVA 単巻変圧器	田村 良 平	伊 丹
37-11-12	マシナリー	数値制御工作機械の使用例とその問題点	馬場 文 夫	鎌 倉
37-11-13	電気計算	最近の水力発電所の配電盤と機器	松 尾 潔・山本 潤 二	神 戸
37-11-13	電気書院	蛍光灯の電圧, 周波数特性	小堀富次雄	本 社
37-11-14	照明学会	高効率, 緑白色けい光 ランプ とその応用	小堀富次雄	本 社
37-11-15	照明学会	三菱電機による日華合弁の蛍光灯事業開始	小堀富次雄	本 社
37-11-14	電気計算	最近の移動用変電所の配電盤と機器	小滝喜久二	神 戸
37-11-14	電気学会誌時報	Huntston 原子力発電所の電気事情	加藤 又 彦	伊 丹
37-11-15	オートメーション	光導電 セル の自動制御への応用	吉沢 達 夫	研 究 所
37-11-20	制御工業 ハンドブック	温度制御例 (高周波炉)	今出 昭 彦	研 究 所
37-11-20	制御工業 ハンドブック	電気式 マニピュレータ	大野 栄 一	研 究 所
37-11-20	制御工業 ハンドブック	自動電圧電流調整器	今出 昭 彦	研 究 所
37-11-27	日本金属学会誌, 電子顕微鏡学会誌	回転円板を陰極として用いた透過形電子顕微鏡試作製法	竹内 守 久	研 究 所
37-11-28	電気学会誌時報	トランジスタ の熱抵抗の新測定法	加藤 又 彦	伊 丹
37-11-28	電気学会誌時報	SCR の ダイナミック 試験法	加藤 又 彦	伊 丹

HK 形 電 磁 ク ラ ッ チ

杉 山 昌 司*・西 野 宏*

Type HK Electromagnetic Clutches

Nagoya Works Shōji SUGIYAMA・Hiroshi NISHINO

The production of machine tools in this country has marked a striking increase for past five years. Worthy of mention is not only quantity increase but also theirs improvement in the performance. Of various factors contributing to this technological advancements, the progress in the application of electromagnetic clutches play a great part. Without these devices automatic operation, remote control and high efficiency of machine tools can never be expected. Mitsubishi has been supplying the market with type JKA electromagnetic switches, establishing a steady foot hold in the circles. Now the Company stands ready to deliver another developments, type HK units, to cope with the rapid advance in the technology of manufacturing.

1. ま え が き

最近5年間に、工作機械の生産は実に10倍に達し、機械工業はじめ、各種産業の発展に大きく寄与しているが、これら数量的な面ばかりでなく、性能的な面においても、見るべき点がたくさんあるが、その中で電磁クラッチがはたしている割合は大きい。自動化、遠隔操作化、高能率化などをはかり、生産性の高い機械の設計に電磁クラッチを使用することは、今日では常識化している。たとえば、送り機構とか、ならい装置用として、あるいは、スピンドルの完全自動化、さらに数値制御用としてなど、これらは、工作機械以外の面でも多方面に応用される。

当社にも、昭和33年に、他社に先がけて、国内で最初に発売したJKA形電磁クラッチがあり、各方面に広く使用され、非常に好評を博している。しかし、このクラッチは、構造的に、軸方向寸法が大きいので、これを小形化し、トルク性能を向上させて日進月歩する機械の要求に一層マッチした製品を提供するため、今回新たに開発したのがHK形電磁クラッチである。このクラッチの開発に際しては、まったく新たな構想の基に、幾多の新機軸を折り込んで、設計、製作してきたのでここにその概要を紹介する。

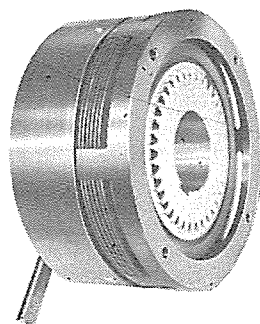


図 1.1 HK-5S 形電磁クラッチ
Fig. 1.1 Type HK-5S electromagnetic clutch.

2. 構 造、動 作

HK形電磁クラッチは、湿式、多板式電磁クラッチで、その基本構造は、コイル静止形、かつクラッチ作動時に摩擦板が磁化状態になるいわゆる摩擦板磁化形としている。詳細を図2.1に示す。

内側ドライブは、このクラッチの主体をなし、ヨークが固定される。この外周には、インポリュースラインが設けられ、内側摩擦板、およびアマチュアがかみ合っている。この両者は、端部のストッパで、

動きが制限される。なお、このクラッチには図示のように摩擦板とボールベアリング部分に給油できる給油穴があり、このため良好な潤滑性をもつことも、特長の一つに数え上げることができる。

また、磁気シャヘイのために、内側ドライブは非磁性材料としている。

外側ドライブには、数個の爪があり、これに外側摩擦板がかみ合っている。内、外両摩擦板は、ともに数枚から成り、交互に重ねられ、これらの摩擦によってクラッチの連結動作が行なわれる。

なお、あとに述べるようなすぐれたクラッチ特性を得るために、内側摩擦板には特殊化学処理を施して、理想的な表面状態とし、また、外側摩擦板には数個の波打を付け、さらに、両者とも、特殊な形状にして、潤滑性の向上をはかっている。

トルクは、シャフトにキーで固定される内側ドライブから両摩擦板を経て、一般に、ギヤにピンとネジで取り付けられる外側ドライブに、あるいはこの逆の経路で伝達される。

コイルはハウジングとともに、玉軸受によって支持し、常に静止状態になるようにしてあるが、わずかのトルクによる回転を止めるため、回り止めがある。磁気回路は、ヨーク、ハウジング、両摩擦

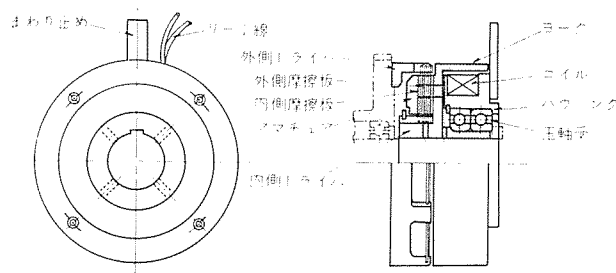


図 2.1 HK 形電磁クラッチ 構造図
Fig. 2.1 Type HK electromagnetic clutch.

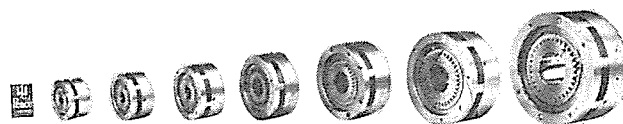


図 2.2 HK 形電磁クラッチ
Fig. 2.2 Type HK electromagnetic clutch.

板、アマチュアによって形成され、コイルが励磁されると、そのプルにより、摩擦板部分に摩擦トルクを生じ、従動側とのマッチングが行なわれる。コイルへの給電にはリード線が付属されている。なお、このリード線とコイルとの接続には、特別な考慮がはらわれているので不当な外力によるコイル、断線の心配がないので、持ち運びとか配線作業が容易に行なえる。

HK形電磁クラッチを、このような構造にした結果、軸方向寸法は大幅に短縮され、全体としてコンパクトにまとめることができた。また摩擦板磁化形のため、かりに、摩擦板が摩耗しても自己調整が行なえるので、このために起こるへい害はまったく除去できる。

3. 仕様

3.1 種類

シングル形とダブル形の二種類があるが、まったく同一構造である。ダブル形はシングル形を2個背合わせにし、中間にカラーが入れている。図3.1を参照されたい。

3.2 仕様

表3.1にシングル形を、表3.2にダブル形を示す。

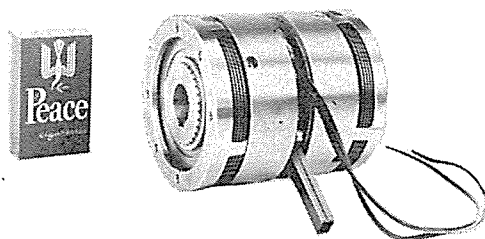
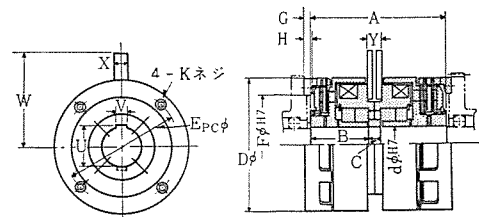


図 3.1 HK-1.2D 電磁クラッチ
Fig. 3.1 Type HK-1.2D electromagnetic clutch.

表 3.1 HK 形電磁クラッチ仕様 (シングル)

形 名		HK 0.6S	HK 1.2S	HK 2.5S	HK 5S	HK 10S	HK 20S	HK 40S	HK 80S
外 形 寸 法	動摩擦トルク (kgm)	1.2	2.5	5	10	20	40	80	160
	入 力 (W)	15	19	25	36	41	48	60	100
	電 圧 (DCV)	24	24	24	24	24	24	24	24
	dφ	18	22	27	37	47	57	72	87
	Dφ	84	96	114	136	160	195	240	295
	A	47.5	52	61	67	76	88	108	136
	B	43.9	46.5	59	64.9	73.9	85.5	104.5	131
	C	3.6	5.5	2	2.1	2.5	3.5	5	7
	E	72	84	100	120	142	175	215	265
	F	62	74	86	104	126	155	190	235
	G	2.5	3.5	4	5	6	8	12	14
	H	5	6	7	7	8	9	11	14
	K	5	5	6	6	8	8	W3/8	W1/2
	W	84	90	105	111	122	140	164	189
	X	12	12	16	16	16	16	20	20
	Y	4	4	5	5	5	6	6	6
	Z	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	1	1	2
キ	U	19.4	23.6	28.8	39	49.2	60.5	75	91
	V	5	7	7	10	12	15	20	24
回転部 GD ² (kgdm ²)		0.23	0.44	1.1	2.5	5.2	14	43	120
全 重 量 (kg)		1.6	2.3	3.5	5.5	8.6	15	28	58

表 3.2 HK 形電磁クラッチ仕様 (ダブル)



(寸法 mm)

形 名		HK 0.6D	HK 1.2D	HK 2.5D	HK 5D	HK 10D	HK 20D	HK 40D	HK 80D
外 形 寸 法	動摩擦トルク (kgm)	1.2	2.5	5	10	20	40	80	160
	入 力 (W)	15	19	25	36	41	48	60	100
	電 圧 (DCV)	24	24	24	24	24	24	24	24
	dφ	18	22	27	37	47	57	72	87
	Dφ	84	96	114	136	160	195	240	295
	A	95	104	122	134	152	176	216	272
	B	43.9	46.5	59	64.9	73.9	85.5	104.5	131
	C	7.2	11	4	4.2	4.2	5	7	10
	E	72	84	100	120	142	175	215	265
	F	62	74	86	104	126	155	190	235
	G	2.5	3.5	4	5	6	8	12	14
	H	5	6	7	7	8	9	11	14
	K	5	5	6	6	8	8	W3/8	W1/2
	W	83	90	105	111	122	140	164	189
	X	12	12	16	16	16	16	20	20
	Y	9	9	11	11	11	12	14	16
キ	U	19.4	23.6	28.8	39	49.2	60.5	75	91
	V	5	7	7	10	12	15	20	24
回転部 GD ² (kgdm ²)		0.46	0.88	2.2	5.0	10.4	28	86	240
全 重 量 (kg)		3.2	4.6	7	11	17.5	30	56	116

4. 性能

4.1 摩擦トルク

電磁クラッチを使用するとき、最初に検討すべき事項は負荷を最も経済的に運転するために必要なクラッチトルクを決定することである。これは限られた用途を除いてはクラッチ連結時のすべりトルクをさし、一般に「動摩擦トルク」と呼んでいる。

HK形電磁クラッチの摩擦トルク特性の一例を図4.1に示す。電磁摩擦クラッチの特質として、摩擦トルクは電氣的、機械的要因のために、コイル励磁と同時に所定のトルクになるのではなく、図のようにやや遅れ、かつ比較的なめらかに増加する。物理的にはこの全過程が動摩擦の状態であるが、前記の目的からして初期の立上り部分や連結寸前のトルクは動摩擦トルクの対象にしないのが当然である。

連結が完了した点におけるトルクは「静摩擦トルク」で、これは物理的な定義と一致する。しかし、試験の結果、このままの状

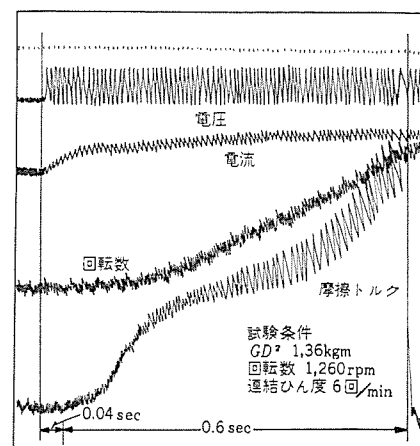


図 4.1 連結時の動作状況
Fig. 4.1 Operating state in coupling.

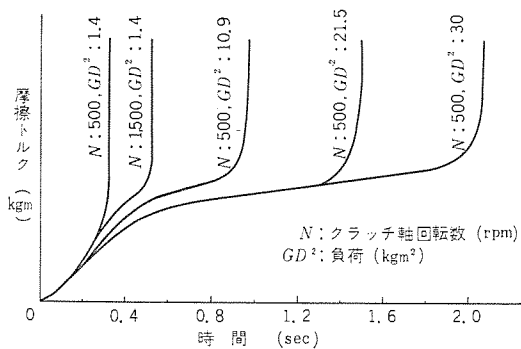


図 4.2 試験条件による摩擦トルクの変化
Fig. 4.2 Changes of friction torque under testing conditions.

態で改めてスリップをはじめる直前のトルクを測定すると、図に見られる点よりも高い値を示す。これは最近の摩擦理論によれば、連結時における摩擦面の複雑な現象のためと考えられているが、静摩擦トルクを論ずるとき認識しておくべき事項である。

ところで、図 4.1 はある試験条件の基に取ったデータである。一般に同一クラッチならば、どんな使用条件でも同一の摩擦トルク特性であると思われがちであるが、われわれの試験結果ではその様になっていない。このことはとくにユーザにとって重要である。図 4.2 に一例を示す。

これは HK-5S 形電磁クラッチ 1 個を使用し、試験条件、すなわち、負荷 GD^2 とか、回転数を種々変化して試験した結果である。この原因は、クラッチ連結動作を行なう摩擦面、あるいは、潤滑油などの熱的変化の差と思われる。これは、試験条件をさらにきびしくすると予想以上の高いトルクを表わすこととか、高速軸における低焼付性からも推定される。

これらのことは、つぎに述べる連結時間の検討のとき、十分考慮されなければならない。

4.2 動作時間

電磁クラッチの大きな機能として制御要素の役割があるが、この様な用途ではクラッチ連結時間を正確に算定する必要がある。また、短時間で連結を完了したい時は、クラッチ選定の規準にもなる。

HK 形電磁クラッチでは与えられた試験条件のもとに、一定の品質水準を満足するよう設計、製作してある。図 4.1 では連結時間は 0.6 秒になっている。

動作時間としては、このほか、コイルを励磁したのち実際摩擦トルクが生ずるまでの、いわゆる電氣的過渡現象によるデッドタイム、すなわち、アマチュア吸引時間とか、同様な意味でのアマチュア落下時間を考慮する必要があるが、HK 形電磁クラッチは特殊な構造であるから図 4.1 に見られるように、きわめて小さな値になっているから、通常の使用状態では無視してよい。

4.3 残留および空転トルク

クラッチ開放直後、および、その後の正常空転状態におけるトルクをおのおの残留トルク、空転トルクといい、ともに湿式クラッチとしては避け得ないものであるが、まったく有害無益のトルクであるから極力小さくしなければならない。

(1) 残留トルク

HK 形電磁クラッチは、構造上、連結時摩擦板が完全に磁化されるにもかかわらず、図 4.3 に見られるように残留トルクはきわめて低く、他の機種でも、大体同一で、クラッチ開放後 0.5 秒で

動摩擦トルクの 2~4% である。これは、特殊な磁気回磁とか、摩擦板間の境界油膜により、残留磁気が少ないことによるが、さらに、摩擦板自身のスプリングアクションも残留トルクに関し大きな働きをしている。

(2) 空転トルク

空転トルクの減少をはかるため、われわれは幾多の試験を行なったが、その一部を述べると、まず空転トルクが生ずる原因を把握するために、つぎのような条件で試験を実施した。

- | | |
|------------|--------|
| A. 完全乾式の状態 | 残留磁気無し |
| B. " " | " 有り |
| C. 湿式の状態 | " 無し |
| D. " " | " 有り |

この結果を図 4.4 に示す。このように残留磁気が空転トルクに及ぼす影響は僅少であるが、さらに確認のために数ボルトの逆起電圧を、与えた時の空転トルクの変化を測定したが、ほとんど変化がなかった。これらからして、油の粘性抵抗が空転トルクの大部分を占めていることが理解できる。

つぎに油の粘度(温度)と、空転トルクの関係を見ると図 4.5 の様になり、油温の低下、すなわち、粘度の増大とともに、空転トルクも増加する。したがって空転トルクを論ずるときは必ず温度を考えなければならない、また、低温におけるクラッチ使用に対しては、ある程度注意が必要である。

HK 形電磁クラッチでは、これらの結果に基づき、摩擦板に特殊な表面処理を施し、また、特殊な形状にし、十分なストロークを与えているので、空転トルクはきわめて低く、動摩擦トルクの 0.5~1.0% 程度である。一部では、さらに空転トルクを下げよ、

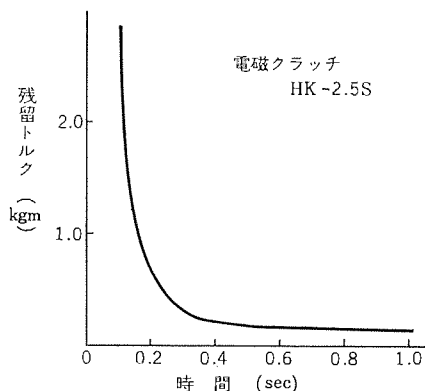


図 4.3 残留トルク特性(静的)
Fig. 4.3 Residual torque characteristic (static).

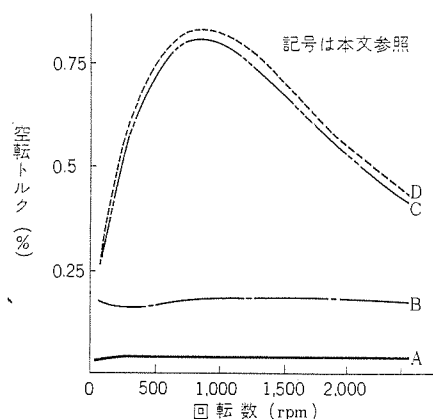


図 4.4 試験条件による空転トルクの比較
Fig. 4.4 Comparison of racing torque under testing condition.

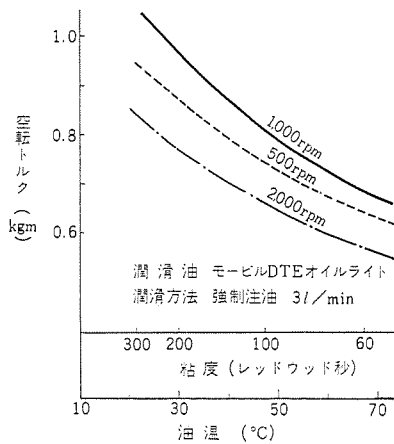


図 4.5 油の粘度による空転 トルク の変化
Fig. 4.5 Changes of racing torque due to the viscosity of oil.

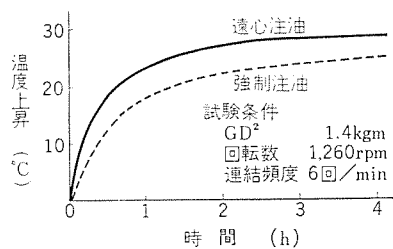


図 4.7 潤滑油温度上昇比較
Fig. 4.7 Comparison of temperature rises of lubricating oil.

という声もあるが、しかし、そのために他の優秀な性能がそこなわれることや、摩擦板の強度、寿命などを考えると、その利益はかえって減ぜられると思われる。

4.3 温度上昇

湿式電磁 クラッチ の温度上昇に及ぼす要因とは

- (1) コイル の ジュール 熱
- (2) 空転トルク によるもの
- (3) ボールベアリング などの機械損
- (4) 連結時の摩擦板のすべりによるもの

があるが、この内 (1) (3) は大した値でなく、また、(2) は摩擦板のすべりによる発熱を奪うために大量の潤滑油(冷却油)を供給する結果生ずるものであるから、当然、二次的に考えるべきである。

この様に、湿式 クラッチ では連結時の発熱をいかに、合理的に油で冷却するかが一つの大きな眼目になり、その結果、油温が上昇し、ある限界を オーバ したならば、クーラ などの冷却を考慮すればよい。すなわち、潤滑油が摩擦板部分に十分行き渡るような構造にすべきで、この点、HK 形電磁 クラッチ は理想的に設計してあり、遠心注油を行なえば最も効果的である(図 4.6 参照)。

一例として、図 4.7 に遠心注油と、外周からの強制注油による温度上昇比較を示す。両者はまったく同一条件にて試験したものである。これによると遠心注油の方が油の温度が高くなっているが、

- (1) 同一条件における空転 トルク は、遠心注油の方が多い。これはそれだけ油のまわりが良いことである。
- (2) 強制注油の方が摩擦板の温度分布 コウ 配が大である。
- (3) 試験後、摩擦板表面を観察した結果、強制注油では内周

HK 形電磁 クラッチ・杉山・西野

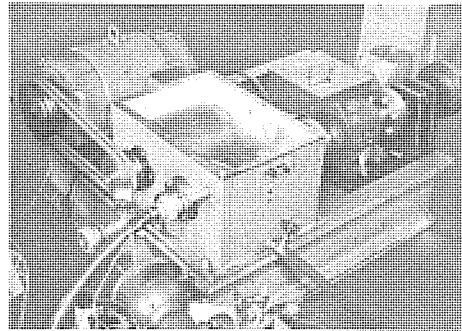


図 4.6 軸心給油装置外観
Fig. 4.6 Exterior view of shaft center oiling device.

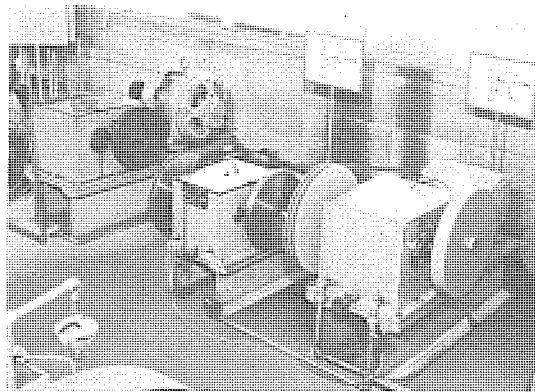


図 4.8 寿命試験装置外観
Fig. 4.8 Exterior view of life test arrangement.

側に潤滑不良の個所が認められた。(このことは連結仕事量が小さい範囲では問題ない)

これらの現象から、摩擦板の潤滑(冷却)という点からは、軸心給油がすぐれていることが認められる。なお、同様な方法で、油浴潤滑も行なったが、摩擦板が外部に露出している関係で、かなり良い結果を示したが油温上昇は最も大きかった。

4.4 寿命

湿式 ラフチ は一般に、境界潤滑の状態で使用されるので、摩擦はほとんどないが、摩擦でトルク を伝達する 以上、皆無とはいえない。HK 形電磁クラッチは多くの機種について寿命試験を実施しているが、摩擦はきわめて少なく、したがって摩擦トルク の低下もきわめてわずかである。

しかし、一般に潤滑油は時間の経過とともに次第に酸化され、そのために油性が向上され、あるいは、微少な摩擦粉が影響し

て摩擦 トルク の低下が考えられるので、潤滑油の保守には十分注意する必要がある。

寿命試験の実施状況を図 4.8 に示す。

5. 使用に際しての問題点

5.1 潤滑油

一般に湿式 クラッチ の潤滑油としては、タービン 油 1 号または 2 号が使用され、たとえば、モービル DTE オイルライトがある。HK 形電磁 クラッチ にもこれを使用すればよい。ただ構造的に電磁 クラッチ の主要部分である。摩擦板が クラッチ 連結時に磁化されるので、油中に鉄粉や ギヤ などによる摩擦粉が混合しないようにできれば 80~100 メッシュ のマグネットフィルタを取り付け、かつ遠心注油で常に清浄な油が行きわたるようにするのが理想的である。

5.2 組み込みに際して

図 5.1 は遠心注油を行なう時の取付例である。このように組込時に調整するとか、高い組立精度を要する個所がない。あるいは、内、外径が一体になっていることや、ラグ式外側 ドライバ などとあいまって、現在市場にある製品の内では最も簡便に組み込みが可能である。

なお、ボールベアリング 側にはカラー を入れ、ベアリング が抜けないようにしなければならない。また、遠心注油を行なうときは、軸側の油穴部分に リング 状のミジを入れ、油の抵抗を少なくすることが望ましい。

5.3 外側ドライブ

外側ドライブ をギヤ などに取り付けるとき、ネジのほかに テーパーピン を使用しなければならない。構造によってはこの両者を一体に製作した方が有利な場合があり、一例を図 5.2 に示す。

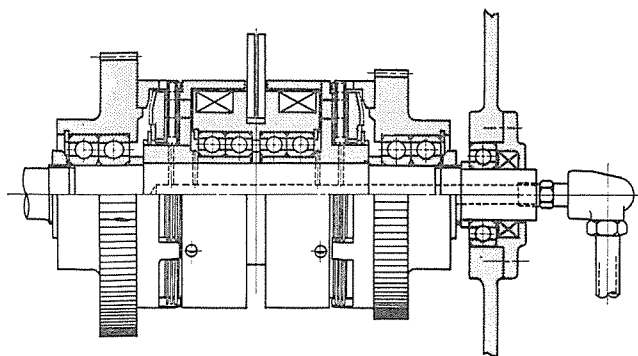


図 5.1 HK 形電磁 クラッチ 取付図
Fig. 5.1. Type HK electromagnetic clutches cross section.

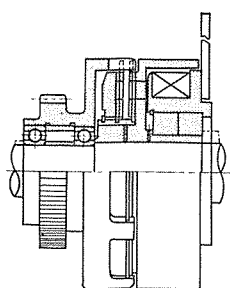


図 5.2 外側ドライバ
を特殊にした例
Fig. 5.2 Example of
using special out-
side driver.

5.4 回り止め

標準は本体に軸方向からネジ締付けしてあるが、必要に応じ、クラッチ組み込み後外周から取り付けるようにすることもできる。

5.5 リード線

リード線の長さは要求により任意の長さのものを取り付ける。また、とくに必要があればクラッチ外周近くに端子板を用意することもできる。

6. 特 長

(1) 外形寸法、とくに軸方向寸法がきわめて小さい。

機械のクラッチボックスが小形化され、全体としてコンパクトな設計が可能となり、さらには機械の重量が軽減され、コストダウンともなる。図 6.1 に国内メーカの主要寸法の比較を示すが、スリッ

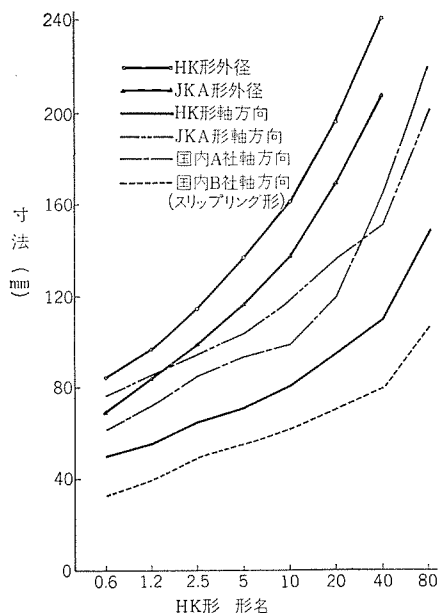


図 6.1 主要外形寸法比較
Fig. 6.1 Comparison of principal outline dimension.

リング付の電磁クラッチと比べると幾分大きいですが、ブラシの摩耗や摩擦粉による潤滑油の汚染などを考えれば、たいした問題でない。

(2) 信頼性が高く、寿命が長いので半永久的に安心して使用できる。

(3) 残留、空転トルクがともにきわめて小さい。

クラッチ開放とともに残留トルクが急減するので、いわゆるクラッチの切れが非常によく、また、空転トルクによる発熱が少なくなるると同時に駆動系の効率が高くなる。

(4) 機械への組み込みが簡単である。

従来見られた現物合せの組み立ては、まったく不用であり、かつブラシの心配もしなくてよい。

(5) 消費電力が少ない。

(6) 保守が容易である。

わずかに潤滑油の定期的取り換えなど、油の清浄化に注意すればよい。

7. む す び

以上 HK 形電磁クラッチの概要について紹介したが、前項で述べたように多くの特長を持っているので、従来、この種クラッチで問題になった点はほとんど解決されている。

電磁クラッチを各種機械に使用する場合、その一部分としか成り得ないので、宿命的に寸法的な制約を受ける。したがって、理想的にはその機械に最もマッチした寸法のクラッチを製作するのが好ましいが、標準化、量産化の見地から不可能である。当社は従来から製作している JKA 形電磁クラッチ (図 7.1 参照) と合わせ、寸法的に異なった二つの機種が完成したので、多くのユーザーから歓迎され、需要は一段と増大するものと思われる。

なお、今回は HK 形電磁クラッチの概略的な紹介に止まったがクラッチの選択とか、問題点については別の機会に述べたい。

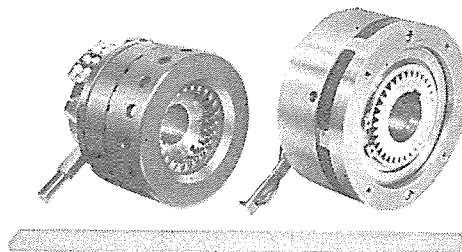


図 7.1 HK 形と JKA 形の比較
Fig. 7.1 Comparison between type HK and type JKA.

参 考 文 献

- (1) 三矢： 工作機械用 JK 形電磁クラッチ「三菱電機」Vol. 32・No. 3 (1958)
- (2) R. L. Kotnik： Electro-magnetic Disc Clutch「M. Design」Aug, 4, (1960)
- (3) 曾田： 摩擦と潤滑 岩波全書

密閉形水冷却式およびガス冷却式ターボ冷凍機用電動機

新良由幸*・伊藤昭八郎*・酒向 潔**

Water Cooled and Gas Cooled Hermetic Motor for Turbo-Refrigerators

Nagasaki Works
Nagoya WorksYūko SHINRYŌ・Shōhachirō ITŌ
Kiyoshi SAKŌ

Increasing demands for air conditioning equipment not only in office buildings but also factories have come to call for special three phase induction motors to drive turbo refrigerators which are mostly installed in small-spaced, underground rooms. Prevention of noise is another requisites to the machines for the purpose. This has brought forth a trend of building the motors into an enclosed type. This article gives descriptions on water cooled and gas cooled hermetic motors for use with turbo refrigerators, going into details of their special construction, cooling system, lubrication, insulating method and electrical characteristics.

1. ま え が き

わが国におけるビル建築は、最近とみに活発化し、しかもその設備についても、より高級でエアコンディショニングを完備することが必要条件になってきつつある関係上、冷房用、あるいは暖房用のターボ冷凍機およびそれを駆動するための特殊な三相誘導電動機の需要が急激に増大してきている。

これらのターボ冷凍機用電動機は、ビルや工場の地下室など、非常にせまい限られた空間内に据え付けられる場合が多いためにできるだけ小形コンパクトであるとともに、騒音を極力小さくすることが要求されている。開放形電動機を使用する場合にはサイレンサ付とし、また全閉形のものについては、ファン騒音の大きい外扇形の代わりに、クーラを内蔵させた内冷形が直接に電動機のフレームを強制的に水で冷却させる全閉水冷却形を採用して、騒音低下の目的にそのような考慮をはらっている。

開放形でサイレンサを取り付けているものおよび全閉形でクーラ内蔵の内冷形のもの、両者とも普通一般の三相誘導電動機とは異なり、その外観、構造、特性が特殊であるが、今回はさらに特異な構造の全閉水冷却形およびガス冷却形で冷凍機の冷媒が電動機の内に入り、電動機自体が、一つの密封圧力容器になっているいわゆるハーメチックタイプについて焦点をしばり、その概要について述べる。

最近、従来の開放形に代わってハーメチックタイプが採用される傾向の著しい理由としては、前に述べた低騒音であるとともに冷凍機ユニットが小形コンパクトにまとめられること、冷媒の漏れのないこと、安価に製作できることなどがあげられる。

ハーメチックタイプのターボ冷凍機用電動機の容量は、駆動される冷凍機の経済的製作範囲により定まり、現在は約200冷凍t以下のものが相当広く実用されている。電圧は200V級、400V級および6,000V級はわりあい少なく、現状は3,000V級に集中している。しかし、ハーメチックタイプの利点はさらに拡大されるすう勢にあり、それに伴って電動機の出力も現在の値よりさらにアップされることも容易に予想され、加うるに将来考えられる配電電圧

の昇圧化も進むとすれば、6,000V級のものもふえてくる傾向がうかがわれる。

電動機全体を密封の圧力容器とするのが容易なことと、容量の関係および巻線形電動機の使用が困難なため、現状では回転子の形式としては、もっぱらカゴ形が採用されている。そのためカゴ形電動機の起動方式が問題になってくる。現状としては、直入起動も行なわれているが、設置場所の電源容量がその突入電流に対して不足していたり、他の電気設備に対する影響を少なくしたいという要求が強い場合、起動補償器による方法か、Y-△起動器による方法がその場合場合に依じて、適宜採用されている。さらにまた、電動機の冷却方式も冷媒サイクル全体として考慮する必要があるが生じてくる。なお冷凍機の機能のうえから2極の高速電動機がほとんど大勢を占めている。

2. 水冷却式ハーメチック電動機

2.1 構造および特長

密閉形水冷却式ターボ冷凍機用電動機は、圧縮機と増速機を、フレキシブルシャフトを介して結合し、電動機自体が圧縮機部分と一体となって密封容器を形成するような構造になっている。また、このターボ冷凍機は、冷凍機全体の据え付面積を極力小さくなるように設計しており、従来二つに分かれていたコンデンサとクーラを一つのケーシングに納めた一体形のコンデンサクーラにし、その上に電動機をのせ、非常にコンパクトな構造をねらったものであり、その

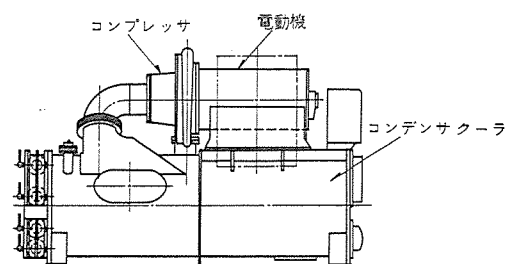


図 2.1 電動機取付関係

Fig. 2.1 A motor coupled to a compressor.

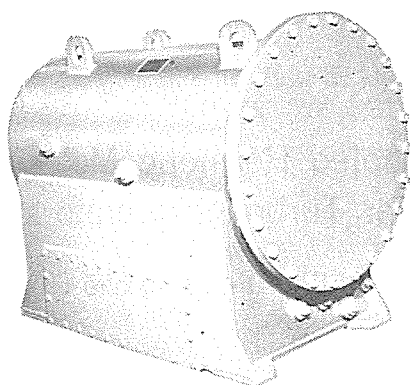


図 2.2 電動機外観
Fig. 2.2 Exterior view of motor.

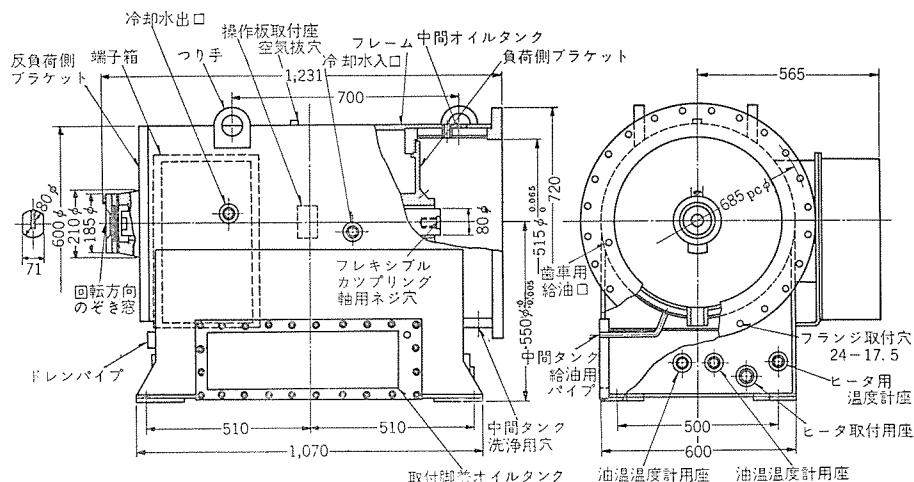


図 2.3 電動機外形寸法図 (密閉形 ターボ 冷凍機用水冷式電動機外形寸法図)
Fig. 2.3 Outline dimensions of water cooled motor.

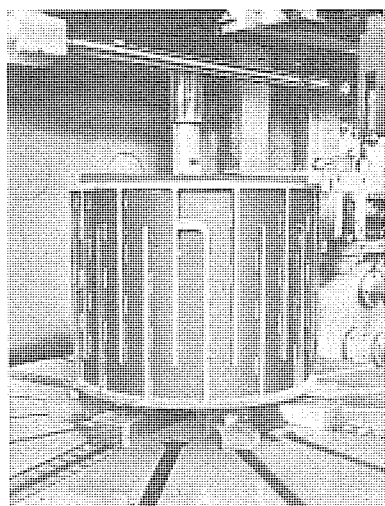


図 2.4 冷却水路
Fig. 2.4 Cooling water passage.

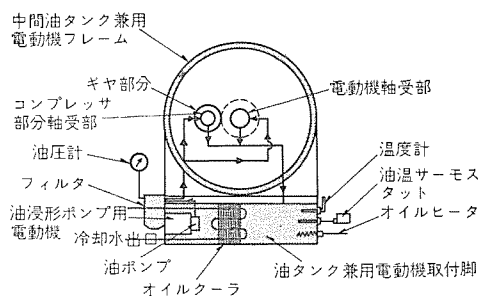


図 2.5 潤滑系統
Fig. 2.5 Lubricating system.

電動機取付関係は図 2.1 のようになる。

この電動機が駆動する相手側冷凍機は、新三菱重工業株式会社が製作している MTRH 形の密閉形 ターボ 冷凍機である。その冷凍 トンの範囲は、現状では 40 冷凍 トン より 100 冷凍 トンの範囲で、冷媒には R-113 ($C_2Cl_3F_3$) を使っている。

冷媒 R-113 は、冷却効果が大きく、ガスの比重が大きい上に、能力あたりの ディスプレースメント が大きいので、小容量のものに最適であり、各種冷媒 ガス中絶縁耐力が最も高く、他の フッ素系冷媒と同じく化学的に安定しており、無害、無臭、不燃性で列火爆発のおそれがなく、密閉形に適している。

電動機の外観写真は、図 2.2 のごときものであり、その外形寸法図は、図 2.3 のとおりである。機能上非常に特異な構造になっているので、その特異点について説明する。

2.1.1 騒音

フレームなどの主要な構造部分は、すべて鋼板製で堅固、軽量化をはかると同時に、電動機より発生する騒音を極力低くするよう構造部分の肉厚を検討し、内気循環路に風による共振、共鳴現象が起きないような構造にし、さらに磁気音などの電気的騒音が起きないようなミジ数の組み合わせに留意するなど、十分な考慮をはらっている。実際の製品の騒音レベルは、65 ホンより 70 ホンまでの間に納めている。

2.1.2 冷却

電動機の冷却には、強制水冷方式を採用している。すなわち図 2.4 に示すように、固定子鉄心外径全長に当る部分の外ツツと内ツツの間を、全円周にわたって製作上容易な構造のジグザ

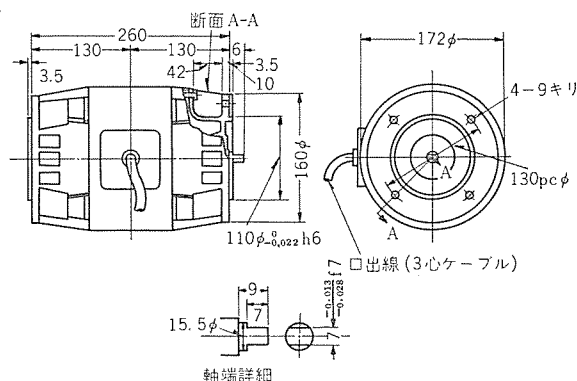


図 2.6 油浸形電動機外形寸法図
Fig. 2.6 Outline dimensions of oil immersed motor.

グの冷却水の通る水路を設け、電動機のコイル、鉄心により発生する熱を冷却水により効果的に持ち運ぶように設計している。さらに電動機の実取付脚共用のオイルタンクの一部を内気循環路にし、電動機内の空気を、内部ファンにより循環させ内部温度の均一化をはかっているが、その循環路に冷却フィンを設けて一層効果を上げるよう考慮してある。

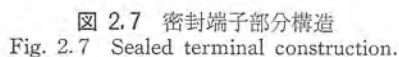
冷却水は、その設置される場所場所の事情に応じて、地下水、河水、水道、クーリングタワー水などが用いられるが、電動機を冷却水の最高温度 $32^{\circ}C$ において、十分余裕のある温度上昇に抑えて設計してあるので、いかなる場合でも、問題なく使用できその役目を果たしてくれる。

2.1.3 潤滑

電動機の軸受部分および冷凍機のおのおのの潤滑部に必要である潤滑オイルを貯蔵するためのオイルタンクを、電動機の実取

電動機の取付脚を共用した オイルタンク の内部に、電動機の軸受および冷凍機の潤滑系統に強制給油を行なうため、図 2.6 のような耐油、耐冷媒の特殊構造の油浸形の フランジタイプ の特殊電動機を納め、オイルポンプ を駆動する。この油浸形電動機は、粘性抵抗の大きな冷凍機油中で運転される関係から、流体抵抗が極力小さくなるよう、回転子の エアホール をなくし、ダイカストのエンドリング 部分の突起物を除去、なめらかにするなどの考慮をはらっており、また コイル には、特殊仕様の電線を使い、絶縁には耐油、耐冷媒の絶縁を採用し、構造部分には特殊な ワニス による防サビ処理を加えている。

電動機の各メカ合部、溶接箇所、端子引出部分の構造には、ガス漏れ、油漏れ、水漏れのないよう万全の注意をはらっている。その電動機自体がはたして気密な压力容器として十分なのであるか、完成時はもちろんのことであるが製作の中間工程においても、逐一チェックを行なっている。その内容について説明すると、電動機のフレームに付けてある冷却水の水路に対しては、とくに高く 10 kg/cm^2 、油タンク、油通路に対しては 8 kg/cm^2 、電動機の内部に対しては 3 kg/cm^2 の圧力を加え、1時間放置して圧力降下のないことを確認し、さらに電動機の内部については、この状態で冷媒ガスを封入し、ガス漏れ試験器により、その漏れの有無を細部にわたってチェックする。その他に真空試験として、電動



電動機は、冷凍機側と共通なケーシングに納められる構造になっているので電動機のコイル および絶縁などは冷媒の R-113 と潤滑 オイル の混合気体に絶えず浸漬されることになる。したが

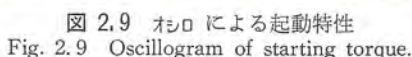
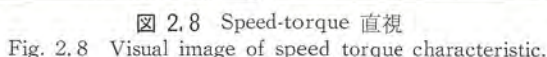


表 2.1 780 kW 電動機の特性

全負荷特性，起動特性			
電圧・周波数	3,000V 50c/s	3,300V 60c/s	3,300V 50c/s
全負荷電流 (A)	18.0	16.3	16.6
効 率 (%)	92.6	92.3	92.9
力 率 (%)	92.5	93.0	90.8
す べ り (%)	1.68	1.59	1.40
最大出力 (%)	233	240	281
停動トルク (%)	250	257	302
起動トルク (%)	153	156	186
起動電流 (A)	93.4	87.4	102.8
起動電流 (%)	520	536	619
温度特性 (冷却水 50 l/min, 冷却水の最高温度 32℃ まで)			
電 圧・周 波 数	3,000V 50c/s	3,300V 60c/s	備 考
固定子コイル温度上昇 (℃)	60	59	許容コイル温度上昇

表 2.2

形 式	ワ ク 番	容 量	極 数	製作台数	冷却方式	冷媒種類
MKTE	600 HS	110	2	2	水冷却	R113
"	"	100	"	3	"	"
"	"	90	"	13	"	"
"	"	80	"	11	"	"
"	"	75	"	1	"	"
"	"	70	"	15	"	"
"	"	60	"	12	"	"
"	"	50	"	6	"	"
HW	2,800 HS	60	2	1	水冷却	R113
HG	3,600 HS	130	2	1	冷媒冷却	R11

MKTE 600 HS 63 台, HW 2,800 HS 1 台, HG 3,600 HS 1 台, 計 65 台
昭和 37 年 1 月～38 年 1 月までの製作実績

として、絶縁材料は厳密な実験的うらづけのもとに採用を決定し
 ており、電動機の コイル 自身はもちろんのこと、口出線、パッキ
 ン 材、構造部分に使用する樹脂材の選定にも細心の注意をはら
 っている。

2.2 特性

2.2.1 トルク特性

ターボ 冷凍機用電動機は、電源事情が許せばもちろん Δ 入レ
起動されるが、電源の容量が十分でない場合や、突入電流による他の電気設備への影響を極力きらう場合には、起動補償器によるかあるいは $Y-\Delta$ 起動が採用される。現状としては、比較的簡易な $Y-\Delta$ 起動による方法が一番多く採用されている。

これらの電動機は、特殊カゴ形の採用により起動トルクが比較的大きいかわりに、起動電流を制限するように設計されており、その代表例として 80 kW, 3,300 V, 60 c/s のトルク特性のものを示す。図 2.8 はそのトルク特性を、Y の場合および△の場合について直視装置を使って写真撮影したものであり、図 2.9 はその加速状況を、同様に Y の場合△の場合について、オシロ撮影したものである。これらのデータから明らかなようにクロージングなどのトルクの谷間のない非常に理想的な特性のものが得られている。

このほかの 50 kW から 110 kW の範囲の各電動機についても同様な傾向の特性が得られるよう設計を施してある。

2.2.2 運転および温度方式特性

50 kW より、110 kW まで多量に製作しており、その代表例として 80 kW 2P 3,000/3,300 V の運転および温度特性を表 2.1 にまとめている。

2.3 仕様および製作実績

2.3.1 仕 様

電動機の容量は 50 kW から 110 kW まであり、電圧 3,000/3,300 V、周波数は 50/60 c/s が標準である。現在の形式は

MKTE および HW 形, ワク 番号は 600 HS および 2,800 HS
である.

絶縁は 50 kW から 80 kW までは A 種絶縁, 90 kW から 110 kW までは B 種絶縁としている。

2.3.2 製作実績

37年1月から8年1月までの製作実績は表 2.2 のとおりである。なお、HW 2,800 HS の 60 kW はひとまわり小形化をはかった試作品で実績はまだ1台のみであるが、今後は多数製作されるものと期待される。

3. ガス冷却式ハーメチック電動機

3.1 構造と冷却方式

図 3.1 は チリングユニットの外観を示し、図 3.2 はその中に納められている圧縮機 ユニットの 外観を示す。この圧縮機 ユニットの断面は図 3.3 に示すとおりで、電動機と圧縮機とは増速 ギヤ を介して直結され完全な一体構造にまとめられている。図 3.3 に見るようにコンデンサで凝縮された冷媒液の一部が電動機上部の 3 個の ノズル から注入され、冷媒液の蒸発潜熱により鉄心部および コイルエンド部を冷却し、ガス となって チラー にもどる直接冷却方式が採用されている。このため冷却能力はきわめて大きく、電動機は非常に小形化することができる。

このような直接冷却方式の場合、電動機内の発熱量が冷凍サイクル内に残るため、しばしば系全体の効率が低下するのではないかとすることが問題として取り上げられるが、たとえば別系統の水を用いて冷却する場合には電動機内部のガスを循環させるためのファンが必要となり、冷媒ガスは一般に空気よりも相当に重い

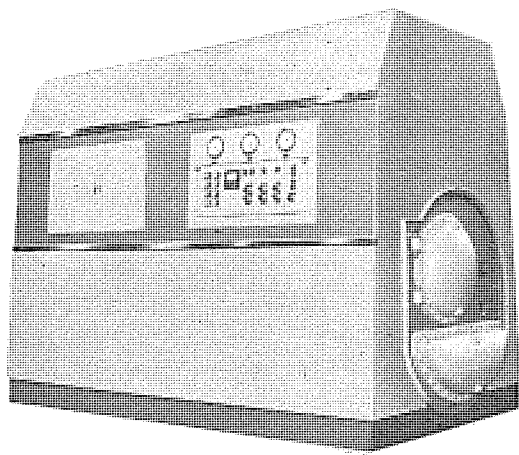


図 3.1 チリングユニット
Fig. 3.1 Chilling unit.

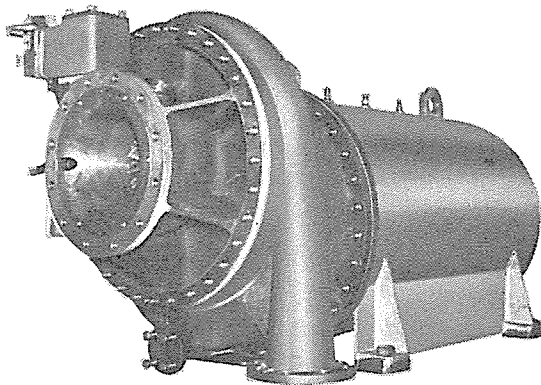


図 3.2 ターボ 圧縮機
Fig. 3.2 Turbo-compressor.

ため、その ファン の損失は割合に大きく、したがって効率は両者ほとんど差がないのが通常である。

電動機の取付足部のスペースはオイルタンクとして使用され、その中にはオイルヒータ、オイルクーラ、オイルポンプ その他のアクセサリが、きわめてコンパクトに納められている。各軸受はすべて前記オイルポンプにより強制給油されている。

鉄心はワニス焼付による層間絶縁はいっさい行なわず、また打抜きの際に必要なノッチングオイルとしては少量の冷凍機油を用いるなどして、冷媒内に不純物が溶解することを極力防止している。

3.2 絶 縁

密閉形ターボ冷凍機用電動機の最大の問題点は絶縁である。冷

表 3.1 フッ素系冷媒の電気的性質

記 号	R-11	R-12	R-22	R-113	R-114
分 子 式	CCl_3F	CCl_2F_2	CHClF_2	$\text{CCl}_2\text{F}-\text{CClF}_2$	$\text{CCl}_2\text{F}_2-\text{CCl}_2\text{F}_2$
沸 点 (1 atm) °C	23.7	-29.8	-40.8	47.6	3.3
誘 電 率	2.5	2.1	6.6	2.6	2.2
破壊電圧 (液) kV/mm 60 c/s (気) kV/mm	10.8 6.1	14.6 16.75	11.8 18.1	12.6 17.3	19.7 11.6
絶 縁 抵 抗 (液) $\times 10^5 \text{ M}\Omega\text{-cm}$ (気)	63.6 74.5	50.2 71.8	83.2 20.6	45.5 94.2	66.4 148.5
水の冷媒に対する 30°C 溶解度 g/100g 0°C	0.013 0.0036	0.012 0.0026	0.15 0.060	0.013 0.0036	0.011 0.0026
可 燃 性	なし	なし	なし	なし	なし

表 3.2 冷媒の予期しない不純物の効果

冷 媒	F-12	F-22
汚 れ の な い も の $\text{M}\Omega$ at 25°C	3,000	7,500
微 量 の 不 純 物 $\text{M}\Omega$ at 25°C	40	40

表 3.3 抵抗に及ぼす塩化水素の効果

冷 媒	HCl 重量 %	抵抗 $\text{M}\Omega$ at 25°C
F-12	0	16×10^6
	0.1	4×10^6
F-22	0	16
	0.1	4

表 3.4 冷媒・油の混合液の破壊電圧

混合割合 (容積比)	冷 媒 の 種 類		
冷 媒 : 油	R-11	R-113	R-114
100 : 0	41.7 (kV)	29.8 (kV)	47.1 (kV)
50 : 50	24.3	28.2	41.1
0 : 100	30.9	30.9	30.9
備 考	室温 18°C, 2.5 mm の球間ゲキ		

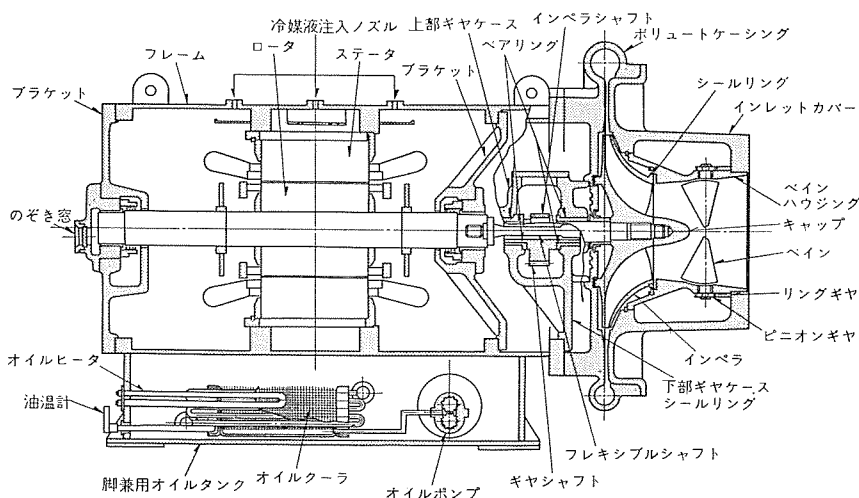


図 3.3 密閉形ターボ圧縮機断面図

Fig. 3.3 Cross section of hermetic turbo compressor.

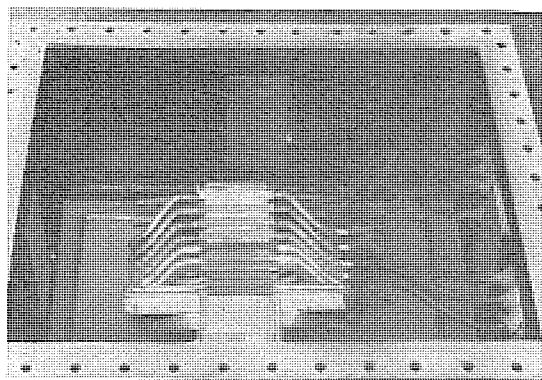


図 3.4 モデルテスト装置

Fig. 3.4 Model test arrangements.

媒としては、R-11、R-113 および R-114 などがよく用いられるが、これら冷媒の一般的性質として溶解性が非常に強く各種絶縁物に悪影響を及ぼすことが知られている。しかも最近の傾向として電動機電圧に 6,000 V 級が採用される機会がふえてきており、このようななかのような条件下においても高い信頼度を維持しうる絶縁方式が要求される。

われわれは長期にわたる試作研究の結果現在標準として採用している絶縁方式を確立し、既に多数の電動機に適用して全く事故なく稼働し、その性能は高く評価されている。そこでその研究の一端をここに紹介し、標準絶縁方式の概要について述べる。

3.2.1 冷媒の性質

冷媒の絶縁物に及ぼす影響を考慮するため、絶縁的な面を主体とした冷媒の特性を表 3.1 に示す。表に見るように冷媒自体は、かなりすぐれた絶縁性をもっているが、液、ガス いずれの状態においても、きわめて強い溶解性と浸透性をもつため、絶縁物に対して軟化膨潤、発泡、崩壊などの影響を与える。また前記のように純粋な冷媒はすぐれた絶縁性をもっているが、微量の不純物が溶出すると急激に絶縁抵抗が低下することが知られている。一例として表 3.2 および表 3.3 に Eiseman 氏の結果を示す。冷媒は、それぞれの分子に H を持つものと、持たないものと代表として R-12 と R-22 が選ばれている。また冷媒と冷凍機油を混合してイオン化するとすれば、塩化水素が容易に発生するため、塩化水素の添加の効果を表 3.3 に示した。

このような絶縁抵抗低下の傾向は、R-11 においても見られるが、R-113 および R-114 はこの傾向が少ない。

表 3.4 は冷媒と冷凍機油との混合状態における 2.5 mm の球間げきを使用して測定された破壊電圧を示す。表に見るように油の影響は R-11 に対してもっとも大きい。

3.2.2 試作研究

上記のような冷媒の諸性質に対し、満足に使用しうる絶縁方式を確立するために図 3.4 に示すような、モデルコアに実物と同じコイルをそう入し、密閉容器内で冷媒に浸漬し端子から電圧が印加しうるような装置を製作した。これにより各種材料の機能と様相とを調査し、電圧も規定の 2 倍以上を印加して加速試験を行ない、コロナの発生状況とそれによる材料の変化の状況なども調査した。

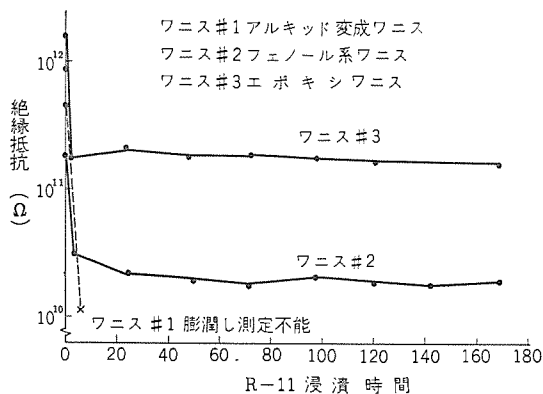


図 3.5 冷媒 R-11 浸漬によるワニスの絶縁抵抗の変化
Fig. 3.5 Changes of insulation resistance of varnish due to immersion in refrigerant R-11.

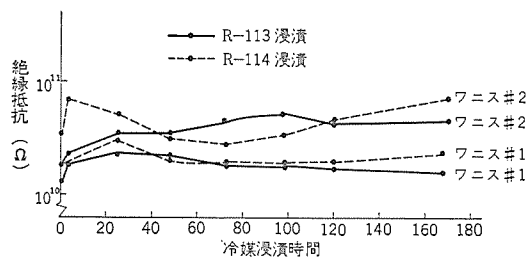


図 3.6 冷媒 R-113 および R-114 浸漬によるワニスの絶縁抵抗の変化
Fig. 3.6 Changes of insulation resistance of varnish due to immersion in refrigerant R-113 & R-114.

表 3.5 冷媒浸漬による機械的強度の変化

種類	条件	浸漬前 浸漬後(7日間) 平均値				外 観 検 査
		R-11	R-113	R-114		
ワニスクロス(kg/mm ²)	4.27	3.04	3.45	3.34	いずれも変化なし	
ワニスガラスクロス "	10.58	11.82	13.26	13.18	いずれも変化なし	
マイカテープ(A) "	5.75	—	4.29	4.69	R-11には侵される, 他異常なし	

表 3.6 冷媒における抽出量 % (7 日浸漬後)

	R-11	R-113	R-114	外 観
ワニスクロス	6.87	3.70	1.50	変化なし
ワニスガラスクロス	4.21	1.41	0.54	変化なし
マイカテープ (A)	6.09	4.10	0.65	R-11には侵される, 他異常なし
エポキシ	0.11	0.02	0.02	変化なし
マイカテープ	8.92	2.96	0.39	R-11に 侵される, 他異常なし
ワニス #1	0.15	0.04	0	変化なし
ワニス #2	0.32	0.01	0.01	変化なし
ワニス #3				

これらの試験は冷媒のみでなく冷凍機油との混合物についても行ない、さらに冷媒の液状、ガス状、いずれの場合についても実施した。

これらの試験結果の数例を、図 3.5、図 3.6 および表 3.5、表 3.6 に示しておく。図 3.5、図 3.6 は耐冷媒ワニス開発初期の基礎的資料で、いずれのワニスも R-11 に対しては絶縁抵抗が初期において 1 ケタぐらい低下するが、その後は安定することを示している。しかし、その数値は問題となるほどのものではない。R-113 および R-114 については、絶縁抵抗の変化はほとんど認められない。表 3.5 および表 3.6 は、材料の抗張力の変化および抽出量は R-11 に最も強く影響され、R-113 および R-114 は影響が弱く、かつ両者の差もあまり見受けられないことを示している。

3.2.3 標準絶縁方式

上記のような基礎的な実験から耐冷媒ワニスとして好適なものを開発し、各冷媒に対して満足な性能を持った材料を選定し

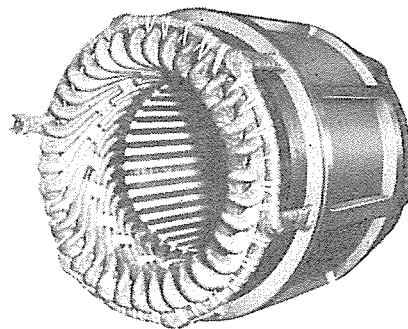


図 3.7 ターボ冷凍機 R-11 用電動機
コイル巻線完成後の状況
Fig. 3.7 Completely wound motor stator for turbo-refrigerator.

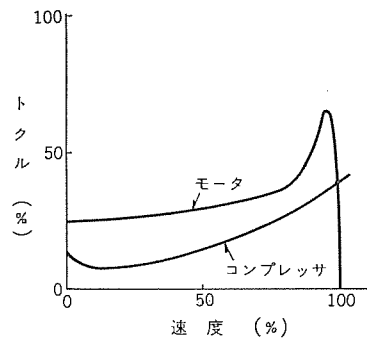


図 3.8 電動機およびコンプレッサの起動時トルク
Fig. 3.8 Starting torque of motor and compressor.

て標準絶縁方式を開発し、さらに前記のモデルテストによりその性能を確認して、つぎに示すような方式を確立した。

すなわち、R-11 に対しては、素線にエポキシガラス二重巻線を使用し、絶縁には、エポキシガラスマイカラップ、またはテープを用い、ワニスには、エポキシワニスを採用し、構造用材料として必要な箇所には、メラミンガラス積層板を用いている。

また、R-113 および R-114 に対しては、アルキッドワニス二重ガラス巻線、ガラスマイカラップおよびアルキッドワニス処理ガラスクロス、またはテープを用い、ワニスは当社独特のサーモセットワニスを用いている。

また口出線にはテフロン絶縁電線を用いており、電動機全体として耐冷媒性、耐油性はもとより、耐熱性も十分備えている。

これにより 6 kV 級以下の耐冷媒絶縁方式が確立され、いつでも受注に応ずる態勢が整っている。

図 3.7 は R-11 用に使用される電動機のコイル巻線状態を示すものである。

3.3 起動特性

前述のように電動機はカゴ形を採用するため、とくに大容量機または電源容量の小さいところで使用する場合には、起動が問題となる。密閉形ターボ冷凍機に使用される電動機は、2 極の電動機であり、そのトルク特性は一般に起動後最大トルク点の寸前までほとんどフラットな形状を示す。図 3.8 は電動機の発生トルクとコンプレッサの要求するトルクの代表例を示す。このため起動トルクが重要なことはもちろんであるが、最大トルク点寸前での加速トルクを大きくすることも忘れてはならない。

また起動電流を制限する方法としては、起動電力率を低下させず、しかも電動機の端子電圧が自由に調整しうる起動補償器方式が理想的である。したがって問題になるのは電動機の起動トルク対起

動電流，すなわち起動力率特性である。

起動力率は起動時の回転子抵抗と短絡リアクタンスによって支配される。すなわち

$$\cos \phi_L \cong \frac{r_r}{\sqrt{r_r^2 + x_L^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{x_L}{r_r}\right)^2}} \cong \frac{T_L}{\sqrt{3} E I_L} \dots (3.1)$$

ただし $\cos \phi_L$: 起動力率

r_r : 拘束時の回転抵抗

x_L : 拘束時の短絡リアクタンス

T_L : 拘束トルク

E : 端子電圧

I_L : 拘束電流

したがって， $\cos \phi_L$ を大きくするには (x_L/r_r) をできるだけ小さくしなければならない。

また最大トルク点寸前のトルクは，最大トルク点のすべりを大きくすることによって増大することができる。このすべりは

$$ST_{\max} \cong \frac{r_r'}{x} \dots (3.2)$$

ただし r_r' : 運転時の回転子抵抗

x : 運転時の短絡リアクタンス

で与えられるから式 (3.1) と式 (3.2) とを観察すれば，つぎの

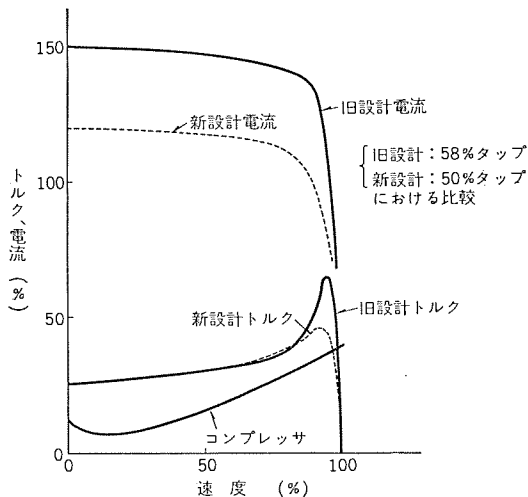


図 3.9 起電特性の改善性

Fig. 3.9 Example of improved starting characteristic.

ような結論が得られる。すなわち，起動特性を改善するには，

- (1) 起動時 運転時とも回転子抵抗をなるべく大きくする。
- (2) 起動時 運転時とも短絡リアクタンスをなるべく小さくする。

幸いにして，ガス冷却式密閉形電動機は前記のようにきわめて大きな冷却能力をもっているため，運転時の回転子抵抗は他の特性が許す限り相当大きな値にすることができる。そして与えられた抵抗値に対し表皮効果の大きいミジ形状を選んだ起動時の抵抗を増大させることが望ましい。

つぎに抵抗が決定すれば，短絡リアクタンスを小さくすることが望ましい。このことは全電圧起動時の起動電流を小さくすることとは相反した条件となり，一般に誤解され易いが，起動補償器を用いる場合には忘れてはならない点である。

このような観点からわれわれは，特殊なクサビ形ミジの形状を決定し好成績を収めることができた。図 3.9 は，その一例を示すがほぼ同程度の加速トルクに対し，起動電流が相当に減少することが認められる。前記の 100 RT 以下の標準品に対しては，電源電圧の変動なども考慮の上 55% タップにおいて，起動電流は定格値の 170% 以下を保証することができる。またその場合電動機は，15 秒以内に加速しうる。

4. む す び

以上密閉形水冷式およびガス冷却式ターボ冷凍機用電動機の概要について述べたが，これらの形のターボ冷凍機は今後，さらに飛躍的な需要の増大が予測されるので，今までの製作上の経験をふみだしにして，特性上さらにコストの面から一段とすぐれた製品を作り出すため努力するつもりである。名古屋製作所の水冷方式のものと，長崎製作所のガス冷却方式のものとは構造上大きな差異があるので項を分けて，その特異な構造，冷却方式，潤滑，絶縁方式電動特性について解説した。現在は約 200 冷凍 t 以上の冷凍機にはほとんどハーメック形は製作されておらず，したがって電動機としては巻線形のサイレンサ付き開放形のもの，あるいはクーラ付きの全閉内冷形のものが使用されているが，将来，これらの範囲まで拡大される傾向がうかがえるので，逐次大容量のものについても検討続行中であり，さらに研究改善を進めるつもりである。

最近における社外講演一覧

年 月 日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所属場所
37-11-17~19	電気通信学会全国大会	水晶制御 FM 発振器の温度補償	小林 信三	無線機
37-11-17~19	電気通信学会全国大会	FM 負帰還復調器の最適 フィルタ	小林 信三	無線機
37-11-17~19	電気通信学会全国大会	同軸形電力分配器	川上 昭	無線機
37-11-17~19	電気通信学会全国大会	ASDE (空港地表面探知装置) の改良形の試験結果について	中 司 浩 生	無線機
37-11-17~19	電気通信学会全国大会	5GC 位相調整器による連続位相制御	近 藤 輝 夫	無線機
37-11-17~19	電気通信学会全国大会	5GC 位相調整器による自動最適値制御	近 藤 輝 夫	無線機
37-11-17~19	電気通信学会全国大会	単一チャネルの自動誤字訂正装置	竹内康太郎	無線機
37-11-17~19	電気通信学会全国大会	結合器を用いた導波管切換の一方式	尾形陸奥男	無線機
37-11-17~19	電気通信学会全国大会	列車無線トンネル伝播中継器	笹 田 雅 昭	無線機
37-11-28	品質管理 ゼミナ (応用コース)	各種抜取検査	市 田 嵩	無線機
37-12- 3~ 4	東京電力	避雷器に関する技術説明	永 井 信 夫	伊 丹
37-12- 6	規格協会関西支部	標準化と品質管理 ゼミナ “社内規格”	小鳥井 繁	本 社

力 平 衡 形 変 換 器

吉 山 裕 二*・江 沢 孝 吉*

Force Balance Type Transducer

Research Laboratory Yūji YOSHIYAMA・Takayoshi EZAWA

Based on the principle of an automatic feedback control system and provided with a very sturdy feedback element of an electromagnet, a force balance type transducer—the most popular detector in the process measurement—can be possessed of high stability and high accuracy. A transducer described herein is one developed by Mitsubishi with a compact and strong permanent magnet of its own product being employed, inductance of stability and high sensitivity for a position detector of a moving part and silicon semi-conductors for the elements of electronic circuits, thus a very compact and high performance unit being made available. All the essential particulars of the transducer are elucidated together and lastly a pressure transducer combined with a Bourdon tube and springs is exemplified.

1. ま え が き

プロセス工業の自動制御が近年ますます進展し、計算機制御などの高度かつ複雑な制御方式も研究実用化が進められてきているが、これらの制御機能を遂行させるためには、まずプロセス諸量を電氣的プロセス信号に変換する高性能の検出変換器が必要である。

圧力、流量、液位などのプロセス諸量を電氣的統一信号に変換するために、現在もっとも普遍的に用いられている変換器は力平衡形変換器となっている。この変換器の基本原理解は米国 Manning Maxwell & Moore 社で開発されたものであるが、わが国でも各電機および計測器メーカーともプロセス変換器としてこの原理のものを採用しているところが多い現状である。

この変換器は変換器自体に自動平衡原理を導入し、堅ろうな電磁形復元要素を使用することによって、きわめて安定、小形、高精度かつ応答速度の速い特長をもたせているが、本文で紹介するものは種々の独特の方法を加えて作成したものである。すなわち電子回路素子はすべてシリコン半導体を用い、回路自体を高温まで耐えるようにし、電磁石は小形で強力な三菱磁石材料を使用し、また可動コイル位置検出に堅ろうかつ高感度のインダクタンスを用いて、たとえば圧力発信器としてブルドン管と組み合わせても、従来の市販品では見られない寸法に小形化し、性能としての感度、直線性、応答速度ともきわめてすぐれた値をもつようにした。

本文では変換器の変換原理、電磁復元要素、変換器の構成内容、各部の特性と総合性能、圧力発信器としての例について述べる。

2. 変換原理と変換器制御系

変換器の原理は図2.1で示される。圧力、流量などのプロセス量はブルドン管、ペローなどを介して変位の形でスプリングSに与えられ、力に変換されて平衡ビームBを動かす。このビームの動きが発振増幅器の発振コイルOCで検知され、発振振幅を変え、増幅器の出力電流を変化させる。この出力電流の一部はビームBに取り付けた可動コイルMCへ帰還される。このコイルは永久磁石PMとヨーク間の空

き内にあるので、可動コイルに働く力はコイルに流れる電流と空け磁束密度の積に比例し、この力とスプリングSに加わる力と平衡する位置で静止する。したがって増幅器の出力電流がスプリングSに加わる力、すなわち測定すべきプロセス量に比例する。

このシステムは零位形の自動制御系であるから、制御系の系統図で示すと図2.2のようになる。ブルドン管、ペローなどはバネの一種とみなせるので、伝達関数 G_B は図のように二次振動系で表現され、また連結スプリングも図のように二次系で示される。

可動部分の伝達関数は力と可動コイル電流の比で、比例常数 K_M で示され、帰還部に入り、入力信号としての力と帰還信号としての力の二つの差が可動コイル振動系により変位として検出される。

図2.2の系統図で出力電流 I_0 と入力信号による力 F_i との関係

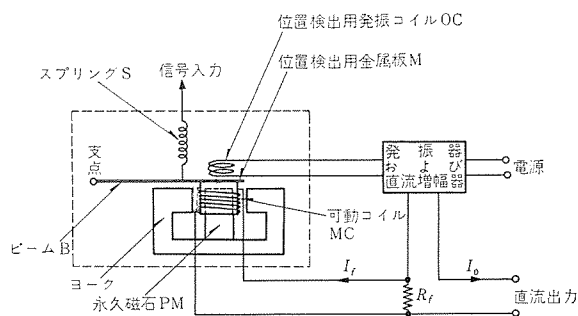


図 2.1 力平衡形変換器原理図
Fig. 2.1 Schematic of force balance type transducer.

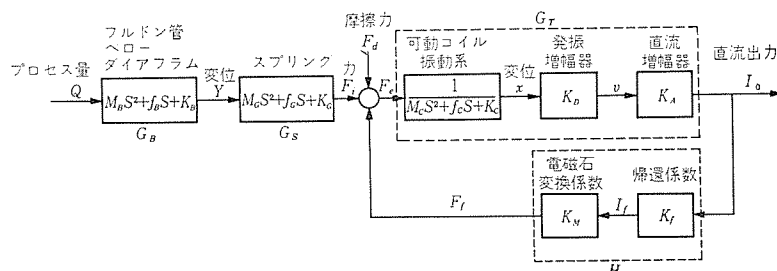


図 2.2 変換器系統図
Fig. 2.2 Block diagram of transducer.

は可動部分の摩擦力 F_d をゼロとすると次式で示される。

$$\frac{I_0(S)}{F_i} = \frac{K_D K_A}{M_C S^2 + f_C S + K_C + K_D K_A K_M K_f} \quad \dots\dots(2.1)$$

ただしここで I_0 : 出力電流, F_i : 入力信号による力, K_D : 発振器出力電圧対可動部変位の比, K_A : 直流増幅器の利得, K_f : 帰還部の出力比, K_M : 可動部の力と帰還電流の比, M_C : 可動部分の重量, f_C : 可動部分の粘性係数, K_C : 可動部分のバネ定数である。

式(2.1)より $K_D K_A \gg K_C$ に選択するならば定常状態において

$$\left. \frac{I_0(S)}{F_i} \right|_{S \rightarrow 0} \doteq 1/K_M K_f \quad \dots\dots(2.2)$$

となり, 出力電流と入力信号間の比例性が成立する。また可動部分の負荷摩擦などは図2.2の系統図で入力誤差信号に比例する力 F_e に誤差を生ぜしめ, 式(2.2)の比例性をそこなわせる。

固有振動数は式(2.2)から次式で示される。

$$f_C = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_D K_A K_M K_f + K_C}{M_C}} \quad \dots\dots(2.3)$$

以上の諸関係より K_D, K_A, K_M, K_f が大で M_C が小なるほど感度および応答速度が良好となるが実際には諸定数に制限があり性能が限定されることになる。このうち感度すなわち検出する入力信号の最低レベルは, 可動ビーム支点の機械的摩擦力 F_d と可動コイルの定格信号に対する力 F_f との比率から決定され, 測定すべき測定範囲の下限も感度を指定すると決まることになる。

応答速度は固有振動数とダンピング係数から制限され, 力平衡形変換器単体の固有振動数は式(2.3)から決まるが, この固有振動数は非常に高くなしうるので, 実際上はブルドン管, ペローなどとスプリングとから形成される機械的振動系で制限されることになる。

3. 可動コイルの生ずる力と電磁変換部諸定数との関係

可動コイルの生ずる力は磁石の空げき磁束密度と可動コイルに流れる電流の積に比例するが, 空げき内磁束密度は磁石材料, 磁石寸法および空げき寸法から決定され, 一方可動コイルに印加する電力は可動コイルの断面積から決定されるから, 測定対象のプロセス量がスプリングで力に変換される範囲を決定すると, その平衡力を生ぜしめる可動コイル, 磁石の寸法が自動的に決まることになる。

この可動コイルの生ずる力と磁石の諸元間の関係はつぎのようになる。

可動コイルの生ずる力は次式で示される。

$$F_f = B_g l_c I_f \quad \dots\dots(3.1)$$

ここで F_f : 可動コイルの生ずる力 (dyne), B_g : 空げき磁束密度 (gauss), I_f : 可動コイルに流れる電流 (ab amp), l_c : 可動コイルの全長 (cm) である。

また空げきの磁束密度 B_g は次式で与えられる。

$$B_g = H_m L_m / f' L_g \quad \dots\dots(3.2)$$

ここに H_m : 起磁力 (oersted), L_m : 磁石の有効長 (cm), L_g : 空げき長 (cm), f' : 磁気抵抗係数である。

また別の表現式として次式でも与えられる。

$$B_g = B_m A_m / f A_g \quad \dots\dots(3.3)$$

ここで B_m : 磁石内磁束密度 (gauss), A_m : 磁石の有効断面積 (cm²), A_g : 磁束の有効断面積 (cm²), f : 漏れ係数である。式(3.2), (3.3)より次式をうる。

$$B_m / H_m = f A_g L_m / f' L_g A_m \quad \dots\dots(3.4)$$

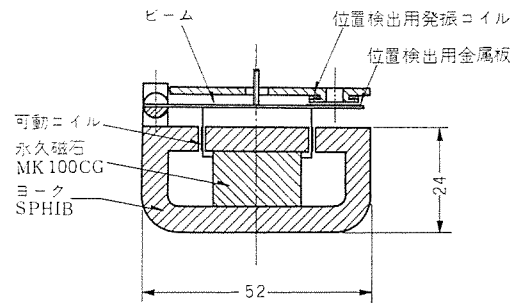


図 3.1 磁石構造

Fig. 3.1 Cross section of electromagnet.

また磁束の有効断面積 A_g , およびコイルの全長 l_c を各次式のように置換する。

$$A_g = Ch \quad \dots\dots(3.5)$$

$$l_c = m \eta L_g h C \quad \dots\dots(3.6)$$

ここで h : 空げき部分の高さ, C : 空げき部分の平均円周, m : 単位断面積当りのコイルの巻数, η : 占積率である。

式(3.5), (3.6)および式(3.4)を(3.1)積に代入し変形すると次式をうる。

$$F_f = \sqrt{\frac{\eta}{f f' \rho}} B_m H_m A_m L_m P_w \quad \dots\dots(3.7)$$

ここで ρ : 比抵抗, P_w : コイルに印加される電力である。

式(3.7)が可動コイルの生ずる力とコイルに加わる電力, 磁石材料の特性, 磁石寸法間関係を示す式で, 右辺パラメータ中 B_m, H_m は磁石材料により決まり, A_m, L_m は磁石寸法で決まり, $\eta/f f'$ は磁路の構造, P_w はコイルに加える電力, ρ はコイル材料の比抵抗で決まる。可動コイルに印加する電力と空げき部分の大きさとの関係は次式で示される。

$$P_w = \eta A_g C \rho \sigma_f^2 \quad \dots\dots(3.8)$$

ここで A_g : 空げき部分の断面積, σ_f : コイルの電流密度である。式(3.8)の右辺中 $\eta \rho \sigma_f^2$ は定数, $A_g C$ は空げき部分の体積であるから可動コイルに印加する電力は空げき部分の体積に比例する。

式(3.7), (3.8)の関係から測定すべき力の範囲が決定すると, その力に対応する磁石部分の寸法が決定されることになる。

図3.1はこの変換器の磁石部分の断面を示す。磁石材料は三菱MK-100GCである。磁石のエネルギー乗積曲線と磁石寸法とより式(3.2), (3.3)を用いて B_g を算出し, 式(3.1)に代入した計算値とコイル電流に対する力の実測値は0.5%内の精度でよく合致している。

4. 変換器の構成と各部分の特性

図4.1はこの変換器の電氣的結線図である。可動コイルの位置検出は安定なインダクタンス形を用い, 可動ビームの先端にアルミハクをはり付け, 可動コイルの移動によるアルミハクと検出コイル間の空げき変化を検出コイルのインダクタンス変化に変換し, シリコントランジスタを用いたコルピッツ発振回路の振幅変化に変えている。この振幅変化をシリコンダイオードで整流し, シリコントランジスタ2段で直流増幅して最大800Ωの出力負荷へ4~20mA DCのプロセス統一信号を与え, また出力側と並列に可動コイルへ帰還している。

4.1 位置検出用発振コイルのインダクタンス

検出コイルは小形で大きなインダクタンスをうするため, 多層巻を使用している。図3.1に磁石に対する関係位置および形状を示して

ある。アルミハクのない場合の コイル の自己 インダクタンス の計算式は 次式で示される。

$$L_d = K_n \frac{4\pi^2 r_d^2 N_d^2}{l_d} \times 10^{-9} \quad (\text{H}) \quad (4.1)$$

ただしここで L_d : コイル の インダクタンス, r_d : コイル の 中心半径, l_d : コイル の 高さ, N_d : コイル の 巻数, K_n : 長岡係数である。長岡係数 K_n は多層巻では次式で与えられる。

$$K_n = 1.1 + 0.9 \frac{r_d}{l_d} + 0.32 \frac{t_d}{r_d} + 0.84 \frac{t_d}{l_d} \quad (4.2)$$

ただし t_d : コイル の 幅 である。

各寸法より K_n を求め、さらに式 (4.2) へ代入して求めた計算値と実測値は 2% の精度内で合致している。

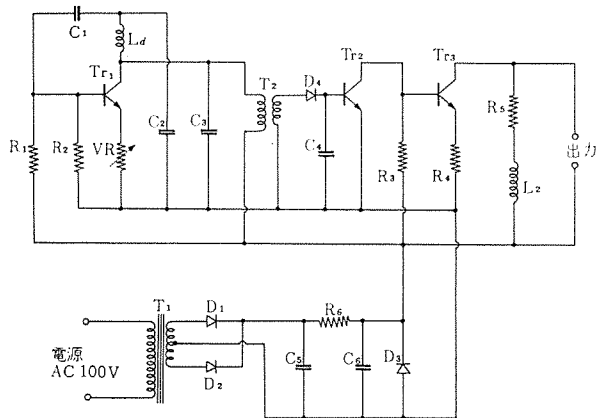


図 4.1 変換器結線図
Fig. 4.1 Electronic circuits of transducer.

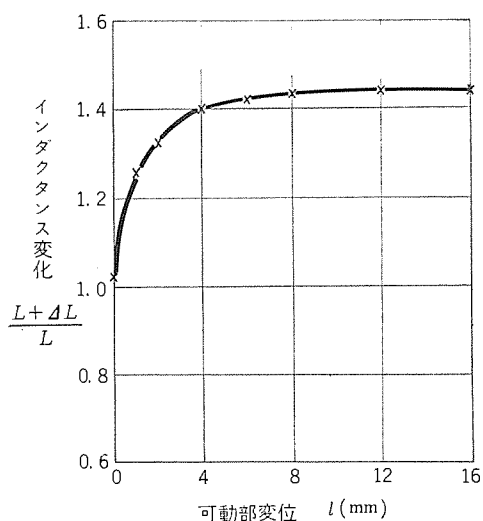


図 4.2 検出コイルのインダクタンス変化
Fig. 4.2 Characteristics of inductance variation in the detector coil.

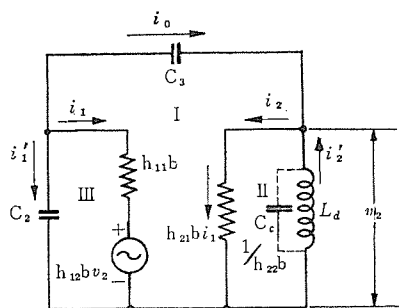


図 4.3 発振回路の等価回路
Fig. 4.3 Equivalent circuits of oscillator.

検出 コイル 端面と アルミハク 間の距離の変化に対する インダクタンス 変化の状態を図 4.2 に示す。特性は対数曲線に近く、距離の小さいところで変化が大きい。

4.2 発振回路

図 4.1 の結線図の発振回路部分の等価回路は トランジスタ を h パラメータを用いて変換すると図 4.3 で示される。この等価回路について回路方程式を立て、発振する条件を実数部および虚数部について求めると次式が成立する。

実数部をゼロとおいて

$$\frac{L_d}{C_2} \left\{ \left(\frac{h_{12b}h_{21b}}{h_{22b}} + \frac{h_{12b}}{h_{22b}} \right) - \left(\frac{h_{21b}}{h_{22b}} + h_{11b} + \frac{1}{h_{22b}} \right) \right\} + \frac{L_d}{C_3} \left(\frac{h_{12b}h_{21b}}{h_{22b}} - h_{11b} \right) + \frac{1}{\omega^2 C_2 C_3 h_{22b}} = 0 \quad (4.3)$$

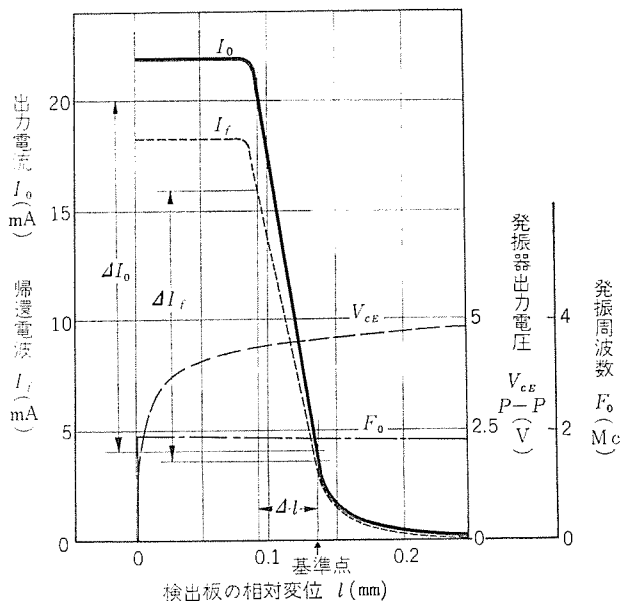


図 4.4 検出板の変位に対する出力電流、帰還電流、発信器出力電圧、発振周波数との関係
Fig. 4.4 Relation of output current, feedback current of transducer, output voltage of oscillator and frequency of oscillation with deflection of detector.

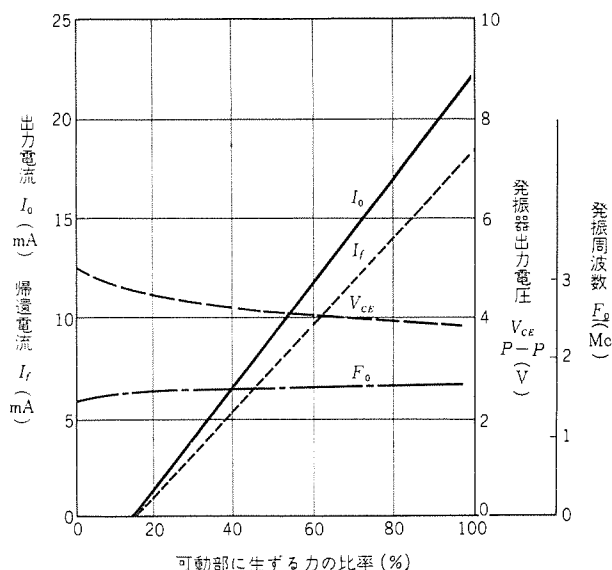


図 4.5 可動部の力と出力電流、帰還電流、発信器出力電圧、発振周波数との関係
Fig. 4.5 Relation of output current, feedback current of transducer, output voltage of oscillator and frequency of oscillation with force of moving coil.

虚数部は

$$\frac{h_{11b}}{h_{22b}} \left(j\omega L_d + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_3} \right) + \frac{L_d}{j\omega C_2 C_3} = 0 \quad (4.4)$$

式(4.3), (4.4)より次式が成立する.

$$\left(\frac{h_{22b}}{C_2 C_3 h_{11b}} + \frac{C_2 + C_3}{L_1 C_2 C_3} \right) \left\{ (h_{12b} h_{21b} - h_{11b} h_{22b}) \frac{(C_2 + C_3)^2}{C_2 C_3} + \frac{C_2 + C_3}{C_2} (h_{12b} - h_{21b} - 1) \right\} + \frac{C_2 + C_3}{L_1 C_2 C_3} = 0 \quad (4.5)$$

式(4.5)が発振するためのトランジスタ定数と回路定数間の関係である.

発振周波数は式(4.4)より次式で示される.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_2 C_3} \left(\frac{C_2 + C_3}{L_d} + \frac{h_{22b}}{h_{11b}} \right)} \quad (4.6)$$

使用トランジスタの h パラメータ中 h_{22b} は小さく h_{11b} の 10^{-5} 以下であるので式(4.6)の右辺第2項は無視できて, 発振周波数は同調回路の共振周波数で決まるとみなしうる.

検出コイルのインダクタンス変化に対し発振振幅が変化するのはいンダクタンス変化により Q が変化し, またトランジスタの電流増幅率 h_{21e} の飽和によるものである.

図4.4は可動ビーム検出板の変位に対する発振器出力電圧, 発振周波数, 出力電流, 帰還電流の特性をまとめて示したものである. 図4.5は可動コイルに加わる力の比率に対し, 各電圧, 電流, 周波数を示してある.

5. 総合特性

総合特性としてはウルドン管, ベローなどの機械的変換部分を含めたプロセス変換器としての性能と, 機械的変換部分を除いた力平衡形変換器単体としての性能の二つに分けて考えられるが, 始めに力平衡形変換器単体としての総合性能について述べ, つぎにウルドン管, スプリングと組み合わせて圧力発信器とした場合の例について述べる.

5.1 力平衡形変換器単体の特性

力平衡形変換器単体の場合, 入力信号は力であるが, 総合性能

表 5.1 性能表

内 容	力平衡形変換器単体	力平衡形圧力発信器
出力信号	4~20 mA. D.C	4~20 mA. D.C
出力インピーダンス	800 Ω	800 Ω
直 線 性	0.04% 以内	0.06% 以内
感 度	0.01% 以上	0.01% 以上
固有振動数	320 c/s	45 c/s
電源電圧変動の影響	$\pm 10\%$ 変動に対し 0.013% 以内	$\pm 10\%$ 変動に対し 0.15% 以内
周囲温度の影響	40°C で 0.3% 内 60°C で 0.5% 内	40°C で 0.3% 内 55°C で 0.5% 内
リップル含有率	0.63% 以下	1.25% 以下
所要電力	3.2 W	3.2 W

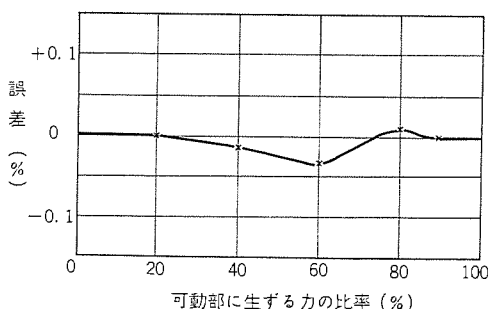


図 5.1 力に対する出力電流の直線性誤差
Fig. 5.1 Error curve of linearity between output current and force.

は2~4節にわたって検討した各部の特性の総合として決定され, 列記すると以下のとおりである.

(1) 直線性

可動部にかかる力と出力電流との関係は図4.5に示したが, この特性の直線性からの誤差を示すと図5.1のようになり, 誤差は全域にわたって0.035%内である.

(2) 感 度

実測の結果0.01%以上はあることが確かめられた.

(3) 電源電圧変動の影響

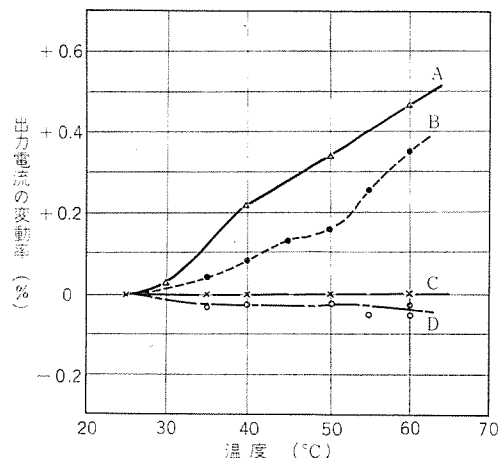
電源電圧が $\pm 10\%$ 変動した時の出力電流に及ぼす影響は実測の結果, 最大誤差が -10% 変動において生じ, -0.0125% 以下である.

(4) 固有振動数

固有振動数は実測値で320 cpsをえ, 計算でも式(2.3)において $K_c=0$ とおき, 各定数を図4.4, 図4.5から求めてえられ, 計算値と実測値が2%内の精度で合致している.

(5) 温度特性

図5.2は各部分および変換器全体の温度による影響を示してある. 電子回路のみは60°C以上になるまで変化しても出力電流の誤差として0.05%以下で, シリコントランジスタ使用の効果が顕著であることを示している. 変換器全体としては空けき磁束密度の温度係数, 膨張による電磁変換部分の形状変化などにより, 60°Cで0.4%を越える.



A: 変換器全体の温度特性
B: 電磁変換部のみ温度変化による影響
C: 電源回路のみ温度変化による影響
D: 発振増幅回路のみ温度変化による影響

図 5.2 温度特性

Fig. 5.2 Temperature characteristics.

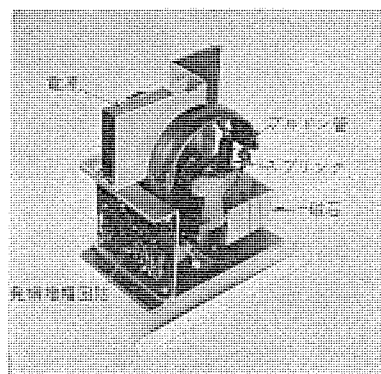


図 5.3 力平衡形圧力発信器内部構造
Fig. 5.3 Interior view of force balance type pressure transducer.

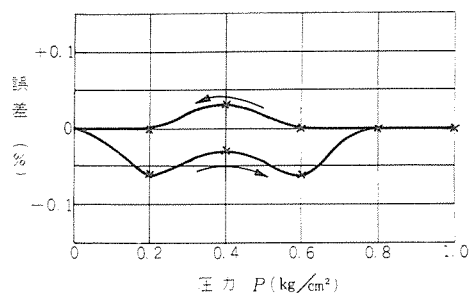


図 5.4 圧力発信器の圧力に対する出力電流の直線性誤差
Fig. 5.4 Error of linearity between output current and pressure in pressure transducer.

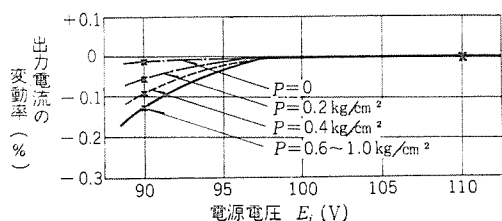


図 5.5 圧力発信器の電源電圧変動による影響
Fig. 5.5 Effect of source voltage variation in pressure transducer.

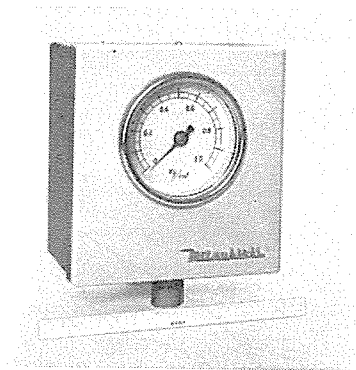


図 5.6 力平衡形圧力発信器外観
Fig. 5.6 Exterior view of force balance type pressure transducer.

(6) ドリフト

点火後 8 時間以上経過してもドリフトは認められない。

5.2 圧力発信器としての諸性能

ブルドン管、ペロー、ダイヤフラムなどとスプリングの機械的変換部と組み合わせてプロセス変換器とした場合は、精度は機械的変換部の

ヒステリシス、直線性などで制限され、固有振動数も機械的変換部の固有振動数で制限され、結局総合性能が機械的変換部分の特性で押えられることになる。しかしこれらの機械的変換部分もよく材料、構造を選択し、特性を検討すればかなり良好な総合性能を得る。

図 5.3 はブルドン管、スプリングと電磁変換部、電子回路を組み合わせて圧力発信器とした例の内部構造を示す写真で、測定圧力範囲は 0~1 kg/cm² である。図 5.4 はこの変換器の圧力に対する出力電流の直線性からの誤差を示す特性曲線でヒステリシスを含めて 0.1% 以内に入っている。図 5.5 は電源電圧変動の影響を示す特性例で測定圧力により多少変わるが、-10% 変動に対し最大 0.15% 以内である。

表 5.1 に各性能を力平衡形変換器単体の場合と比較して一覧表に示してある。図 5.6 は全装置の外観で、受圧機構、電磁変換部、電源、発振増幅器すべてが 125×130×80 (mm) の小形ケース内に収納されている。

6. む す び

プロセス変換器としての力平衡形変換器が自動平衡原理と堅ろうな電磁形復元要素を使用している理由できわめて安定かつ高精度の性能を持たせうるが、この変換器の制御系と電磁変換可動部の力に及ぼす諸定数間の関係を述べ、必要な復元力を決定すれば自動的に磁石部分の寸法が決まることを示し、変換器の構成内容として磁石に小形で強力な三菱 MK-100GC を使用し、変位検出に安定高感度なインダクタンس法を用い、また電子回路素子にシリコン半導体を用いて、全寸法としてきわめて小形かつ総合性能としてもすぐれたものになしうることを特性例をあげて示した。

プロセス計測制御の発展とともに多量に必要とされるこの種変換器への性能向上の要求がますます厳しくなるであろう。

終わりに変換器と開発するにあたり、種々のご指導と有益なご助言を賜った社内計測関係のかたがたに対し厚く謝意を表します。

(昭 38-2-12 受付)

参 考 文 献

- (1) Harry R. Karp: Electronic Process Control Systems, Control Engineering. Nov. (1958).
- (2) Werner G. Holzlock: Simplified Equations Speed Moving Coil Design, Control Engineering. May (1961).

ま え が き

電力系統問題の解析においては同期機の特性を必要とすることが多い。同期機に限らず多くの電気機器は導電体、磁性体、絶縁体からなる空間的な構造物であって、そこにおける電磁現象は Maxwell の基本方程式（偏微分方程式）をそれぞれの問題に応じた条件のもとで解くことによって求められる。このような複雑な境界条件のもとで偏微分方程式を解くということは一般には困難な問題であって、実用的見地からは不必要である場合が多い。

同期機を電力系統構成回路素子の一つとして取り扱う場合、たとえば系統の安定問題など（低い周波数領域）を検討するときには集中定数回路とし、数式的には常微分方程式として取り扱って十分である。また雷サージ（高い周波数領域）に対してはコイル間、コイルと鉄心間の分布静電容量を考慮しなければならないが、機械の運動方程式には注目する必要はなく同期機の特性はサージ・インピーダンスで表現できる。このように物理現象の解析にあたっては、対象とする問題の本質をどう察し、現象解明に必要な要因を抽出して、適当な近似を行なうことが重要である。

同期機を集中定数回路で表わす方程式は古くから多くの文献に引用され衆知のものであるが、念のため今一度ここに写しておく。この方程式を基礎とし、種々の現象に対しそのおのおのの現象の特長に注目してそれに對する近似式について説明する。

(I) 同期機の基礎方程式においては同期機を集中定数回路としかつ線形近似したときの方程式を導き、それに関連した 2, 3 の事項について述べる。 (II) 同期機インピーダンスの周波数特性の項においては現象の周波数領域に注目しその領域での同期機の等価回路を示す。 (III) 電力系統につながれたときの同期機の取り扱いにおいては 2 機ないし多機問題、制御系との関係などについて述べる予定である。

この稿においては比較的低い周波数に対する特性式について論じ、同期機の高周波特性、サージ特性についてはふれない。

I. 同期機の基礎方程式

同期機を集中定数回路でかつ磁気飽和などの非線形特性を無視したときの方程式を導き、さらにこれをもとに、磁気飽和の影響を近似的に導入した等価回路をしるす。

1. 座標変換 (Park の座標と Kron の座標)

三相交流回路の数学的取り扱いにさいしては、対称座標系、 α - β -0 座標系 (Clarke の座標系)、Park の座標系、Kron の座標系など、いろいろの座標系が問題に応じて用いられている。これらの座標系はみかけは異なるがいずれも インピーダンス 行列の対角比を目標としていることでは同じである。

ここでは同期機の解析に密接な関係をもつ

Park の座標系：同期機の磁軸に固定し、これとともに回転する座標系……同期機の方程式が簡単に表現される。

Kron の座標系：同期速度（一定）で回転する座標系……多期問題に有利

についてその変換公式を示す。

a, b, c 座標において表わされた電磁量 $\begin{pmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{pmatrix}$ を

d - q -0 座標 (Prak, Kron の座標系) の量 $\begin{pmatrix} k_0 \\ k_d \\ k_q \end{pmatrix}$ に変換する行列 T^{-1} は、

$$\begin{pmatrix} k_0 \\ k_d \\ k_q \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 \cos \theta & 2 \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 2 \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -2 \sin \theta & -2 \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -2 \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

その逆変換 T は、

$$\begin{pmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \cos \theta & -\sin \theta \\ 1 \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ 1 \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_0 \\ k_d \\ k_q \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

である。

Kron の座標は、同期速度で回転する座標系であって、

$$\theta = \omega t - \theta_0 \quad (1.3)$$

とおいたものである。Park の座標系においては、 θ は電機子 a 相 コイル の中心軸と回転子磁軸 (N 極) とのなす角度であって、同期速度で回転するとは限らない。同期速度で回転する軸 (Kron の座標軸) との偏差を $\Delta\theta$ とすれば、

$$\theta = \omega t + \Delta\theta + \theta_0 \quad (1.4)$$

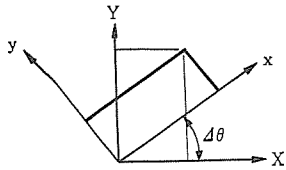
と書くことができる。したがって、Park の変換行列と Kron の変換行列との間の関係は、

$$\frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 \cos (\omega t + \Delta\theta + \theta_0) & 2 \cos \left(\omega t + \Delta\theta + \theta_0 - \frac{2\pi}{3} \right) & 2 \cos \left(\omega t + \Delta\theta + \theta_0 - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -2 \sin (\omega t + \Delta\theta + \theta_0) & -2 \sin \left(\omega t + \Delta\theta + \theta_0 - \frac{2\pi}{3} \right) & -2 \sin \left(\omega t + \Delta\theta + \theta_0 - \frac{4\pi}{3} \right) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ 0 & -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 \cos (\omega t + \theta_0) & 2 \cos \left(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3} \right) & 2 \cos \left(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -2 \sin (\omega t + \theta_0) & -2 \sin \left(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3} \right) & -2 \sin \left(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3} \right) \end{pmatrix} \quad (1.5)$$

すなわち

$$\begin{aligned} T_r^{-1} &= T^{-1} \cdot T_k^{-1} \\ T_{\Delta}^{-1} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ 0 & -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \\ T^{-1} &= T_{\Delta} \cdot T_r^{-1} \\ T_{\Delta} &= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ 0 & \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \quad (1.6) \end{aligned}$$

である。



$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}$$

図 1.1 平面上での回転座標変換

Park の座標系における電磁量を $k d_r = \begin{pmatrix} k_{or} \\ k_{dr} \\ k_{qr} \end{pmatrix}$

Kron の座標系における電磁量を $k_d = \begin{pmatrix} k_0 \\ k_d \\ k_q \end{pmatrix}$ とすれば、

$$k_d = T_k^{-1} \cdot k_a = T_d \cdot T_r^{-1} k_a = T_d \cdot k_{dr}$$

すなわち

$$\begin{pmatrix} k_0 \\ k_d \\ k_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ 0 & \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} k_{or} \\ k_{dr} \\ k_{qr} \end{pmatrix} \quad \dots\dots (1.7)$$

となる。

対称座標成分 i_{a1}, i_{a2}, i_{a0} と d - q -0 座標系における成分 i_d, i_q, i_0 との関連について調べておく。Rotor の回転速度を一定とし、基本波のみをとれば、

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(t+\phi_1) & \cos(t+\phi_2) & \cos(t+\phi_0) \\ \cos(t+\phi_1-\frac{2\pi}{3}) & \cos(t+\phi_2+\frac{2\pi}{3}) & \cos(t+\phi_0) \\ \cos(t+\phi_1-\frac{4\pi}{3}) & \cos(t+\phi_2+\frac{4\pi}{3}) & \cos(t+\phi_0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{a1} \\ I_{a2} \\ I_{a0} \end{pmatrix} \quad \dots\dots (1.8)$$

I_{a1}, I_{a2}, I_{a0} は基本波の振幅を示す

両辺に T^{-1} かけて、 d - q -0 成分に変換すれば、

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \phi_1 & \cos(2t+\phi_2) & 0 \\ \sin \phi_1 & -\sin(2t+\phi_2) & 0 \\ 0 & 0 & \cos(t+\phi_0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{a1} \\ I_{a2} \\ I_{a0} \end{pmatrix} \quad \dots\dots (1.9)$$

となる。すなわち、正相分は d - q 成分において直流成分となり、逆相分は 2 倍周波数成分となる。

2. 同期機の基礎方程式

2.1 同期機の方程式

同期機にかぎらず一般に電気機器においては、導体、磁性体、絶縁体が空間的に配置された構造をもち、電圧、電流、磁束などは時間の関数のみならず空間座標の関数でもある。すなわち、機器の特性をあらわす方程式は偏微分方程式 (Maxwell の方程式) となり、これを与えられた境界条件のもとで解く問題となる。これは実際には困難な問題であり、実用上は集中定数回路 (常微分方程式となる) として取り扱われる。同期機を系統を構成する一つの回路素子と考えるときには十分である。

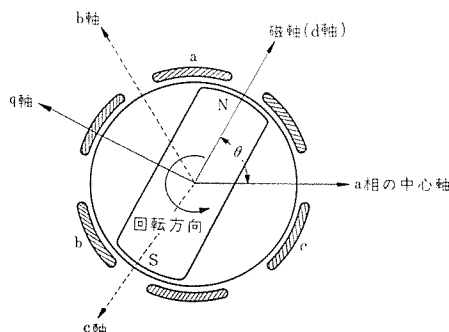


図 2.1 同期機構造概念図

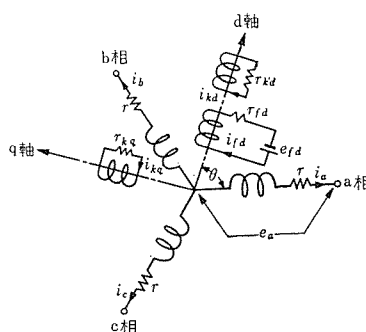


図 2.2 同期機回路概念図

以下に述べる同期機の方程式は Maxwell の方程式において、変位電流 ($\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$: $\mathbf{D}$ 電気変位)、負荷 (ρ) を無視、すなわち分布静電容量の効果を無視し、さらに導体寸法の影響 (電機子導体中の eddy current) など無視して、集中定数として導かれている。さらに鉄心の磁気飽和などの非線形特性は無視し、すべて線形と仮定している。

電圧の式

電機子:

$$\left. \begin{aligned} e_a &= P\psi_a - r i_a \\ e_b &= P\psi_b - r i_b \\ e_c &= P\psi_c - r i_c \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (2.1)$$

記号

e_a : a 相端子電圧

ψ_a : a 相に鎖交する磁束

i_a : a 相電流

a, b, c: 相回転は図 2.1 のとおり

r : 電機子巻線の抵抗

P : 微分演算子 d/dt t : time

界磁:

$$e_{fd} = P\psi_{fd} + r_{fd} i_{fd} \quad \dots\dots (2.2)$$

制動回路:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= P\psi_{kd} + r_{kd} i_{kd} \\ 0 &= P\psi_{kq} + r_{kq} i_{kq} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (2.3)$$

磁束鎖交の式

電機子:

$$\left. \begin{aligned} \psi_a &= -l_{aa} i_a - l_{ab} i_b - l_{ac} i_c + l_{afd} i_{fd} + l_{akd} i_{kd} + l_{akq} i_{kq} \\ \psi_b &= -l_{ba} i_a - l_{bb} i_b - l_{bc} i_c + l_{bfd} i_{fd} + l_{bkd} i_{kd} + l_{bkq} i_{kq} \\ \psi_c &= -l_{ca} i_a - l_{cb} i_b - l_{cc} i_c + l_{cfd} i_{fd} + l_{ckd} i_{kd} + l_{ckq} i_{kq} \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

記号

l_{aa} : a 相自己インダクタンス

l_{ab} : a 相, b 相間相互インダクタンス

他の添字も同様

界磁:

$$\psi_{fd} = -l_{fda} i_a - l_{fdb} i_b - l_{fdc} i_c + L_{fda} i_{fd} + L_{fkd} i_{kd} + L_{fkq} i_{kq} \quad \dots\dots (2.5)$$

制動回路:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{kd} &= -l_{kda} i_a - l_{kdb} i_b - l_{kdc} i_c + L_{kda} i_{fd} + L_{kka} i_{kd} + L_{kdk} i_{kq} \\ \psi_{kq} &= -l_{kqa} i_a - l_{kqb} i_b - l_{kqc} i_c - L_{kqfa} i_{fd} + L_{kqkd} i_{kd} + L_{kqq} i_{kq} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (2.6)$$

制動回路を一つの コイル で表現することは多少問題点があるが、簡単のためこうする。

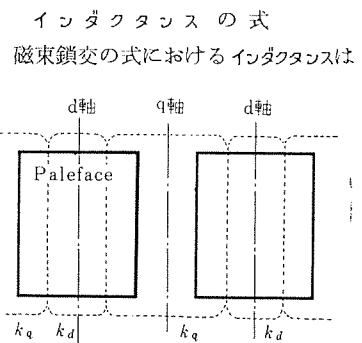


図 2.3 制動回路

界磁の回転角の関数になっている。

電機子自己 インダクタンス：

$$\left. \begin{aligned} l_{aa} &= L_{aa0} + L_{aa2} \cos 2\theta_a & \theta_a &= \theta \\ l_{bb} &= L_{aa0} + L_{aa2} \cos 2\theta_b & \theta_b &= \theta - \frac{2\pi}{3} \\ l_{cc} &= L_{aa0} + L_{aa2} \cos 2\theta_c & \theta_c &= \theta - \frac{4\pi}{3} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.7)$$

L_{aa0} ： 定数項

L_{aa2} ： 変化分

電機子相互 インダクタンス：

$$\left. \begin{aligned} l_{ab} &= -\left[L_{ab0} + L_{aa2} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \right] \\ l_{bc} &= -\left[L_{ab0} + L_{aa2} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ l_{ca} &= -\left[L_{ab0} + L_{aa2} \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.8)$$

回転子自己 インダクタンス：

L_{ffd} , L_{kkd} , L_{kkq} は一定

回転子相互 インダクタンス：

$$\left. \begin{aligned} L_{fkd} &= L_{kfd} \\ L_{fkq} &= L_{kdkq} = L_{kqfd} = L_{kqkd} = 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.9)$$

固定子（電機子）と回転子との相互 インダクタンス：

$$\left. \begin{aligned} l_{afd} &= l_{fad} = L_{afd} \cos \theta \\ l_{bfd} &= l_{fbd} = L_{afd} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{cfd} &= l_{fcd} = L_{afd} \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ l_{akd} &= l_{kad} = L_{akd} \cos \theta \\ l_{bkd} &= l_{kbd} = L_{akd} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{ckd} &= l_{kcd} = L_{akd} \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ l_{akq} &= l_{kaq} = -L_{akq} \sin \theta \\ l_{bkq} &= l_{kbq} = -L_{akq} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_{ckq} &= l_{kcq} = -L_{akq} \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.10)$$

2.2 座標変換 (Park 座標系)

前節に示した式 (2.1)～(2.10) によって同期機の特性は完全に表示されているわけであるが、このままでは係数に三角関数を含んでいて取り扱いが不便である。そこで適当な変換を用いて係数（インピーダンス）中の三角関数を消去し、定数係数とする。

同期機の自己および相互 インダクタンス が式 (2.7)～(2.10) の形に書けるときには Park の変換式によって、同期機の式は下記のようなになる。

電圧の式

電機子：

$$\left. \begin{aligned} e_d &= P\psi_d - r i_d - \psi_q P\theta \\ e_q &= P\psi_q - r i_q + \psi_d P\theta \\ e_0 &= P\psi_0 - r i_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.11)$$

界磁：

$$e_{fd} = P\psi_{fd} + r_{fd} i_{fd} \dots\dots (2.12)$$

制動回路：

$$\left. \begin{aligned} 0 &= P\psi_{kd} + r_{kd} i_{kd} \\ 0 &= P\psi_{kq} + r_{kq} i_{kq} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.13)$$

磁束鎖交の式

電機子：

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= -L_d i_d + L_{afd} i_{fd} + L_{akd} i_{kd} \\ \psi_q &= -L_q i_q + L_{akq} i_{kq} \\ \psi_0 &= -L_0 i_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.14)$$

界磁：

$$\psi_{fd} = L_{ffd} i_{fd} + L_{fkd} i_{kd} - \frac{3}{2} L_{afd} i_d \dots\dots (2.15)$$

制動回路：

$$\left. \begin{aligned} \psi_{kd} &= L_{fkd} i_{fd} + L_{kkd} i_{kd} - \frac{3}{2} L_{akd} i_d \\ \psi_{kq} &= L_{kkq} i_{kq} - \frac{3}{2} L_{akq} i_q \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.16)$$

電機子 インダクタンス：

$$\left. \begin{aligned} L_d &= L_{aa0} + L_{ab0} + \frac{3}{2} L_{aa2} \\ L_q &= L_{aa0} + L_{ab0} - \frac{3}{2} L_{aa2} \\ L_0 &= L_{aa0} - 2L_{ab0} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.17)$$

2.3 単位法による表現

(1) 電機子回路の基準値

電力 P_a 、電圧 e_a 、電流 i_a 、磁束 ψ_a 、インダクタンス L_a 、インピーダンス Z_a の基準値を定める。これら 6 個の量の間には下記の 4 個の式が成立つ。このうち独立に選定しうるものは 2 個であって、通常同期機の定格容量、定格電圧をとる。

基準値を [] で示すことにする。

$$\left. \begin{aligned} [P_a] &= [VA \text{ 3 phase}] = \frac{3}{2} [e_a] [i_a] \\ [\psi_a] &= [L_a] [i_a] \\ [Z_a] &= [e_a] / [i_a] \\ [Z_a] &= 2\pi f [L_a] \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.18)$$

$[e_a]$, $[i_a]$ は peak 値をとっている。

(2) 回転子回路の基準値

2.2 節における式において電機子回路と回転子回路の相互 インダクタンスは reciprocal でない。単位法でこれが reciprocal になるように回転子回路の基準値を定める。このためには電機子回路と界磁回路の基準量の間につきの関係があればよい。

$$\frac{L_{afd} [I_{fd}]}{[L_a] [i_a]} = \frac{3}{2} \frac{L_{afd} [i_a]}{[L_{fd} [i_{fd}]]} \dots\dots (2.19)$$

これより $[P_{fd}] = 2\pi f [L_{fd}] [I_{fd}]^2 = [P_a]$ すなわち、界磁回路の VA base を電機子回路の VA rating に等しくとればよいことになる。制御回路に対しても同じである。

界磁電流、制動電流の基準値は L_{ad} なる量を定義し、

$$\frac{L_{ad} [i_a]}{[\psi_a]} = \frac{L_{fkd} [i_{kd}]}{[\psi_{fd}]} = \frac{L_{fkd} [i_{fd}]}{[\psi_{kd}]} \dots\dots (2.20)$$

$L_l = L_d - L_{ad}$ ： 電機子での漏れ磁束に基づく インダクタンス

$L_{aq} = L_q - L_l$

次式によって $[i_{fd}]$, $[i_{kd}]$, $[i_{kq}]$ を定める。

$$\left. \begin{aligned} L_{afd} [i_{fd}] &= L_{ad} [i_a] \\ L_{akd} [i_{kd}] &= L_{ad} [i_a] \\ L_{akq} [i_{kq}] &= L_{aq} [i_q] \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.21)$$

電磁回路諸量の基準値の間には式 (2.18) と同様のつぎの関係式がある。

$$\left. \begin{aligned} [P_{fd}] &= [e_{fd}] [i_{fd}] \\ [\psi_{fd}] &= [L_{fd}] [i_{fd}] \\ [Z_{fd}] &= [e_{fd}] / [i_{fd}] \\ [Z_{fd}] &= 2\pi f [L_{fd}] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.22)$$

制動回路に対しても同じである。

時間の基準化は次式による。

$$\left. \begin{aligned} [t] &= \frac{1}{2\pi f} \\ \bar{t} = \frac{t}{[t]} &= 2\pi f t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.23)$$

基準化された量には $\bar{}$ (bar) をつけて示す

以上に述べた基準値により基準化(単位法による表現)を行なうと、同期機の特性を表わす方程式 式(2.11)~(2.16) はつぎのようになる。

電圧の式

$$\left. \begin{aligned} \bar{e}_d &= \bar{P}\bar{\psi}_d - \bar{r}\bar{i}_d - \bar{\psi}_q \bar{P}\theta \\ \bar{e}_q &= \bar{P}\bar{\psi}_q - \bar{r}\bar{i}_q + \bar{\psi}_d \bar{P}\theta \\ \bar{e}_0 &= \bar{P}\bar{\psi}_0 + \bar{r}\bar{i}_0 \\ \bar{e}_{fd} &= \bar{P}\bar{\psi}_{fd} + \bar{r}_{fd}\bar{i}_{fd} \\ 0 &= \bar{P}\bar{\psi}_{kd} + \bar{r}_{kd}\bar{i}_{kd} \\ 0 &= \bar{P}\bar{\psi}_{kq} + \bar{r}_{kq}\bar{i}_{kq} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.24)$$

磁束の式

$$\left. \begin{aligned} \bar{\psi}_d &= \bar{x}_{ad}\bar{i}_{fd} + \bar{x}_{ad}\bar{i}_{kd} - \bar{x}_d\bar{i}_d \\ \bar{\psi}_q &= \bar{x}_{aq}\bar{i}_{kq} - \bar{x}_q\bar{i}_q \\ \bar{\psi}_0 &= -\bar{x}_0\bar{i}_0 \\ \bar{\psi}_{fd} &= \bar{x}_{ffd}\bar{i}_{fd} + \bar{x}_{ad}\bar{i}_{kd} - \bar{x}_{ad}\bar{i}_d \\ \bar{\psi}_{kd} &= \bar{x}_{ad}\bar{i}_{fd} + \bar{x}_{kdd}\bar{i}_{kd} - \bar{x}_{ad}\bar{i}_d \\ \bar{\psi}_{kq} &= \bar{x}_{kkq}\bar{i}_{kq} - \bar{x}_{aq}\bar{i}_q \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.25)$$

回転子軸トルクは同期機回路にたくわえられている磁気エネルギーの回転角に関する変化率を計算すれば求まる。その結果次式が得られる。

$$\bar{T} = \bar{i}_q \bar{\psi}_d - \bar{i}_d \bar{\psi}_q \dots\dots\dots (2.26)$$

トルクの基準値は定格速度に相当するトルクをとる。

$$[P_a] = [T] [\theta] = [T] \left[\frac{2\pi f}{N} \right]$$

N: 極数の 1/2

以上の式を単純化するためのいくつかの仮定のもとに導かれたものであるが、多くの実際的な問題を解くには十分役立つものである。

2.4 等価回路

同期機の基礎方程式 式(2.24), (2.25) に対応する等価回路

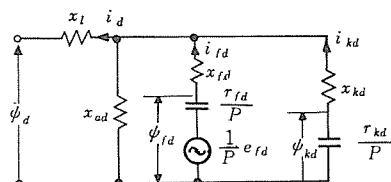


図 2.4 d 軸等価回路

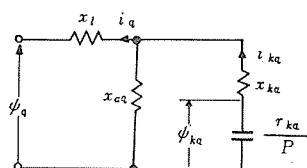


図 2.5 q 軸等価回路

を導く。以下、基準化された量の $\bar{}$ (bar) をはぶく。リアクタンスを漏れ分と相互誘導分とに分けて、

$$\left. \begin{aligned} x_d &= x_l + x_{ad} \\ x_q &= x_l + x_{aq} \\ x_{fd} &= x_{fd} + x_{ad} \\ x_{kd} &= x_{kd} + x_{ad} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.27)$$

x_l : 電機子漏れリアクタンス
 x_{fd} : 界磁漏れリアクタンス
 x_{kd} : 制動回路漏れリアクタンス

とあらわせば、式(2.25) はつぎのようになる。

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= -x_l i_d + x_{ad}(i_{fd} + i_{kd} - i_d) \\ \psi_{fd} &= x_{fd} i_{fd} + x_{ad}(i_{fd} + i_{kd} - i_d) \\ \psi_{kd} &= x_{kd} i_{kd} + x_{ad}(i_{fd} + i_{kd} - i_d) \\ \psi_q &= -x_l i_q + x_{aq}(i_{kq} - i_q) \\ \psi_{kq} &= x_{kq} i_{kq} + x_{aq}(i_{kq} - i_q) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.28)\text{-a}$$

式(2.24) から

$$\left. \begin{aligned} \psi_{fd} &= \frac{1}{P} e_{fd} - \frac{r_{fd}}{P} i_{fd} \\ \psi_{kd} &= \frac{r_{kd}}{P} i_{kd} \\ \psi_{kq} &= \frac{r_{kq}}{P} i_{kq} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.28)\text{-b}$$

となり、つぎの等価回路がえられる。

実回路と等価回路の対応関係は、

磁束 $\rightarrow$ 電圧 (電圧の時間積分 (磁束) $\rightarrow$ 電圧)
 電流 $\rightarrow$ 電流
 リアクタンス $\rightarrow$ 抵抗
 抵抗の逆数 $\rightarrow$ キャパシタンス

である。

3. 定常状態

同期速度、正相分基本波のみのときの定常現象を考える。

d - q -0 変換を適用した各量は直流分となる。

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= x_{ad} i_{fd} - x_d i_d \\ \psi_q &= -x_q i_q \\ \psi_{fd} &= x_{ffd} i_{fd} - x_{ad} i_d \\ e_d &= -\psi_q - r_d i_d \\ e_q &= \psi_d - r_q i_q \\ e_{fd} &= r_{fd} i_{fd} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.1)$$

定常状態においては、制動回路の電流は 0 である。

a 相の電圧は、

$$e_a = e_d \cos \theta - e_q \sin \theta \dots\dots\dots (3.2)$$

$t=0$ において、a 相の中心と Rotor の q 軸間のなす角を δ とすると、

$$\theta = t + \delta - \frac{\pi}{2}$$

したがって、

$$e_a = e_d \sin(t + \delta) + e_q \sin(t + \delta) \dots\dots\dots (3.3)$$

a 相の電圧を基準にとり、複素ベクトルで表示すると、

$$\left. \begin{aligned} \tilde{E}_{a1} &= E_{a1} \\ e_a &= E_{a1} \cos t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.4)$$

e_d, e_q のベクトル表示は、

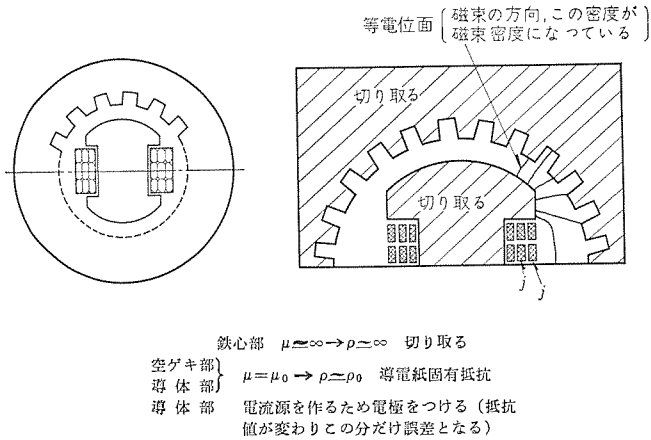


図 5.1 2 極機無負荷時の磁束分布の模擬

対象とし、集中定数回路として表わした常微分方程式を基礎として討論してきた。しかし、実際の機械は導体、磁性体、絶縁体が空間的に配置され、電圧、電流、磁束などは時間の関数であると同時に、空間的な座標の関数でもある。機械内部の現象を厳密に解こうすれば、Maxwell の方程式 (偏微分方程式) を与えられた境界条件のもとに解かねばならない。この計算技術は現在のところ未確立であって、今後の研究が期待される。

偏微分方程式を解く方法として、現在よく用いられているのは偏微分方程式を連立定差方程式に書きかえ、それをデジタル計算機を用いて解く方法がある。また、アナログ的な方法として、抵抗回路網を用いて解く方法、電解液法、導電紙法等がある。ここでは比較的取り扱いの楽な導電紙法をもちいて磁束密度を求める方法について述べる。

導電性の紙の上に定電流場を作り、この定電流場と同じ形の微分方程式 (境界条件もふくめ) で表わされる現象を simulate しようという方法である。

定電流場においてはつぎの式が成り立つ。

$$\operatorname{div} \mathbf{i} = -\frac{\partial \delta}{\partial t} = j$$

$\mathbf{i}$: 電流密度, σ : 電荷, j : 電流源の密度

$$\mathbf{i} = -\frac{1}{\rho} \operatorname{grad} V$$

ρ : 固有抵抗, V : 電位

したがって、

$$\operatorname{div} \rho \operatorname{grad} V = -j$$

2 次元の場合について書けば、

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial V}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial V}{\partial y} \right) = -j(xy) \quad (5.1)$$

となる。

一方、2 次元の磁界の方程式は、

$$\text{磁界のベクトルポテンシャル } A = (0, 0, A)$$

$$\text{磁束密度を } B = (B_x, B_y, 0)$$

$$\text{電流密度を } \mathbf{i} = (0, 0, i)$$

とすると、

$$B_x = \frac{\partial A}{\partial y}, \quad B_y = -\frac{\partial A}{\partial x}$$

$$\mathbf{i} = \left(\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} A \right)_z = - \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) \right\}$$

したがって、

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -i \quad (5.2)$$

となり式 (5.2) と式 (5.1) はまったく同形である。したがって、定電流で模擬できる。式 (5.2) と式 (5.1) の対応関係について述べておく。

$$\left. \begin{aligned} \rho &= \frac{\mu}{\alpha} \\ j &= \frac{i}{s} \end{aligned} \right\} \alpha, s: \text{変換係数} \quad (5.3)$$

磁界のベクトルポテンシャルは、

$$A = \alpha s V$$

したがって、磁束密度は、

$$\left. \begin{aligned} B_x &= \frac{\partial A}{\partial y} = \alpha s \frac{\partial V}{\partial y} \\ B_y &= -\frac{\partial A}{\partial x} = -\alpha s \frac{\partial V}{\partial x} \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

すなわち、磁束密度は模擬装置の上では問題としている方向と、垂直方向の電位勾配として考えられる。

6. む す び

同期機の特性を表わす基礎方程式についてしるした。これらの式は古くから周知のものであって、多くの文献に見られるとおりのものである。次回以後この方程式に若干の操作をほどこし、具体的な問題との関連について述べる予定である。

電力系統素子としての観点と多少趣を異にするが、機器内部の磁束分布の解析法についても紹介した。この方法は研究所電気第一研究室の河合、岩本両氏の研究になるものである。

(昭 38-3-7 受付)

参 考 文 献

- (1) C. Concordia: Synchronous Machine—Theory and Performance, John Wiley & Sons Inc. (1951)
- (2) F. S. Rothe: An Introduction to Power System Analysis, John Wiley & Sons Inc. (1953)
- (3) 河合, 岩本: 電流場を用いた磁界模擬, 電連大111(昭37)



文献抄訳

Guardistor モータ保護方式の応用

Jahn J. Courtin: Applying the Guardistor Motor Protection System (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 4-5, July, Sept, 1962, P. 116~118)

従来、三相モータは負荷電流によって動作する装置、すなわち、熱動過負荷リレーによって保護するのが普通であった。一般に負荷電流はモータ巻線の温度に比例するが、正確に反映しているものではない。

反復負荷、変動負荷、慣性の大きな負荷、あるいは電源電圧の不均衡などの場合、過負荷リレーで保護した三相モータはいまだに、しばしば焼損事故を起こしたり、反対に、焼損する危険のないうちに迷惑なトリップをしたりする。焼損は、単相運転したり、間欠負荷用モータを時間を超過して使用したり、通風装置が故障しても生ずる。しかし Guardistor モータは、直接固定子巻線の温度により動作するので、焼損も迷惑なトリップも未然に防止できる。

3.7 kW 以下のモータでは、固定子巻線に密着させたり、あるいは、その近くに装着したバイメタル方式の保護器で焼損を防止することができた。この場合、負荷電流を通すヒータを付属しているので、その適用範囲は小容量のモータに限定される。そこで、より大容量のモータの熱的保護に対して利点の大きい焼損防止装置が必要とされていたが、この目的にそうものとして、W 社で正の温度係数 (positive-temperature-coefficient) をもつ、いわゆる PTC サーミスタが作られた。これはアスピリン くらいの大きさの半導体製品である。温度が上昇するとともに、その抵抗値も増加し、かつその接続が離れたときは、危険温度になったときと同じような作用をする独特な特長をもっている。また、小形なので固定子巻線に密着して取り付けことができ、これにより、固定子巻線とサーミスタの熱的な時間の遅れを最小にすることが可能となった。

およそ 150 kW 以下の標準モータは、拘束時を含め、あらゆる負荷状態に対して、巻線の許容温度上昇値内で保護できる。三相 Guardistor モータの保護装置は、通常、直列につながれた 3 個のサーミスタと制御リレーから成り立っている。また、サーミスタは固定子コイルエンドの各相のコイルの間にそう入されており、ワタスの含浸および焼付により、巻線とサーミスタは完全に一体となっている。

サーミスタと制御リレーからなる各種の回路を作ることができ、自動リセット、あるいは手動リセットいずれも可能である。また、危険信号を付けたり、警報装置を付けることもできる。

また、PTC サーミスタには若干、熱的の遅れがあり、全電圧拘束時、巻線の温度は 25~50°C サーミスタの定格値を超過するが、この程度はモータが迷惑なトリップなしに起動し、また瞬時的な大きな過負荷にも耐えるからむしろ望ましく、また、この程度の超過はモータの絶縁物に与える影響は無視できる。運転中の過負荷に

おいては定格温度を超えるようなことはない。

つまり、PTC サーミスタは、熱動過負荷リレーが時間と電流が反比例するような保護特性を持つのにに対し、時間と温度が反比例するようにした保護特性をもっている。

PTC サーミスタをさらに直流モータや巻線形モータなどに応用することも目下研究中である。(名古屋製作所 名地 鶴訳)

製紙工業の理想的エネルギー利用

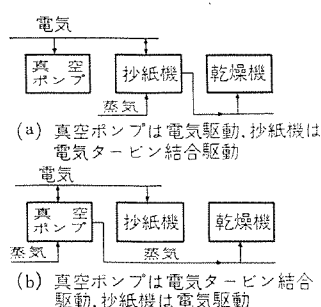
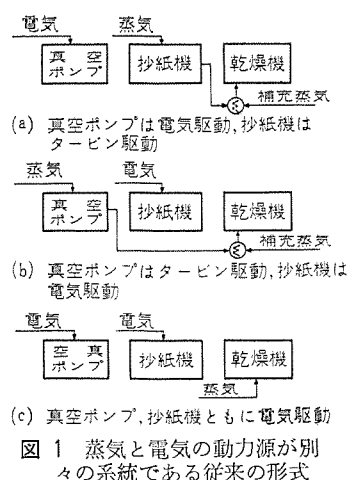
V. S. Buxton and S. J. Compbell: Optimun Energy Utilization in Paper Production (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 6, November, 1961, P. 171~173)

プロセスの研究が高度に発達し、重要な改良をするためには合理的な考え方の出発点が必要である。製紙工業でのこの出発点はエネルギー系の概念であり、プロセスをエネルギー系として取り扱うことはエネルギーの流れの制御の改良、効率向上、生産コストを減少をすることになる。製紙工業のエネルギーの 90% は真空ポンプ、抄紙機駆動ならびに乾燥機に使用される。真空ポンプは一般に電動機あるいは定速度のタービンで駆動される。抄紙機はタービンあるいは直流発電機セットの原動機として交流電動機を使用する電気制御方式で駆動される。乾燥機の蒸気は直接ボイラから取るか、あるいはタービン駆動のときはタービンの排気蒸気から供給される。

製紙工業のエネルギー消費は一般には図1に示すように蒸気と電力系が別の系統となっている。この方式は適当に使用すれば有効に設備費の回収が可能である。しかし蒸気あるいは電力のコストに変動があったり、生産量あるいは生産速度に変化があったときは流動性が少なく、したがってトン当りのコストが増すことになる。

したがってよりよい研究ということとはプロセスをエネルギー消費系として考えることであり、それによって時間、季節、生産量、速度の変化に対しても流通性のある方式となる。その結果としてタービンと電動機を一軸に結合する形式が考えられる。この方式による二つのエネルギーの流れの説明が図2に示されている。タービンに結合された電動機は利用しうる蒸気、排気蒸気の要求、抄紙機あるいは真空ポンプ駆動のエネルギー量によって発電機あるいは電動機として動作する。図1と図2には動力エネルギーの流れのみを示している。

製紙工業で現在二三の方式が採用されている。MIDWESTERN 工場では数年間抄紙機の原動機として、同期電動機と定速度タービンの結合したものが用いられてきた。別の所では真空ポンプの駆動に同期電動機に結合した定速度タービンを使用している。NEW ENGLAND の高速の電気セクショナルドライブ抄紙機では原動機として全方式のものを使用している。しかしこの設備は一般には知られていないし、またその工場以外では理解されていない。



利 点

この結合方式の原動機は速度は普通は同期電動機によって決定され、タービンはエキジストプレッシャ調整器で制御されて運転される。したがってタービンはエキジストヘッドでの圧力が一定に保持され必要な場合には交流電動機は動作することにもなる。

プロセス用の蒸気の必要量が減少した場合、タービンバルブはエキジストヘッドで一定圧力を保持しようとして動作し、同期電動機は負荷に応じた動力供給のために原動機として動作する。この形式により冬一夏間の熱源の変動および他の抄紙機が停止したりあるいは起動した場合、蒸気の費用を微細に制御することが可能となる。

交流電源あるいは蒸気のいずれかがなくなってもどちらかの原動機で負荷をおうことができる。また抄紙機の場合どちらかが利用できれば、保守のために機械を動かすことができる。低い速度でしかも生産トン数が変わらぬ場合は自動的に原動機の負荷は減少するが、乾燥蒸気の必要量はあまり変わらない。このような場合には同期電動機は発電機として動作し、蒸気のエネルギーを回収することになる。

この方式は短時間の過負荷に応じうる固有の能力を持っている。また蒸気による生産トン数の増加あるいは機械速度の増加のいずれかの形で生産量を増加させる最大の融通性を持っている。

代表的な例として紙幅 200 in 抄紙速度 2,500 FPM で 1 日 300 トンの紙の乾燥に時間当たり 55,000 lbs の蒸気を必要とする抄紙機を考える。この場合機械の動力源ならびに必要な蒸気はすべてタービン原動機で供給される。機械は稼働時の 50% は 1/2 速度で運

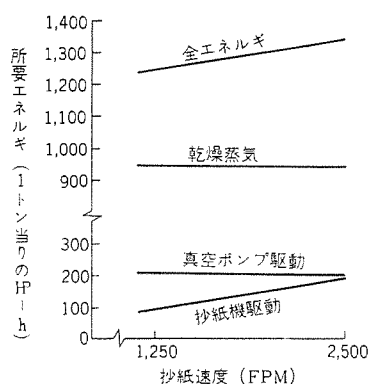


図 3 抄紙機の代表的な所要エネルギー

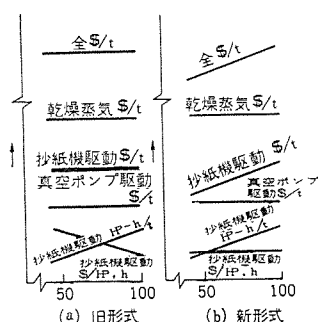


図 4 両形式の所要エネルギーならびに費用の比較

転し、残りの 50% は最高速度で運転し、それぞれの所要馬力は 1,250 HP, 2,500 HP である。この場合生産トン数は同じであり、その必要な蒸気ならびに真空ポンプの負荷は大体一定である。

機械へのエネルギーは図 3 に示すように機械の速度に比例する。この場合のエネルギーの調査をしてみると 1/2 速度ならびに最高速度の時の生産量に対するトン当りの費用はほとんど一定という結果になっている。これは抄紙機への HP/h 入力が抄紙速度に比例するという事実に対する考慮が不十分であるから生ずることである。すなわち図 4 (a) に示すように $(\$/\text{HP}\cdot\text{h}) \times (\text{HP}\cdot\text{h}/\text{t}) = \text{一定}$ となっている。

タービンと同期電動機を結合した方式では、抄紙機が 1/2 速度で運転していても同期電動機は発電機となり、タービンは全負荷の掛ったままになっている。その結果 HP-h 当りの費用は一定であり、生産量 1 トン当りの費用は機械速度に比例することになる。図 4 (b) に示すごとく、 $\$/\text{HP}\cdot\text{h}$ は一定で $(\$/\text{HP}\cdot\text{h}) \times (\text{HP}\cdot\text{h}/\text{t}) = \text{一定} \times (\text{HP}\cdot\text{h}/\text{t})$ となる。

タービン定格容量の 1/2 の同期電動機（この例の時は 1,250 HP）を追加することにより、もし 1 年に 165 日間 1/2 速度で運転すれば、 $3.7 \times 10^6 \text{ kW}\cdot\text{h}$ の電力を発生する。この電力は運転費用を増すことなく発電されるので、電力量を kW 当り 5 ミルとすれば年間 18,500 \$ の節約となる。これは 1/2 速度で生産する時は紙 1 トン当り 0.37 \$ の節約となる。

制 御

普通には装置の速度は同期電動機によって決定される。したがってタービンはエキジストヘッドの圧力を一定に保持するようにバックプレッシャ調整器によって制御される。同期電動機はタービンを動作させていてもいなくても普通の起動器で電動機として始動せうる。発電機として始動する場合には運転者は電源に投入する前に電源母線と同期させるためにタービンの速度と電動機界磁を調節する。

またいずれの電動機も抄紙を行なっている機械から任意に除去させることができる。瞬間変動を少なくするために運転者は除去される機械の負荷がなくなるように蒸気バルブを調節する必要がある。

もし抄紙機が同期電動機を運転しないで稼働される場合には、タービンには定速度調整器が必要である。カバは常に同期電動機の同期速度よりやや高めに調節される。

発電機セットが同期電動機のみで駆動される場合はタービンロードのかくはん作用でタービンの温度が上昇する。温度検出器でタービンの温度を監視し、もしその限界点に達すると警報を出すようになっている。その場合運転者はタービンに冷却蒸気を通す。

バックプレッシャ調整器は同期電動機を過負荷にしないように操作すべきである。過負荷になると過負荷保護装置が動作し、同期電動機をシャ断し抄紙機に急激な変動を与えることになる。同期電動機に負荷制限器が取り付けられており、バックプレッシャ調整器の値を修正し同期電動機の負荷を所定値になるように制御する。

■ オーストラリア向け 330 kV 変圧器完成

当社がオーストラリア New South Wales 電力局より受注し、鋭意製作中であった 330 kV 145 MVA 単巻変圧器 7 台の中、3 台がこのほど完成し、客先検査官立会での工場試験も好成績で終了し、オーストラリアへ向けて出荷される運びとなった。他の 4 台も近日中に完成される予定である。この変圧器は、シドニー市周辺の 330 kV 超高圧送電網の一環であるシドニーウエスト変電所に設置され、三相 2 バックと予備器 1 台を形成することとなるが、このバック容量は 435 MVA という記録的な大容量となる。おもな仕様はつぎのとおりである。

単相 50 サイクル 油入自冷/送油風冷式 外鉄形 単巻
負荷時タップ切換器付き SR SUB 形
一次 330/√3 kV 145 MVA
二次 138.6/√3 kV ±10% 125 MVA
三次 16 kV 25 MVA

この変圧器の一次側は、誘導試験 565 kV、衝撃試験 1,300 kV という高い試験電圧に異常なく耐え、この点当社としては、将来の超々高圧変圧器への貴重な経験を得たことになる。またこの変圧器に使用された負荷時タップ切換器は、このほど当社が技術提携を行なった、西独 MR (Maschinen Fabrik Reinhausen) 社製のものである。これらの変圧器は当社のオーストラリア向け輸出の第 1 号となるわけであるが、それがこのような記録的製品であったことは今後のオーストラリアでの受注活動において、きわめて大きい意義を有するものと考えられる。



工場において誘導試験中の
オーストラリア向け 145 MVA
単巻変圧器

■ 電源開発伊予変電所納め 99,000 kVA 単巻変圧器完成

中国と四国の超高圧送電網を連系する中四連絡線の四国側変電所となる電源開発伊予変電所に、当社で製作した 99,000 kVA 単

巻変圧器が設置され、各種の送電テストを終り、好調に運転が続いている。この変圧器は、中国の 220 kV、四国の 187 kV 両超高圧系を結ぶもので、これらの両系統はともに直接々地系であるため単巻変圧器の使用が可能となった。この場合、いわゆる CO-ratio はわずか 15% にすぎず、したがって線路容量 99 MVA にかかわらず、等価自己容量は三次巻線を含めても 27 MVA 程度で、単巻変圧器の経済性を十分に発揮している。また、187 kV 側に ±8.5 kV の負荷時電圧調整を行なうために、別置二鉄心形 4,500 kVA 負荷時電圧調整器が設置されているが、これに使用されている URA-3 形負荷時タップ切換器は、負荷開閉器が乾式であるため油の汚損などの問題のない、保守のきわめて簡単なものである。この変電所の完成により、中国側広島変電所を通して、中国、四国、九州、関西地区の電力広域運営が可能となったわけで、その意義は大きいものがある。単巻変圧器のおもな仕様はつぎのとおりである。

三相 60 サイクル 屋外用油入自冷式 外鉄形 SR 形
一次 220 kV 99 MVA
二次 187 kV 99 MVA
三次 15.4 kV 25 MVA

■ 日新製鋼市川工場連続亜鉛メッキ用誘導炉

今回完成した誘導炉は、メッキタンクの内張寸法 2.9×2.4×2.0 m (深さ) 亜鉛容量 100 t 電力 400 kW、溶解タンクの内張寸法 1.0×1.5×1.1 m (深さ) 亜鉛容量 10 t 電力 200 kW である。この炉は日新製鋼大阪工場の 120 t 炉に引き続き 2 台目で、昭和 33 年に完成した 1 号炉は現在にいたるまで無事故で亜鉛鉄板の生産に貢献している。今回の炉は、誘導加熱ユニットが湯を入れたまま容易に取り換えられるよう、炉体が傾動できるようになっている。湯の温度制御は電圧調整器によって電圧を制御する。電源を on off すると、誘導加熱部の二次回路に発生する電磁力のため二次回路を形成する耐火物に機械的ショックがかかり、その寿命を短くする。今回の炉では、たとえ保温電力におとす場合でも、電源を



連続亜鉛メッキタンク (調整中)

切ることなく行なえる。

連続亜鉛メッキ用の亜鉛タンクとしては、今まで鉄ナベが多く使用されてきたが、鉄ナベは熱効率悪く、寿命短く、ドロスの発生が多く、いろいろの欠点がある。誘導炉を使用する場合の特長はつぎに示すとおりである。

1. 必要に応じて大電力を投入して加熱能力を増大させることができる。(誘導加熱ユニットの数を増加して行なう)
2. 温度制御が容易で、生産量に追いついて、敏感に自動制御することができる。
3. 炉内の溶湯の温度差が少なく 120 t 炉で $\pm 5^{\circ}\text{C}$ 以内である。(これは誘導加熱方式であるため、炉内の溶湯が攪拌されているからである)
4. 炉の寿命が非常に長く、日新製鋼大阪工場に納入したものはすでに4年半経過したが、その間亜鉛鉄板の生産を中止したことはなく、まだまだ使えそうである。(耐火材は中性であるから、亜鉛の溶湯と反応しない)。

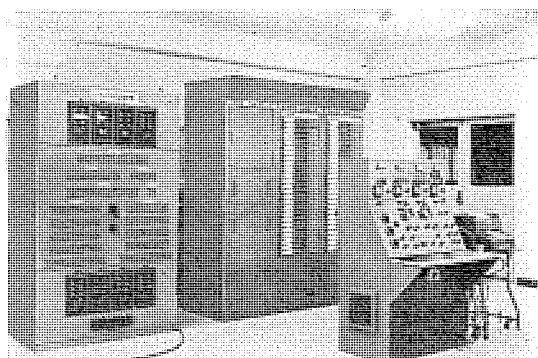
なお亜鉛は、熔融温度こそ低いが、その溶湯は透過しやすく、なかなか取り扱いにくいものであるが、当社は独自の方法によって、120 t もの大形溶解タンクの内張りとして、誘導加熱部の築炉を行ない、信頼を得ている。

■ 超高压電力研究所納め

ディジタル・シーケンス制御装置完成

このたび、超高压電力研究所に納入したシーケンス制御装置は、超高压電力用シャ断器や変圧器を試験するための各種設備を定められたシーケンスにしたがってオンオフ制御する装置である。従来行なわれていたこの種の制御装置に比べて、安定度、精度においてすぐれており、とくに位相制御が高精度に制御できる。また操作方法やデータ処理装置などとの接続を考慮した点でこの種の試験設備としてはわが国で初めての製品であり、各関係方面の注目をひいた画期的なものである。特長は

1. 論理要素として、外乱に対して強い高信頼性のトランジスタ NOR 要素を使用している。
2. 位相制御を1度の単位で制御することができ、出力素子としてきわめて高速スイッチングのできるシリコン制御整流素子を用いている。
3. シーケンスおよび時間の設定、変更などはすべて電動タイラ



シーケンス制御装置
(左 シーケンスボード 出力端子盤 中央 デジタル制御盤
右 制御卓と電動タイプライタ)

イタで行ない、必要に応じて印字およびパンチテープを作ることができる。パンチテープは後日同一シーケンスで試験を行なう場合には、このテープをテープリーダーで読み込ませて設定することができる。

おもな仕様は

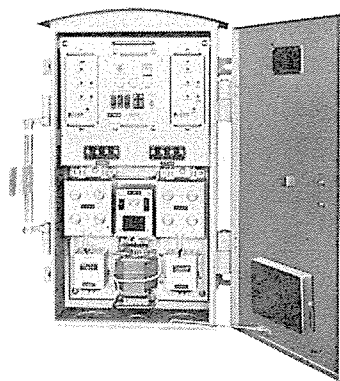
1. シーケンスの設定 電動タイプライタおよびパンチテープ。
2. 時間設定範囲 0.01 秒～99.99 秒
(0.01 秒～199.99 秒とすることもできる)。
3. 位相設定範囲 1 度～360 度
4. 制御要素数 シーケンス制御要素 50 要素
位相制御要素 3 要素
5. 出力素子 リレーおよびシリコン制御整流素子

■ 国鉄新幹線列車無線トンネル用

全トランジスタ化 UHF 中継増幅器完成

国鉄新幹線列車無線はトンネル内で安定な通信を確保するためにトンネル内に導波線路を敷設するが、1 km 以上の長大トンネルでは導波線の伝送損失を補償するために中継機を適当な間隔にそう入して増幅する必要がある。このほどこれを完成し、モデル線区の弁天山トンネルで国鉄当局関係者立会の上で実用試験を実施して好成績を収めた。

この中継機は内ブースタと呼ばれ、全トランジスタの UHF 帯増幅器2台(上り方向および下り方向)と警報、制御、電源部などからなり、幅 370、奥行 200、高さ 700 の防滴形きょう体に収容し、トンネル内器材坑に設置される。全半導体のため信頼度が高く、電力消費量もわずか 6 W にすぎない。全線の長大トンネルに設備される数量は約 100 台の予定である。



国鉄新幹線列車無線トンネル
用全トランジスタ UHF 中継増
幅器

■ 洪水予報に新威力(北上川洪水計算機完成)

東北地方建設局納めの北上川洪水計算機がこのほど完成した。この計算機は、北上川の特異な水理現象の解明、5 大ダム of 合理的な統合操作、洪水予報の時間短縮と精度向上などを目的としたハイブリッドシステムを取り入れたアナログ形電子計算機でアナログ計算機8架、雨量関数発生器1架を中心に入出力装置として、さん孔タイプライタ、光電式テープリーダー、同時書4素子ペンオシロ4台などよりなる。入力としては降雨量データのさん孔テープを作成、ディジタル量として雨量関数発生器に与え、ここで記憶 D-A 変換されアナログ

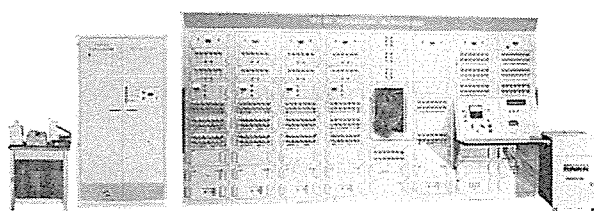


図1 洪水計算機

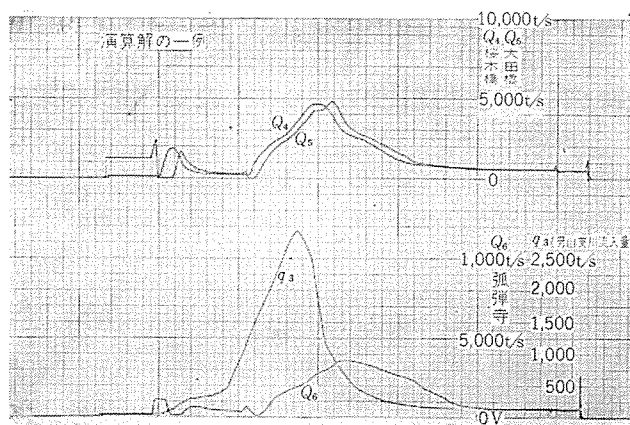
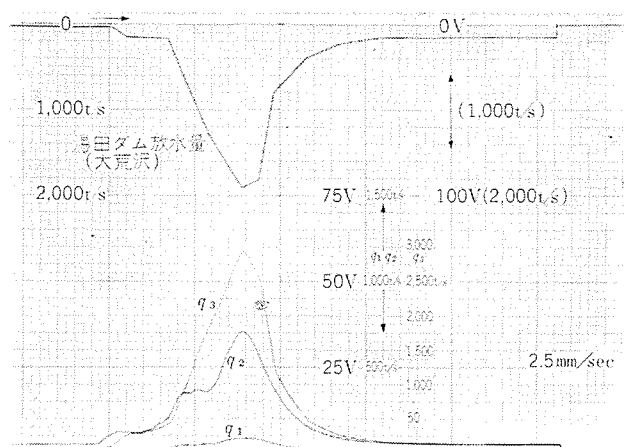


図2 洪水解析の一例

計算機に多チャンネルの時間関数として並列に供給される。支川計算はユニットグラフ法で、本川計算は運動と連続の両式を7区間の非線形階差方程式になおすといった大がかりな計算を行なうものであり、こういった河川の組織的な計算を行なう大形の専用電子計算機としては本邦最初の実用機であり、今後の梅雨期および台風期の活躍が期待される。

アナコン本体のおもな構成は

演算増幅器	47 台
ポテンショメータ	96 台
関数発生器	20 台
関数乗算器	7 台
平方根発生器	7 台
ユニットグラフ発生器	24 台

などにより、支川計算を当社独自のユニットグラフ発生器を使用することにより簡略化し、新方式の雨量関数発生器の採用、アナログ計算機と雨量関数発生器の連動制御方式など多くの特長を有している。

■ 磁気誘導形トルク計 MK 430 形完成

このトルク計は動力伝達軸にかかるトルク量を計測し、電気信号として伝送する計測器で高い測定精度、十分な信頼度、および取り扱い保守の容易さにおいて在来のトルク計に比べ格段の進歩をとげたものである。

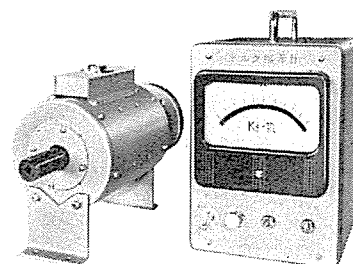
伝達軸にかかるトルク量は軸のネジレ角に比例するが、このトルク計はこのネジレ角を磁気誘導方式で測定する。回転子はネジレ角によって磁気抵抗が変わるように作られた磁性体リングより成り、これを囲んで円環状コアおよびコイルから成る固定子を取り付けられている。回転子および固定子で作られる磁気回路の抵抗が変わると、固定子のイスタクタンスが変化し、これによるブリッジの不平衡出力を検出することにより、軸のネジレすなわちトルクを測定することができる。

おもな特長は

1. 在来のトルク計の弱点であったスリッパリングがないため、これによる故障がなくなり、保守が簡単化し測定精度が高くかつ安定になった。
2. スリッパリングがないため非常な高速回転における測定が可能となった。
3. 出力が大きいため増幅器が簡単になり取り扱いが容易になった。
4. 原動機の全トルク、負荷への伝達トルク、あるいは変速機の損失などあらゆるトルク測定に適用できる。

おもな仕様は

1. 構成トルク検出部および指示部
2. 測定範囲（フルスケール）
 - MK 430-F 形 0.02, 0.05, 0.1 kgm
 - MK 430-S 形 0.2, 0.5, 1 kgm
 - MK 430-M 形 2, 5, 10 kgm
3. 測定精度 誤差 $\pm 1.5\%$ 以下
4. 回転数 最高約 15,000 rpm
5. 過負荷耐量 150%



MK 430 形
トルク指示計

■ インド国鉄向けメータ・ゲージ用 52 t 交流機関車 18 両を受注

当社を窓口とする新三菱重工業、日立製作所、東京芝浦電気との連合体「日本グループ」は昨年5月初め国際入札を行なって以来、英国グループ（AEI社、EE社）、欧州グループ（フランス中心の連合体）、セシオン（スイス中心の連合体）を競争相手として激しい受注交渉を行ない、とりわけポパール工場（英国のAEI社との技術提携により建設されたインド政府直営の重電機工場）を足がかりとする

英国 グルーヴ の受注運動は非常に活発で最後までせり合ったが、内地側との緊密な連絡と現地関係各位の絶大な協力のもとすぐれた技術仕様と誠意をもったの折衝により昨春秋受注内定されるにいたったが、この間中印国境動乱が起こり緊急事態宣言発令の影響を受けて資金計画の変更がなされたため契約が遅れ、このたびようやく完成車 18 両とその付属品 1 式の受注契約を結ぶことができた。

現在インドにおける 25 kV, 50 c/s 単相交流電化は主要国策として 110 万の国鉄従業員をバックに第三次 5 年計画へと引き続き進展中であるが、日本 グルーヴ 製交流機関車は第 1 回目受注 10 両がカルカッタ・ニューデリの主要幹線に昭和 36 年春以来好成绩で就役中であり、次いで第 2 回目受注のカルカッタ 郊外線用 28 両については第 1, 2 両目が本年 3 月上旬発送されたのに引き続いて製作中であるが、3 度目として今回インド南東部マドラス地区用として 18 両を受注したもので昭和 39 年には現地で運転開始の予定になっている。

なおこの機関車のおもな特長はつぎのとおりである。

1. 小形軽量ながら 1,200 kW の連続定格出力を有し 1,450 t の貨物列車をけん引して 5/100 の上りコウ配を 30 km/h 以上の速度で、平タン線で 60 km/h 以上の速度で、また 500 t の旅客列車をけん引して平タン線を 80 km/h 以上の速度で連続運転することができる。
2. 1 台車 1 モータ式とし高粘着性を発揮できる引張り装置を備え 1,450 t の貨物列車を 5/100 の上りコウ配で容易に引き出すことができる。
3. 1,200 kW の大出力に対し狭い車両限界と 52 t の制限に収めるためシリコン整流器、低圧タツタ切換方式を採用するなどのほか、高温多湿のかこくなインド気候条件を克服するための設計くふうが加えられている。

4. 機関車要目

電気方式 単相 50 c/s 25 kV
様 式 シリコン整流器式
軸 配 置 BB (1 台車 1 モータ式)



運転整備重量	52 t
車体寸法	11,750 (長さ) × 2,550 (幅) × 3,019 (高さ) (mm)
固定軸距	2,206 mm
車輪径	865 mm
連続定格	出力 1,200 kW, 引張力 12.5 t 速度 34.5 km/h.
変圧器	外鉄形送油風冷式 連続定格 1,800 kVA
整流器	風冷シリコン整流器
主電動機	脈流直巻 6 極 台車装荷形 (2 台) 最弱界磁 45%F 連続定格 600 kW, 1,000 V, 650 A, 755rpm
駆動装置	2 段歯車減速, WN ギヤカップリング 歯車比 21/22 × 15/49 = 1 : 3.42
制御装置	非重速, 変圧器二次側タツタ切換制御 永久並列接続弱界磁制御 制御電圧 DC 110 V
補助回転機	単相 220 V コンデンサ付誘導電動機 ただし空気圧縮機, 真空ポンプ用は脈流 110 V
ブレーキ装置	列車貫通用真空ブレーキ 単車用空気ブレーキ, 手ブレーキ

■ 奥多摩工業株式会社納め 12 t 産業用電気機関車受注

奥多摩工業株式会社納めの 12 t 電気機関車 1 両を受注した。この機関車は作業合理化の一翼としての大量運搬用電気機関車で、とりあえず 1 両製作するが今後さらに同形の機関車が 1 両製作される予定である。おもな特長としては

- 1 パンタグラフの上下操作は空気式としたこと
 - 2 主電動機は丸形ヨークで電機子コイルは普通の波形とし従来のインポリュートコイルをやめて全体として小形軽量としたこと
 - 3 自動連結器であること
 - 4 空気ブレーキ装置は入換ブレーキ方式で鉋車にも空気ブレーキ装置が使用できること、
- などである。

主要諸元

電気方式	DC 500 V
定格出力	80 kW
定格速度	14.4 km/h
定格けん引力	1,945 kg
制御方式	手動直接制御
ブレーキ方式	入換ブレーキ, 電気ブレーキ (非常用) および手動ブレーキ
車体全長	5,920 mm
車体幅	1,313 mm
車体高さ	1,650 mm
固定軸距離	1,800 mm
車輪径	840 mm
歯車比	6.79
連結装置	ウイリソン式自動連結器



特許と新案

冷蔵庫トビラの開放装置

考案者 木下忠男

この考案はペタルの踏み下げによりトビラの開放を行なう冷蔵庫トビラの開放装置に関するものである。

図において(1)は冷蔵庫箱体、(2)は開閉トビラで、このトビラにはこれを上記箱体へ錠止するカギ装置(3)が設けられている。(4)は上記トビラ(2)の背面に設けられた穴(5)を開閉自在に閉そくするそく片で、このそく片はトビラ内において軸(6)により回転自在に枢着されている。(7)は上記カギ装置(3)とそく片(4)間に介装されカギ装置とそく片を連動させる連結カンで、上記カギ装置(3)の施錠作動時に上記そく片(4)を回転してトビラ(2)の穴(5)を開放するようになされている。(8)は上記箱体(1)に進退自在に装着された押出カンで、この押出カンの先端は上記トビラの穴(5)すなわちそく片(4)に対応するようになっている。(9)は上記箱体の下部に軸(10)により枢着され一端に設けた足掛部(11)を箱体外部に突出させたペタルで、このペタルの内方端は上記押出カン(8)の内方端と係合し、ペタルの踏み下げ時に上記押出カン(8)を上記そく片(4)に衝合させてトビラ(2)を開放方向に押し出すようになっている。(12)は上記軸(10)に巻装され上記ペタル(9)を反踏み下げ方向に付勢するひねりバネである。いま、トビラ(2)を開放しようとしてペタル(9)を踏み下げると、ペタルは押出カン(8)を箱体外部に突出させるので、押出カンの先端はそく片(4)と衝合しトビラ(2)を開放方向へ押し出す。しかして錠装置(3)によってトビラ(2)を閉合位置に施錠すると、錠装置はその作動に伴い連結カン(7)を介してそく片(4)を回転しトビラ(2)の穴(5)を開放するから、この状態においてはペタル(9)を踏み下げても突出する押出カン(8)は穴(5)を貫通してトビラ内部に無抵抗に没入するから、トビラに

は押出カンの力が加えられず、したがってトビラは開かない。

この冷蔵庫トビラの開放装置は、カギ装置(3)によりトビラ(2)を閉合位置に施錠した状態で間違えてペタル(9)を踏み下げても、トビラ(2)にはまったく力が加わらないので、従来のようにペタル踏み下げにより突出する押出カンの衝撃を受けてトビラが変形したり、またペタル装置を破損するおそれがないものである。

(実用新案登録第 558013 号)(倉屋記)

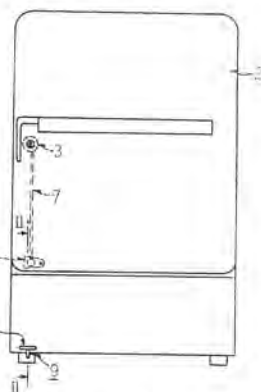


図 1

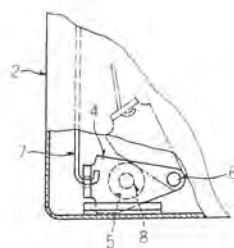


図 3

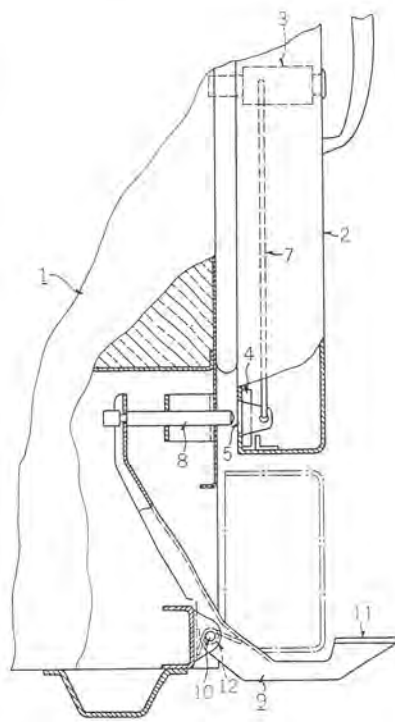


図 2

空気調和装置

考案者 河合照男

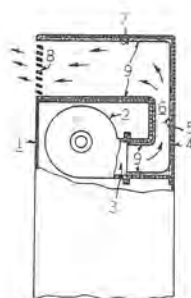
この考案は空気調和装置のダクト(6)を送風機(2)の送気口(3)から外箱(1)の吹出口(8)に至るまでに 90 度ずつ 2 回にわたって折曲げて通風路の延長をはかると共にその内面に全面的に吸音材(9)を貼着したものである。

従って、送風機の運転時の騒音は空気吹出口(8)に至るまでに、その殆んどがダクト内で吸収されるので、空気調和装置の欠点とするこの騒音をおおむね防止することができた。また上記通風路の延長と共に、外箱の天井壁内側(7)におけるダクトの容積を外箱後壁(4)の内側(5)におけるそれより大きくす

ることにより、送風機(2)の送気口(3)から送り出された空気の流れをこの境界部分で減衰させて、吹出口(8)の各部分における吹出空気の流れをほぼ均一にすることもできた。

(実用新案登録第 564315 号)

(倉屋記)



次号予定

三菱電機技報 Vol. 37 No. 6

- インド 国鉄納め第二次 イグナイトロン 電気機関車
- パラメترون 式低速度 データ 伝送装置
- サイ 素鋼板の交流磁化時性と ウズ 電流異常
- NC 形 コントロールセンタ
- パラメトリック 増幅器の液体窒素冷却による雑音指数の改善
- 同時 ローピング 角度誤作検出装置 GTR-3 形
- 航空機用交流電源の電圧調整器
- 化学加工
- 三菱電機 スカイリング および三菱 ドリームセンサー の空気調和設備
- マイクロ 波用気球空中線
- シリアルフタレート 樹脂成形材料
- 高温燃料電池
- 三菱 マイクロテレビ 6P-125
- 寒冷地向け電気機器用金属材料の低温試験
- 環状 プラズマ の電磁圧縮の実験
- 低磁界における Overhauser 効果の実験
- 技術解説: 電車自動運転装置

三菱電機技報編集委員会

- 委員長 小倉 弘 毅
副委員長 宗村 平
常任委員 安藤 安二
" 北川 和人
" 小堀 富次雄
" 高井 得一
" 中野 光雄
" 馬場 文夫
" 山田 栄一
委員 岩原 二郎
" 大野 寛孝
" 片岡 高孝
" 榎本 俊助
" 篠崎 善助
" 堀 真幸
" 前田 祐雄
" 向井 徳樹
(以上 50 音順)

昭和 38 年 5 月 22 日印刷 昭和 38 年 5 月 25 日発行
「禁無断転載」 定価 1 部 金 100 円 (送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 小倉 弘 毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 高橋 武夫

発行所

三菱電機株式会社内「三菱電機技報社」
東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (三菱電機ビル内)
(電) 東京 (212) 大代表 6111

発売元

東京都千代田区神田錦町 3 の 1 株式会社オーム社書店
電話 (291) 0915・0916 振替東京 20018

本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本社	東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (三菱電機ビル内) (電) 東京 (212) 大代表 6111
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (三菱電機ビル 3 階) (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪営業所	大阪市北区堂島北町 8 番地 1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町 8 番地 1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋営業所	名古屋市中区広小路通り 2 の 4 (電) 本局 (23) 大代表 6231
" 商品部	名古屋市中村区広井町 3 丁目 88 番地 (大名古屋ビル内) (電) 名古屋 (56) 大代表 (5311)
福岡営業所	福岡市天神町 58 番地 (天神ビル内) (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌営業所	札幌市北二条西 4 丁目 1 番地 (北海道ビル内) (電) 札幌 (6) 大代表 9111
仙台営業所	仙台市大町 4 丁目 175 番地 (新仙台ビル内) (電) 仙台 (2) 代表 6101
富山営業所	富山市総曲輪 490 の 3 (明治生命館内) (電) 富山 (3) 代表 3151
広島営業所	広島市八丁堀 63 番地 (昭和ビル内) (電) 広島 (2) 4411~8
高松営業所	高松市寿町 1 丁目 4 番地 (第一生命ビル内) (電) 高松 (2) 代表 5021・4416 (直通)
小倉出張所	北九州市小倉区京町 10 丁目 231 番地 (電) 小倉 (52) 8234
静岡出張所	静岡市七間町 9 番地 10 (電) 静岡 (53) 代表 9186
岡山出張所	岡山市上石井 174 番地 (岡山会館 4 階) (電) 岡山 (4) 0391~2
長崎出張所	長崎市江戸町 30 (電) (2) 0293
金沢出張所	金沢市田丸町 55 番地 1 (電) 金沢 (3) 6213
研究所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
商品研究所	鎌倉市大船 782 番地 (電) 大船 (6) 代表 3131
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町 3 丁目 (電) 兵庫 (67) 代表 5041
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 8021 伊丹局 代表 2481
長崎製作所	長崎市平戸小屋町 122 番地 (電) 長崎 (3) 代表 3101
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 代表 1531
福岡製作所	福岡市今宿青木 690 番地 (電) 福岡 (88) 代表 0431
福山製作所	福山市神野上町 6 丁目 709 番地 (電) 福山 (2) 代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町 840 番地 (電) 姫路 (23) 大代表 1251
相模製作所	相模原市小山字久保 224 の 224 (電) 相模原 (7) 代表 3231・3241
静岡製作所	静岡市小島 110 番地 (電) 静岡 (3) 0141~0145
中津川製作所	中津川市駒場 928 番地 2 (電) 中津川 2121~8
和歌山製作所	和歌山市岡町 91 番地 (電) 和歌山 (3) 代表 1275
大船製作所	鎌倉市大船 800 番地 (電) 大船 (6) 代表 2121
郡山製作所	郡山市字境橋町 1 番地 (電) 郡山 (2) 1230~1223
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松 (電) 尾島 270 番 太田 3981 番 800 番地
無線機製作所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池 1 番地 (電) 伊丹 大代表 5131
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋 325 番地 (電) 大船 (6) 大代表 4141
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字図所 1 (電) 高槻 (5) 1607 神足 401
相模製作所	東京都世田谷区池尻町 437 (電) 東京 (414) 代表 8111
世田谷工場	
鎌倉製作所	東京都世田谷区池尻町 305 (電) 東京 (421) 4783
東京工場	
札幌修理工場	札幌市北二条東 12 丁目 98 番地 (電) 札幌 (2) 3976



20,000 c/s 超音波電源としての高周波発電機 完成

昭和 28 年に、わが国最初の高周波誘導加熱用 10,000 c/s 機を製作した当社が、その後も順調に続々と各種定格の開発を進め、今回また超音波電源用として 20,000 c/s 機を完成した。

■ 電動発電機の特徴.

1. 大容量のものが安価にできる。
2. 出力周波数は電源周波数により安定し、変動が少ない。
3. 発電機内部 インピーダンス が小さい。
4. 発電機の並列運転が可能、真空管式に比べ消耗部品がほとんどないので維持費が非常に安く、運転確実で故障発生率が少なく、稼働率が高い。

■ 応用例.

1. 振動を利用するもの。
 - (a) 切削、研摩、穴明け。
 - (b) 鋳物の結晶の微細化。
 - (c) 溶接。

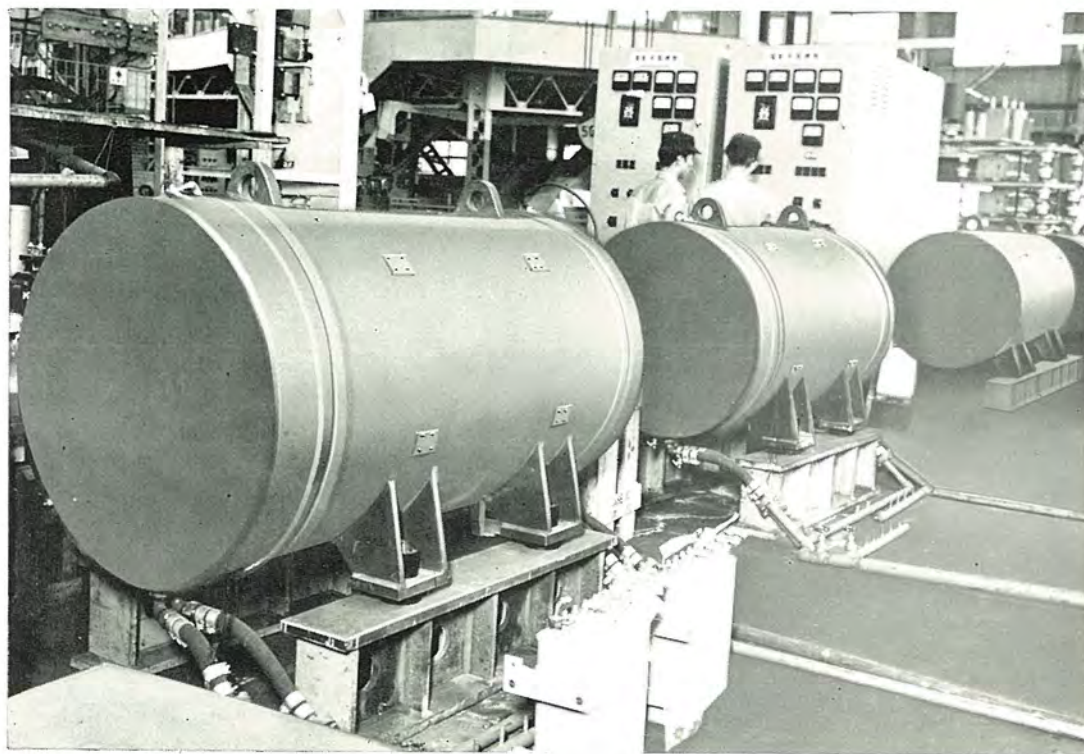
2. キヤピテーション を利用するもの。

- (a) 洗浄、油落とし。
- (b) メッキ、つや出し。
- (c) ハンダ 付け、スズメッキ。
- (d) サビ 落とし、ピッキングなど。

3. その他に 10,000 c/s, 3,000 c/s, 1,000 c/s のものは、溶解、鍛造加熱、表面焼入、ロウ 付けなど。

■ 発電機定格仕様.

出 力	25 kVA
周波数	20,000 c/s
電 圧	400/800 V
電 流	62.5/31.25A
力 率	1.0
相 数	1
回転数	3,600 rpm
絶 縁	H 種絶縁



写真向って左より

形式 SJM 形
出力 41.7 kVA
電圧 400/800 V
周波数 10,000 c/s

形式 SJM 形
出力 25 kVA
電圧 400/800 V
周波数 20,000 c/s

形式 SJM 形
出力 50 kVA
電圧 400/800 V
周波数 3,000 c/s



社会と企業を結ぶPR施設
三菱電機スカイリング