

# GTOサイリスタ式コンバータを用いた 省電力形直流エレベーター

## Energy Saving Type DC Elevators Using GTO Thyristor Converters

日立製作所は、省エネルギーの要求にこたえ、高速エレベーターの制御に電力変換効率の高いサイリスタ式コンバータを使用したサイリスタレオナード速度制御方式を採用している。しかし、最近では、よりいっそうの消費電力低減に加え、電源設備などを含めた総合的な機器の小容量化の要求が強まっている。

この問題を解決するため、コンバータにGTOサイリスタを採用した新しい速度制御方式を開発した。

本方式は、高力率化を図るため電源電圧と電源電流を同相となるように制御する。更に、GTOサイリスタを高周波でオン・オフ制御して、出力電流のリプルを小さくするとともに、電源電流の実効値を低減する。

このGTOサイリスタ式コンバータを、直流エレベーターに適用した新しい速度制御方式では、サイリスタ式コンバータに比較して、力率が大幅に向上でき、エレベーター用電源設備容量を30%以上(当社比)低減できる。また、出力回路の電流リプルを小さくでき、電磁騒音の低減用平滑リアクトルが小容量化できる。これらの改善の結果、10%以上(当社比)の省電力化を実現した。

黒沢俊明\* Toshiaki Kurosawa  
安藤武喜\* Takeki Andô  
坂井吉男\*\* Yoshio Sakai

### 1 緒 言

エレベーターには、交流電動機を用いて速度制御を行なう交流エレベーターと、直流電動機を用いて速度制御を行なう直流エレベーターがあり、高層ビル用高速エレベーターには精密な速度制御を容易に行なうことのできる直流エレベーターが採用されている。

直流エレベーターの速度制御には、これまでサイリスタ式コンバータを用いたサイリスタレオナード方式<sup>1),2)</sup>が採用されてきた。

この方式は、出力電圧の制御をサイリスタの点弧角制御で行なっているため、出力電圧の低い領域で力率が低くなる。このため頻りに低電圧領域で制御を行なうエレベーター制御では、電源設備容量を更に低減できる余地が残されていた。

そこで、GTO(ゲートターンオフ)サイリスタやトランジスタなどの自己消弧機能をもつ素子の大容量化が進むに伴い、これらを用いた方式の改善が試みられ、出力電圧が低い場合でもコンバータ自体の力率を高める方法も提案されている<sup>3),4)</sup>。この方式は、3相全波サイリスタ式コンバータの正側アームの3個のサイリスタをGTOサイリスタなどに置き換える方式や、6個全部のサイリスタをGTOサイリスタなどに置き換える方式である。後者の場合は、電源力率を改善できるだけでなく電源電流を正弦波に近づけることができ、第三、第五高調波を十分小さくすることも可能である。

しかし、これまでのGTOサイリスタ式コンバータはパルス幅だけの制御であり、GTOサイリスタの動作時間に制限があるためパルス幅の最小値に限界があり、出力電圧を零まで制御できないという問題点があった。

日立製作所は、サイリスタブリッジの正側アーム3個をGTOサイリスタにする回路を採用し、出力電圧の制御を電圧の高い領域では位相角を最小又は最大値に制限してパルス幅制

御を行ない、電圧の低い領域ではパルス幅を最小値に制限して位相制御を行なうパルス幅制御と位相制御を併用して、力率が高く、かつ出力電圧が零まで制御できる新しい直流エレベーターの速度制御方式を開発した<sup>5)</sup>。

本方式を採用した高速直流エレベーターは、昭和58年4月から発売を開始した。

### 2 GTOサイリスタ式コンバータ制御の特徴

新方式のGTOサイリスタ式コンバータは、従来の3相サイリスタブリッジの正側アーム3個をGTOサイリスタに置き換えたもので、サイリスタとGTOサイリスタの混合ブリッジで構成している(図1)。

このGTOサイリスタ式コンバータは、電動機に電源電圧を供給する通流期間〔例えば、サイリスタ(TV)とGTOサイリスタ(GU)を同時にオンする期間〕と、電源電圧の供給をやめ、電機子電流を還流する還流期間〔例えば、サイリスタ(TV)とGTOサイリスタ(GV)を同時にオンする期間〕をもち、通流期間の割合(通流率 $P$ )を制御することにより出力電圧を制御する。

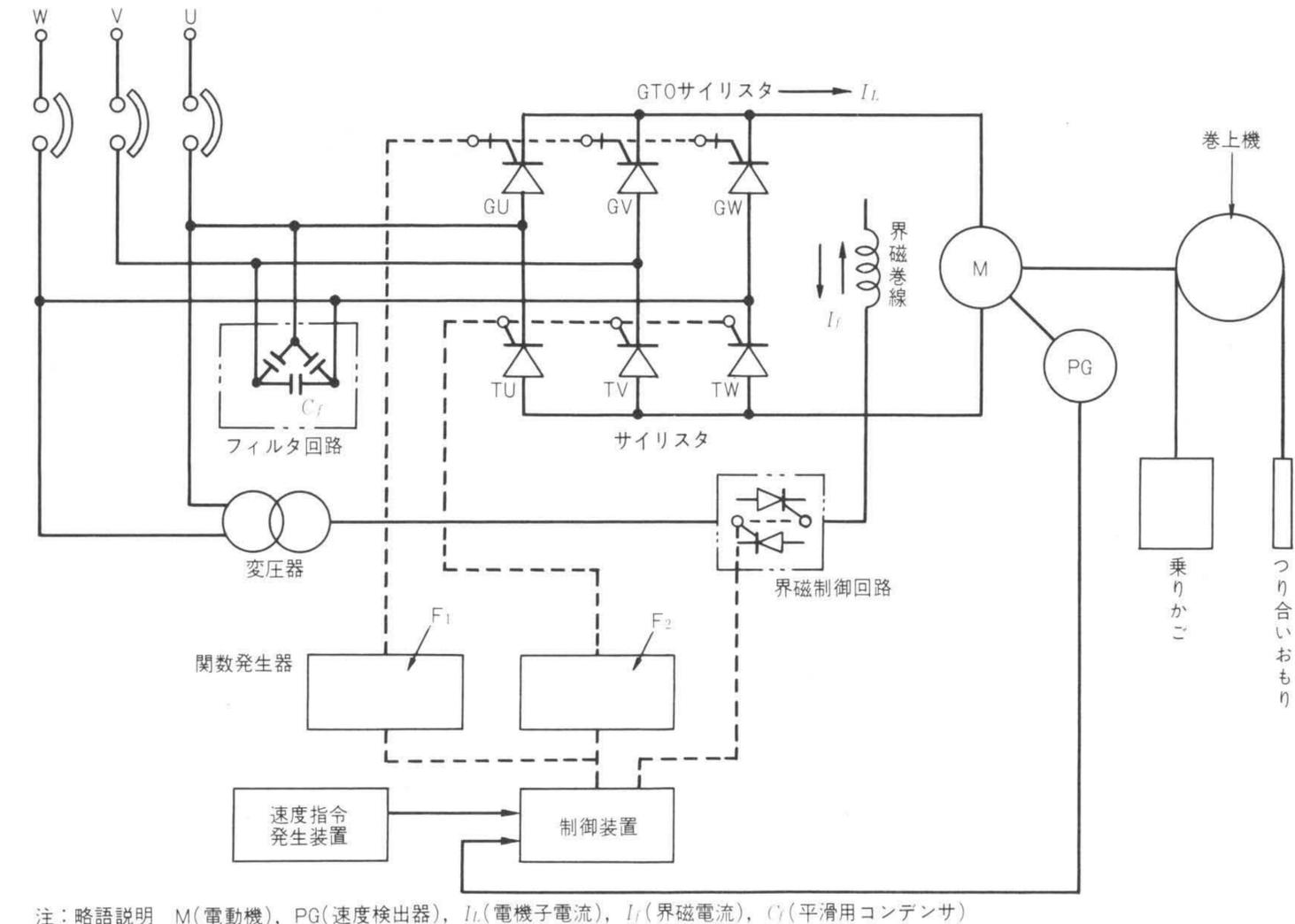
ところで、出力電圧を零まで制御するには通流期間を零まで可変しなければならない。しかし、GTOサイリスタの動作時間に制限があるために、この方法だけでは通流期間を零まで制御することはできない。そこで、制御信号が小さいときは位相制御を行なう必要があり、制御信号の大きさに応じて二つの制御領域をもつように構成した。

二つの制御領域は、図2の実線の特性をもち関数発生器 $F_1$ と、点線の特性をもち関数発生器 $F_2$ により自動的に選ばれ、それぞれ次のように制御する。

#### (1) パルス幅制御領域

制御信号の大きい領域で、位相角 $\alpha$ は関数発生器 $F_2$ の飽和特性

\* 日立製作所日立研究所 \*\* 日立製作所水戸工場



注：略語説明 M(電動機), PG(速度検出器),  $I_L$ (電機子電流),  $I_f$ (界磁電流),  $C_f$ (平滑用コンデンサ)

図1 直流エレベーター速度制御回路 従来のサイリスタ式コンバータに替えて、GTOサイリスタ式コンバータを用いて電動機速度制御を行なう。

によって、コンバータ出力電圧が正のとき最小値(0度)、負のとき最大値(180度)の一定値に保持し、関数発生器F1の出力信号に応じて通流率Pを可変制御する(図2)。

この領域は電源電圧に対して電源電流を同相で制御するので基本波力率は1となり、コンバータの高力率化が図れる。

(2) 位相制御領域

制御信号の小さい領域で、通流率Pは関数発生器F1の不感帯特性によって小さい一定値に保持し、関数発生器F2の出力

信号に応じて位相角 $\alpha$ を0~180度まで可変制御する(図2)。

この領域は位相制御を行なっているので力率は低いが、出力電圧を零まで連続的に制御する用途、すなわちエレベーターの制御には適用上欠くことのできない特性である。

新方式GTOサイリスタ式コンバータによる出力電圧、出力電流、電源電流の波形を図3に示す。同図中(a)は制御信号が大きい領域で、パルス幅制御領域のときの波形であり、相電圧の中央部で電流が流れ、基本波力率が1となる。同図中(b)は制御信号が零で、位相制御領域のときの波形であり、相電圧と電流の間に位相差( $\alpha$ )が生じるから力率は悪い。

ところで、サイリスタ式コンバータと、GTOサイリスタ式コンバータの場合の、コンバータ出力電圧に対する基本波力率の関係は図4に示すようになる。サイリスタ式コンバータの場合の基本波力率は、出力電圧に比例し最大電圧のとき1となる。一方、GTOサイリスタ式コンバータでは、位相制御領域をできるだけ少なくすれば高力率で制御できる領域が増大し、エレベーターのように低電圧領域で使われる比率の多いものでは力率の向上が図れる。

このため、サイリスタ式コンバータのとき力率改善のため必要であった電圧整合用の電源変圧器が、GTOサイリスタ式コンバータの場合には不用となる。

サイリスタ式コンバータの場合とGTOサイリスタ式コンバータの場合の、コンバータの出力電圧に対する皮相電力の比較結果を図5に示す。この結果から次のことが分かる。

- (1) GTOサイリスタ式コンバータの皮相電力は、サイリスタ式コンバータよりも低減できる。
- (2) 皮相電力の低減効果は出力電圧の低い領域で大きい。これは、GTOサイリスタ式コンバータが、出力電圧が低い領域で電源電流の実効値を大幅に低減できるためである。

GTOサイリスタ式コンバータの出力電流のリプルを小さくするためには、GTOサイリスタのオン・オフ(通流期間と還

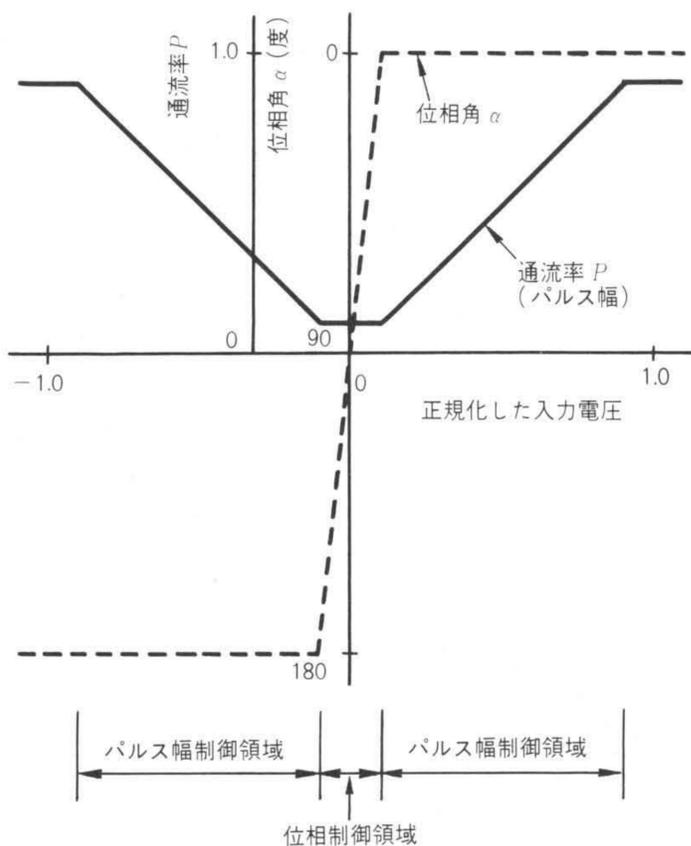


図2 GTOサイリスタ式コンバータの動作モード 出力電圧が高いときはパルス幅(通流率)制御を、それ以外のときは位相制御を行なう。

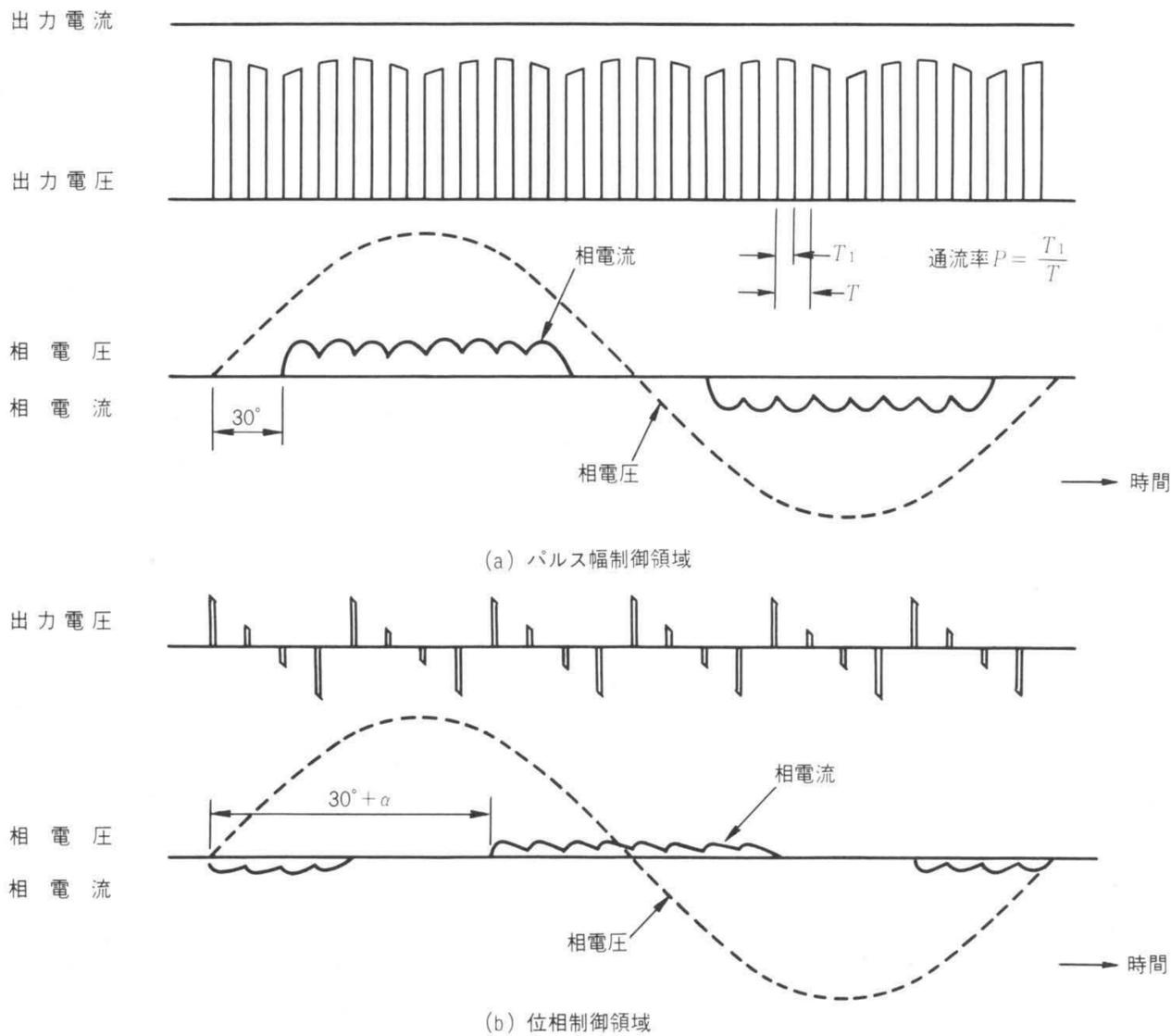


図3 GTOサイリスタ式コンバータの動作波形 通流期間と還流期間を交互に制御して出力電圧を得る。電圧が大きいときは、位相角  $\alpha$  を一定値に制限してパルス幅制御を行なう。電圧が小さいときは、通流率  $P$  を小さな一定値として位相制御を行なう。

流期間)の周期を電機子回路の時定数よりも十分小さくすればよい。本方式では電気角  $\frac{2}{3}\pi$  の間に8回オン・オフするようにした。

サイリスタ式コンバータとGTOサイリスタ式コンバータの出力電流のリプル波形の一例を図6に示す。サイリスタ式コンバータはDCL(平滑用リアクトル)がある場合でリプル率は4.7%, GTOサイリスタ式コンバータはDCLがない場合でもリプル率は1.7%と大幅に低減できた。

- 以上のGTOサイリスタ式コンバータの検討結果から、
- (1) 電源電流が低減できるので、給電回路の抵抗損を小さくできる。
  - (2) 出力電流のリプル率が低減できるので、平滑回路の小容量化ができ、この回路の損失を小さくできる。
- などの効果があり、サイリスタ式コンバータに比べ消費電力量の低減が図れる。

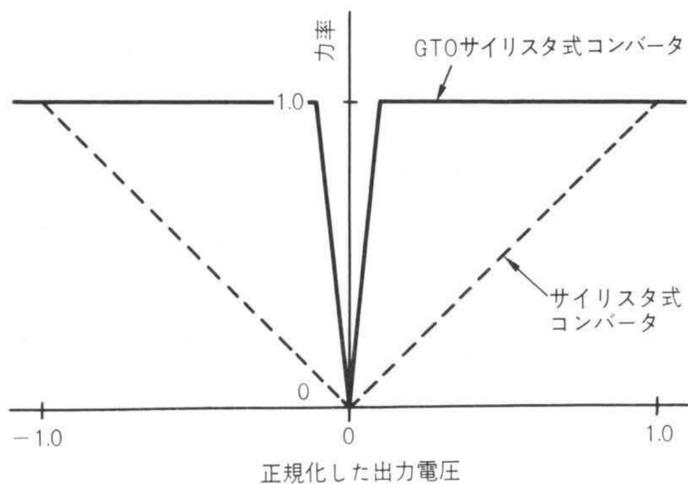


図4 GTOサイリスタ式コンバータを用いた場合の力率特性 サイリスタ式コンバータでは、出力電圧に比例して力率が良くなり、最高出力電圧で1となる。GTOサイリスタ式コンバータでは、力率の低い領域を少なくし、全体的に力率の改善を図る。

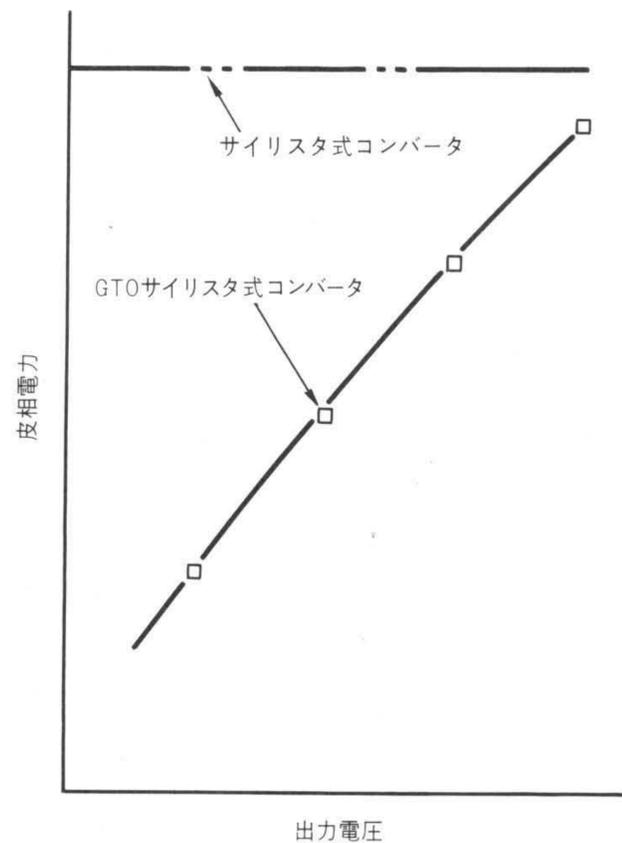


図5 サイリスタ式コンバータとGTOサイリスタ式コンバータの皮相電力比較 出力電圧に対する皮相電力を求めた。サイリスタ式コンバータでは、出力電圧に関係ないがGTOサイリスタ式コンバータは出力電圧が小さくなると皮相電力も低減され、エレベーターのように低電圧領域で運転することの多い装置では、電源設備の低減効果は大きくなる。

### 3 新速度制御方式

#### 3.1 制御回路

サイリスタ式コンバータを採用して直流電動機を制御するサイリスタレオナード方式には二つの方式がある。第一の方式は電動機の電機子回路に二組みの主サイリスタ装置を備え、

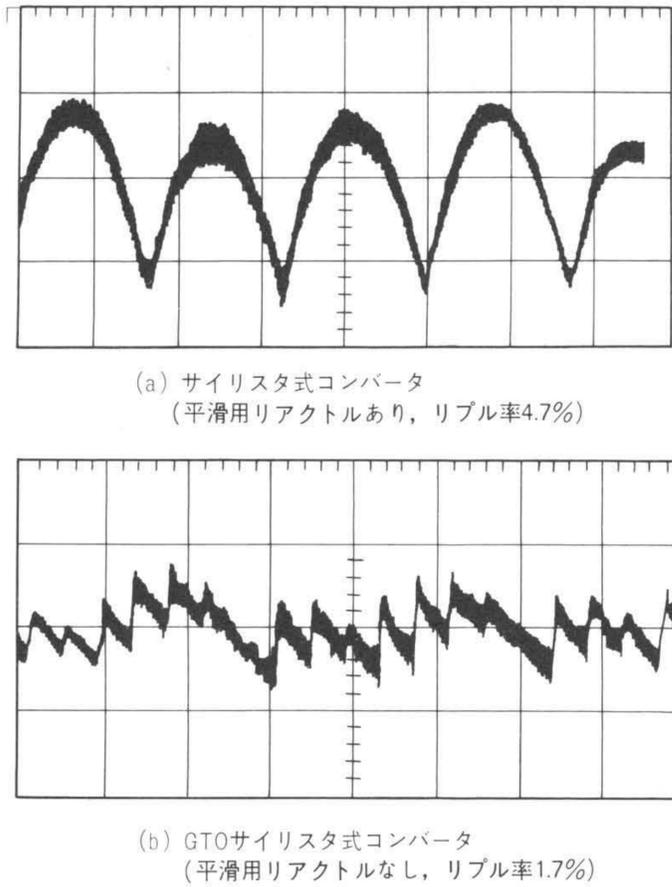


図6 出力電流波形 GTOサイリスタ式コンバータは、GTOサイリスタを高周波でオン・オフ制御することにより、出力電流のリプル率を低減できる。

電機子電流を正・負両方向に制御する電機子切換方式で、第二の方式は電機子回路に一組の主サイリスタ装置を備え、電機子電流を一方向に界磁電流を正・負両方向に制御する界磁切換方式である。

日立製作所は、長年にわたり両制御方式について研究し、安全性、信頼性及び省電力効果に優れた上記第二の方式を採用している。新しく開発したGTOサイリスタ式コンバータを採用した直流エレベーターの電機子電流 $I_L$ と界磁電流 $I_f$ との制御範囲と電動機トルク $T_m$ との関係を図7に示す。

この方式は、乗客変動などの外乱にかかわらず、安定した

乗り心地、及び着床性能を十分満足する速度制御系とするために、

- (1) 電動機の回転速度を速度発電機で検出し、速度指令と比較制御する速度帰還制御方式とした。
- (2) 所要トルクの小さい領域では、電機子電流 $I_L$ を一定値とし、界磁電流 $I_f$ をトルク指令 $T_s$ に比例して正・負連続に制御する方式とした。
- (3) 所要トルクが大きな領域では、界磁電流 $I_f$ を一定値とし、トルク指令の絶対値に比例して電機子電流 $I_L$ を一方向に増加する方式とした。
- (4) 応答の遅い界磁回路と応答の速い電機子回路の応答速度を一致させるために、適正な補償帰還回路を設けた。

この結果、常に安定した制御性能が得られるエレベーターの速度制御を行なうことができた。240m/minエレベーターの

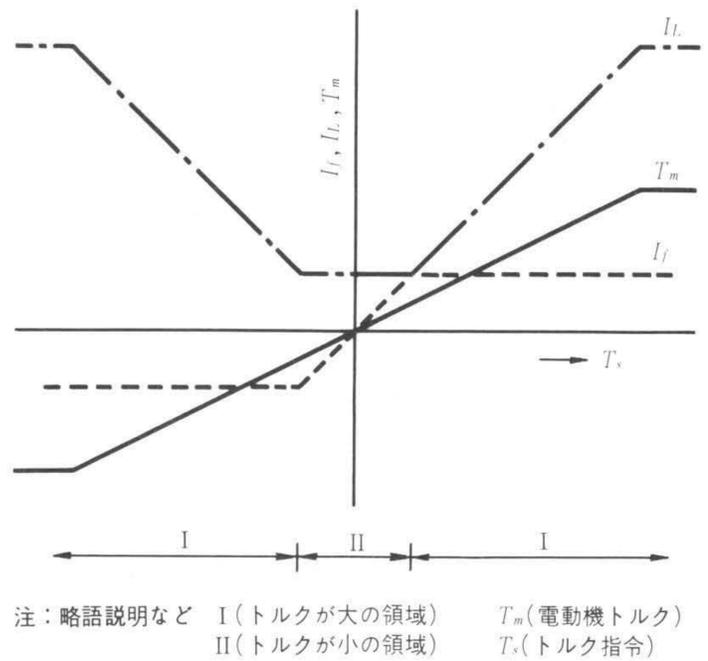


図7 界磁、電機子電流制御関数発生器の特性 トルクが大きい領域では電機子電流を、トルクが小さい領域では界磁電流を変化させて、電動機出力を制御するようにしている。

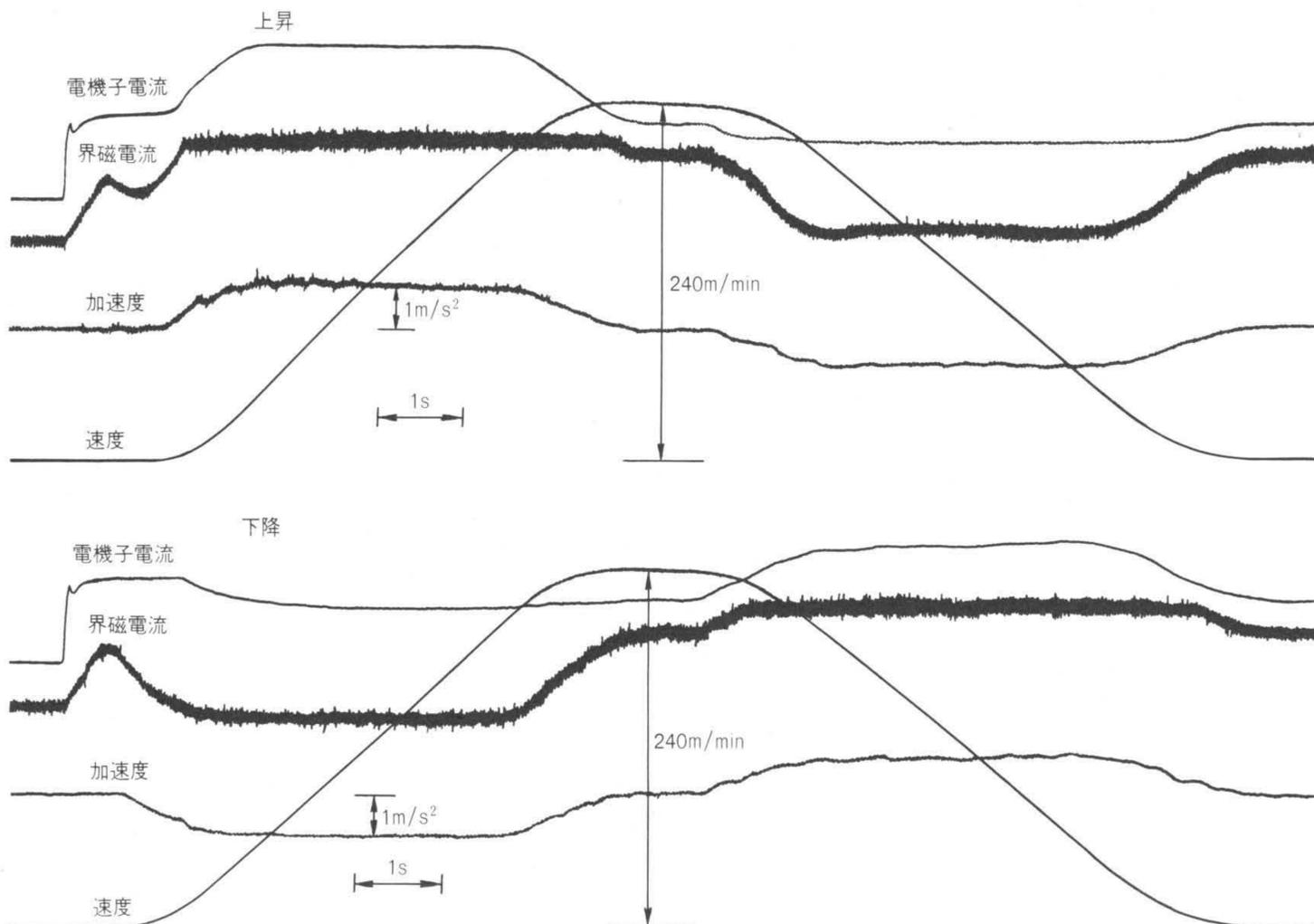


図8 240m/minエレベーターの速度特性 (全負荷運転) 円滑な速度特性が得られている。

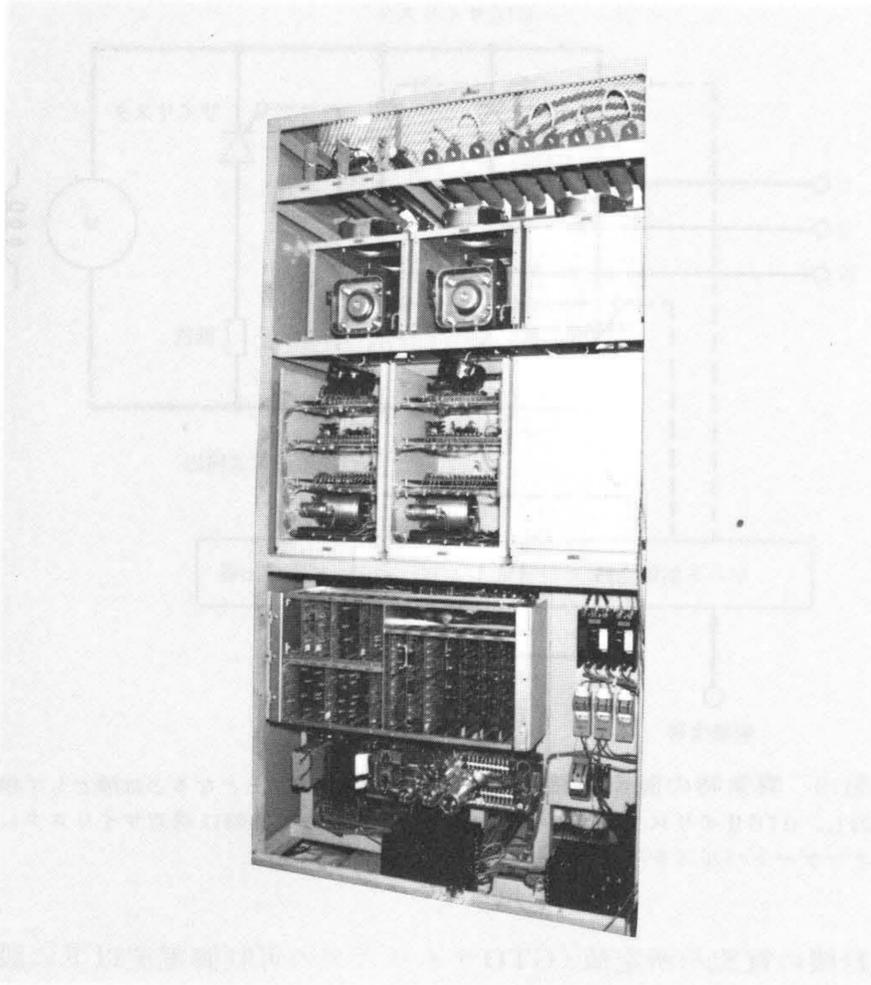


図9 GTOサイリスタ式コンバータの制御盤 電力変換装置及び速度制御回路部が収納されている。

運転特性の一例を図8に、GTOサイリスタ式コンバータの制御盤を図9に示す。

### 3.2 エレベーター走行時の皮相電力及び消費電力

サイリスタ式コンバータとGTOサイリスタ式コンバータについて、エレベーターの積載負荷量を変化し、各階床運転を行ない1往復運転時の皮相電力量(電源設備の実効容量)と消費電力を求めた。

皮相電力量の実測結果を図10に示す。この結果からGTOサイリスタ式コンバータを用いた場合の皮相電力量は、サイリスタ式コンバータよりも30%以上(当社比)低減できることが分かる。このことは、電源設備容量を30%以上低減できることを意味する。

消費電力の実測結果を図11に示す。この結果から、GTOサイリスタ式コンバータを用いた場合の消費電力は10%以上(当社比)低減できる。なお、GTOサイリスタ式コンバータでの測定は、電圧整合用の電源変圧器とDCLがない場合である。

### 3.3 電磁騒音

エレベーター走行時のエレベーターケージ内騒音の測定結果を図12に示す。GTOサイリスタ式コンバータではDCLがない場合でもサイリスタ式コンバータでDCLを接続した場合とほぼ同一となり、電磁騒音の低減が図れる。これは、出力電流のリプルの低減を図った効果である。

### 3.4 高調波電流

コンバータの電源電流の高調波成分は、フィルタの定数に

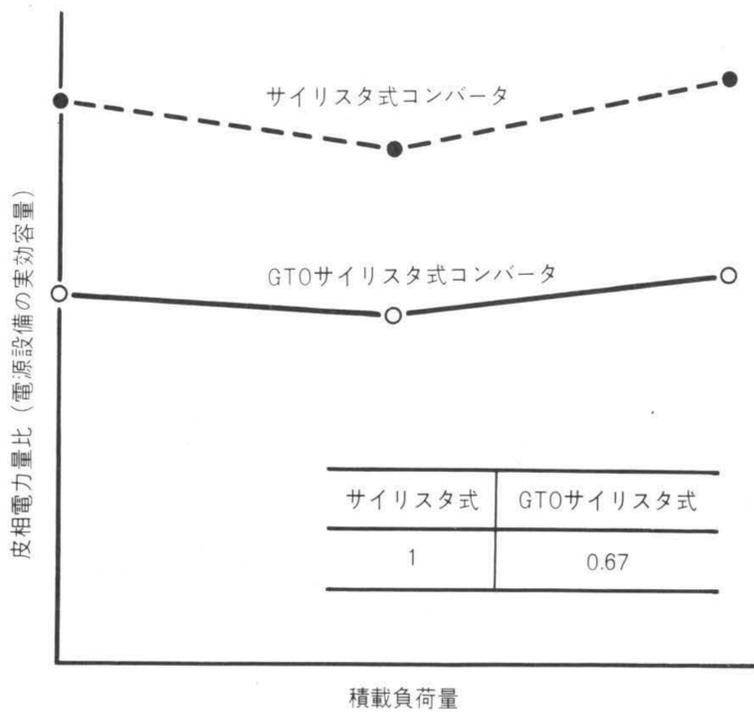


図10 エレベーターの積載負荷量を変化したときの電源設備の実効容量比較 エレベーターの1往復運転に要する皮相電力量を求めたものである。サイリスタ式コンバータに比べ、30%以上の低減が図れる。

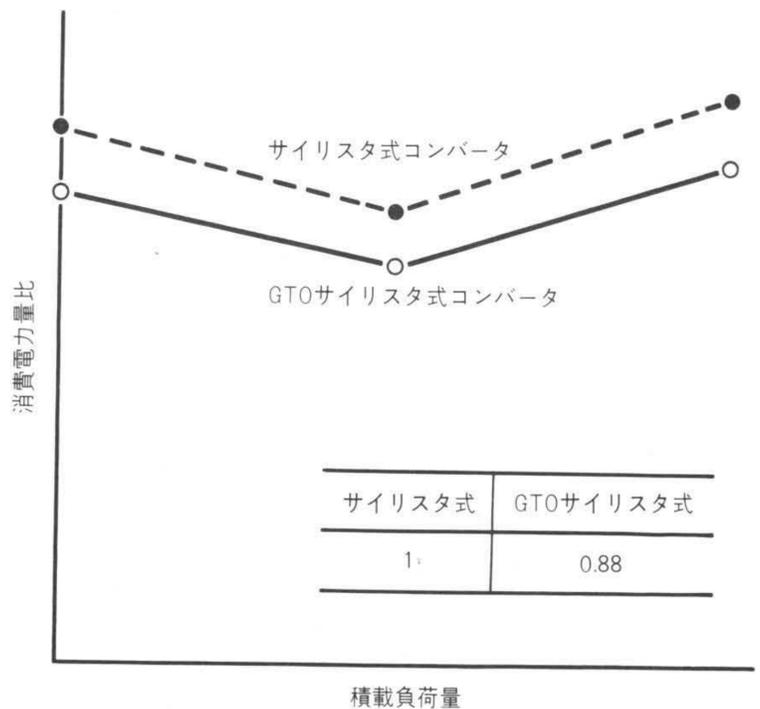
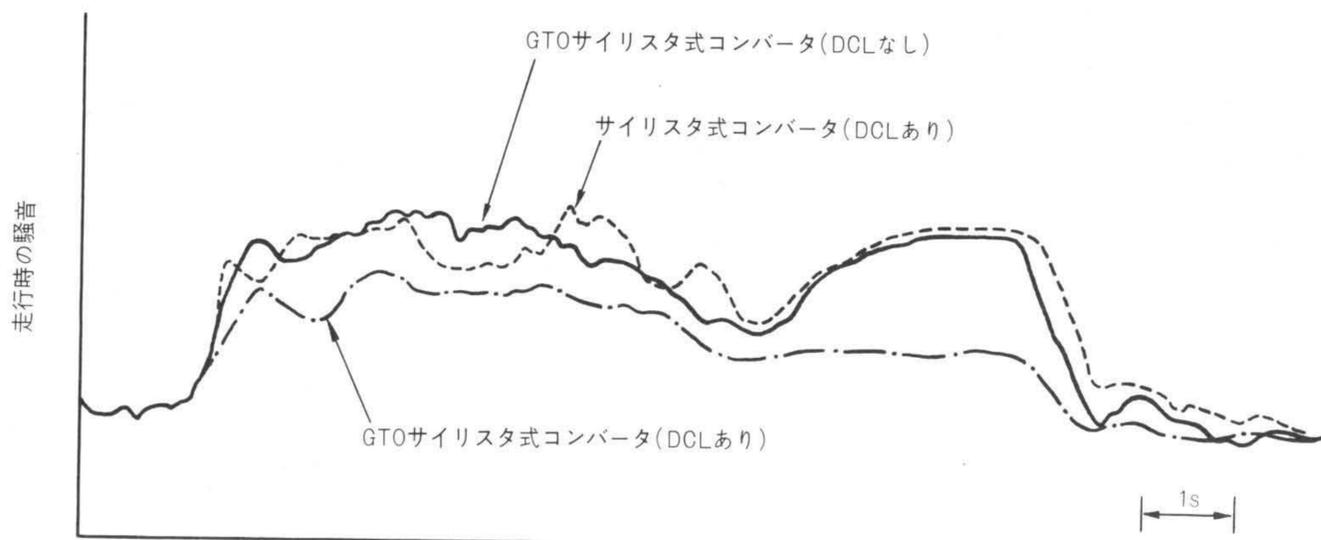


図11 エレベーターの積載負荷量を変化したときの消費電力量比 エレベーターの1往復運転に要する消費電力量を求めたものである。サイリスタ式コンバータに比べ、10%以上の低減が図れる。



注：略語説明  
DCL(平滑用リアクトル)

図12 走行時のケージ内騒音の比較 GTOサイリスタ式コンバータは、DCLを用いなくとも、サイリスタ式コンバータの場合と同程度の効果が得られる。

より変化するが、一例としての実測値を図13に示す。サイリスタ式コンバータの場合はコンバータ出力電圧に関係なく一定であるが、GTOサイリスタ式コンバータはコンバータ出力電圧に影響され、出力電圧が正負の定格値までの変化で矢印の範囲となり、出力電圧が低いほど高調波電流は小さくなり、GTOサイリスタ式コンバータの高調波はサイリスタ式コンバータよりも低減できる。

また、電源電流に含まれる高調波電流による等価妨害電流  $J_p$  の実測値を図14に示す。サイリスタ式コンバータに比べ低減効果が大いことが確認できた。

**4 異常時の保護回路**

エレベーターの速度制御では、どのような故障が発生してもエレベーターを安全に停止させる必要がある。そして、いったん停止させた後、自動的に故障診断を行ない、安全装置が正常に復帰していれば再起動させる構成としている。

GTOサイリスタ式コンバータの保護回路を図15に示す。電

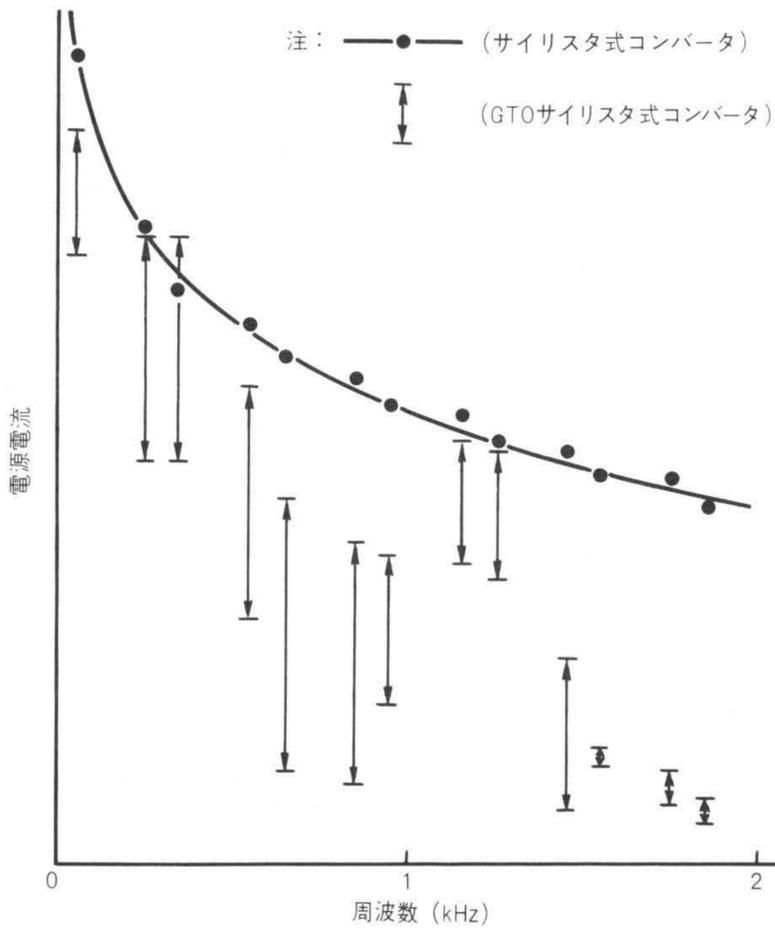
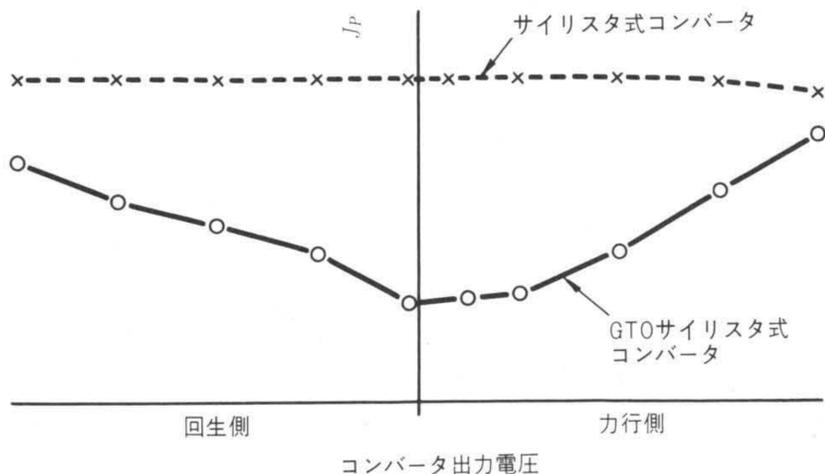


図13 出力電圧を変化したときの高調波電流の比較 GTOサイリスタ式コンバータは、出力電圧が変わると高調波電流は矢印の範囲で変化するが、全体的にサイリスタ式コンバータよりも低減できる。



注：略語説明  $J_p$ (等価妨害電流)  
図14 等価妨害電流の比較 出力電圧が小さいほど効果が大い。

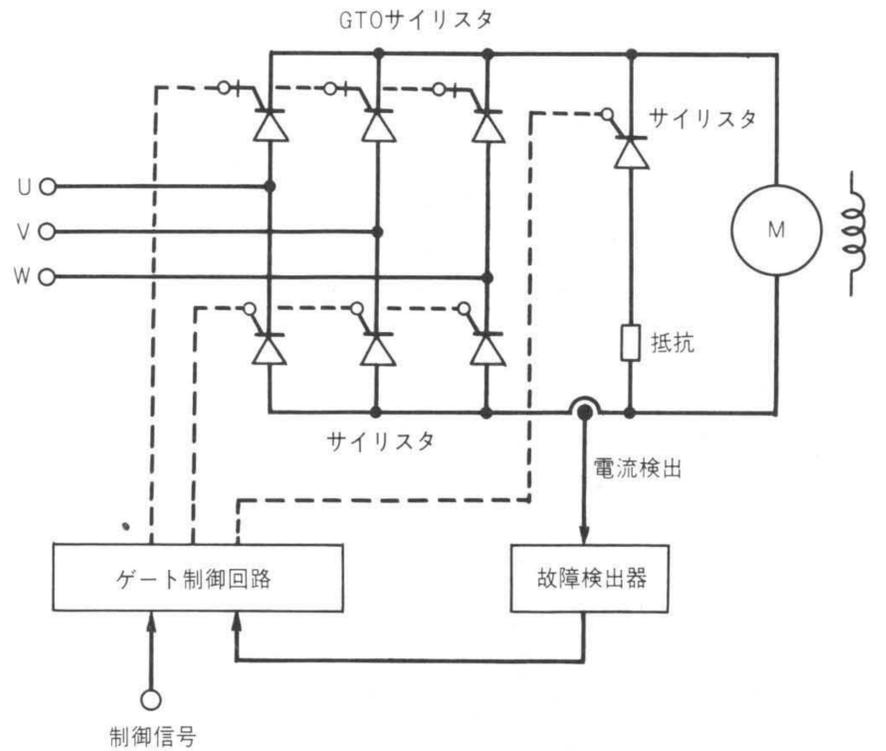


図15 異常時の制御回路 出力電流が所定値以上となると故障として検出し、GTOサイリスタにオフゲートパルスを与えると同時に還流サイリスタにオンゲートパルスを与え、電動機電流を還流させる。

動機の電流が所定値 (GTOサイリスタの可制御電流以下に設定する。) となると故障と判断し、導通状態にあるGTOサイリスタにオフゲートパルスを与え、その後他のGTOサイリスタにはオンゲートパルスを与えないようにする。このためGTOサイリスタがオフすると電動機電流の還流ができなくなり、電動機のインダクタンスによる過電圧が発生しGTOサイリスタが破損する虞がある。そこで電動機に並列にサイリスタを置き、故障検出と同時にゲート回路に点弧パルスを与え、電動機の電流を還流させるようにして安全性の向上を図った。

**5 結 言**

GTOサイリスタ式コンバータを用いた新しい直流エレベーターの速度制御方式を開発した。  
新方式はサイリスタ式コンバータ方式に比較して、  
(1) 力率が向上する結果、皮相電力量は30%以上(当社比)低減でき、電源設備の実効容量を低減できた。  
(2) GTOサイリスタを高周波でオン・オフして出力電流のリップル率を低減し、平滑回路の小形化を図るなどの改善により、10%以上(当社比)の省電力効果が得られることが確認できた。

**参考文献**

- 1) H. Inaba, et al.: A New Speed Control System for DC Motors and its Application to Elevator, IEEE Trans. IA-16, 2, 179~185(1979)
- 2) 坂井, 外: サイリスタレオナード制御方式直流エレベーター, 日立評論, 62, 7, 509~514(昭55-7)
- 3) T. Kataoka, et al.: A Pulse Width Controlled AC to DC Converter to Improve Power Factor and Wave of AC Line Current, IEEE Trans. IA-15, 6, 670~675(1979)
- 4) 片岡, 外: GTOを用いた三相PWM制御整流回路による静止レオナード装置, 昭和58年度電気学会全国大会講演論文集, 4, 518~519(昭58-4)
- 5) H. Inaba, et al.: A New Speed Control System for DC Motor Using GTO Converter and its Application to Elevator, Conference Record IEEE-IAS-1983, 725~730(1983)