

入出力正弦波電流形インバータとその応用

Current Source Inverters with Sinusoidal Inputs and Outputs

最近、電動機駆動用のインバータに対して、電動機の騒音や損失、あるいは商用電源に対する高調波障害の点から、入出力電圧・電流波形の正弦波化の要求が強くなった。この要求にこたえるため、GTOサイリスタやトランジスタなどの自己消弧素子を使用し、PWM制御を適用した電流形インバータを開発した。

誘導電動機を駆動し、入出力電圧・電流波形をほぼ正弦波にできること、及び商用電源駆動時と同程度の電動機騒音、効率特性が得られることを確認した。また、平滑用のリアクトルやコンデンサ容量を、従来の電流形インバータに比べ大幅に低減できた。更に、ベクトル制御を適用することにより滑らかな加減速運転特性が得られ、電動機駆動に非常に適したインバータであることを実証した。

本部光幸* Mitsuyuki Hombu
 植田明照* Akiteru Ueda
 地福順人** Yorito Jifuku
 三井宣夫*** Nobuo Mitsui
 岡島郁夫**** Ikuo Okajima

1 緒言

交流電動機を速度を制御するためのインバータは、パワー半導体やマイクロコンピュータの進歩により小形・軽量、低コスト化、高性能化が進み、ポンプ、ファンの省エネルギー運転用、圧延機、車両、エレベーター、あるいはエアコンディショナ駆動用と様々な分野で利用されている^{1)~3)}。

最近では小形・軽量化や高性能化のほかに、商用電源に対する高調波障害、あるいは駆動される電動機の騒音や損失などの改善要求がしだいに高まってきた。この問題解決の一つとして、電圧・電流の正弦波化が考えられる。そこで、トランジスタやGTO(ゲートターンオフ)サイリスタなどの自己消弧素子を使用し、しかも自己消弧素子もっている高速スイッチング特性を利用してPWM(パルス幅変調)制御を行なうことにより、入力と出力の電圧・電流波形を共にほぼ正弦波にすることができる電流形インバータを開発した^{4),5)}。

本稿では、入出力正弦波電流形インバータの主回路構成とその基本動作、波形の正弦波化のためのPWM制御法、及び誘導電動機駆動時の特性について述べる。また、本インバータのエレベーター制御への応用についても簡単に触れることにする。

2 主回路構成と基本動作

図1に入出力正弦波電流形インバータの主回路構成を示す。

コンバータ部、インバータ部共にスイッチング素子としてGTOサイリスタを使用し、電流遮断時に発生する過電圧吸収及び負荷である誘導電動機の無効電力処理のために、コンデンサを入力端と出力端に接続している。

コンバータ部をGTOサイリスタで構成しているため、電源電圧に対して進みあるいは遅れと、任意の位相で電流を流すことができる。電源電圧と同相の電流を流すようにGTOサイリスタを点弧すれば、電源力率=1の運転が可能になる。また、電源電圧と逆位相に電流を流すことにより、電源へのエネルギー回生運転を行なうことができる。進みと遅れの制御を組み合わせることにより、電源の無効電力を調整することも可能である。

本インバータは電流形であるために、逆電圧がスイッチング素子に印加されることになり、逆阻止機能をもつGTOサイリスタが必要になる。トランジスタには逆阻止機能がないので、単独で使用することはできないが、直列にダイオードを接続すれば使用可能である。

図2はインバータ部の基本動作波形及びゲート信号を示したものである。コンバータ部もその基本動作原理はインバータ部とほとんど同じである。インバータ部で、GTOサイリスタ構成の三相ブリッジ回路に正弦波状にPWM制御した電流 i_U を流す。無効電力処理及び過電圧吸収用のコンデンサを出

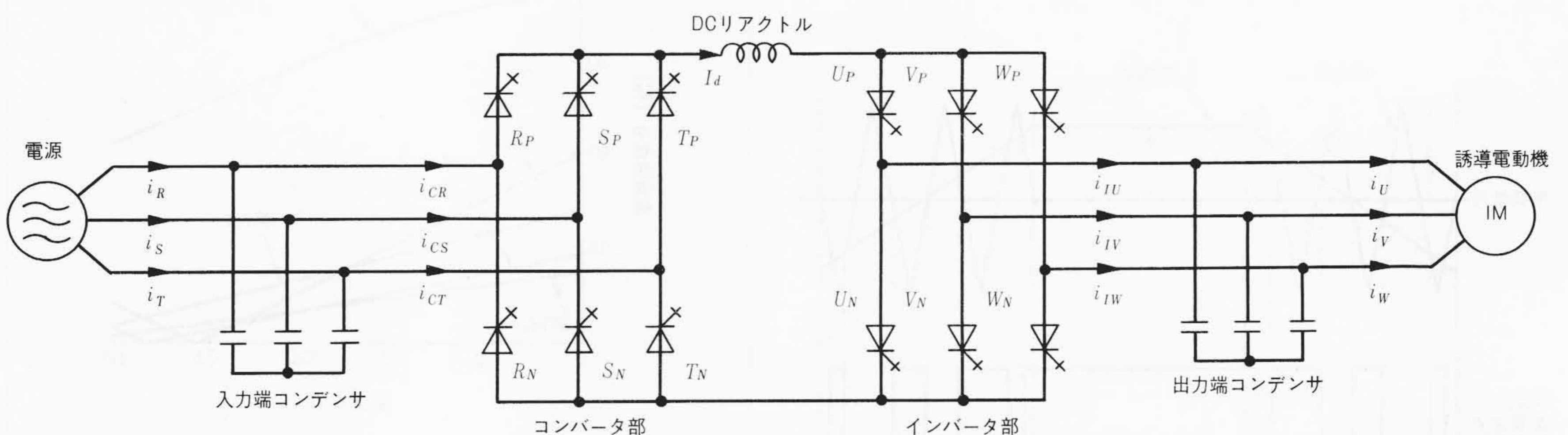


図1 入出力正弦波電流形インバータの主回路構成 スwitchング素子としてGTOサイリスタを使用し、電流遮断時に発生する過電圧を吸収するために、コンデンサを入出力端に接続した電流形インバータである。

* 日立製作所日立研究所 ** 日立製作所日立工場 *** 日立製作所水戸工場 **** 日立製作所習志野工場

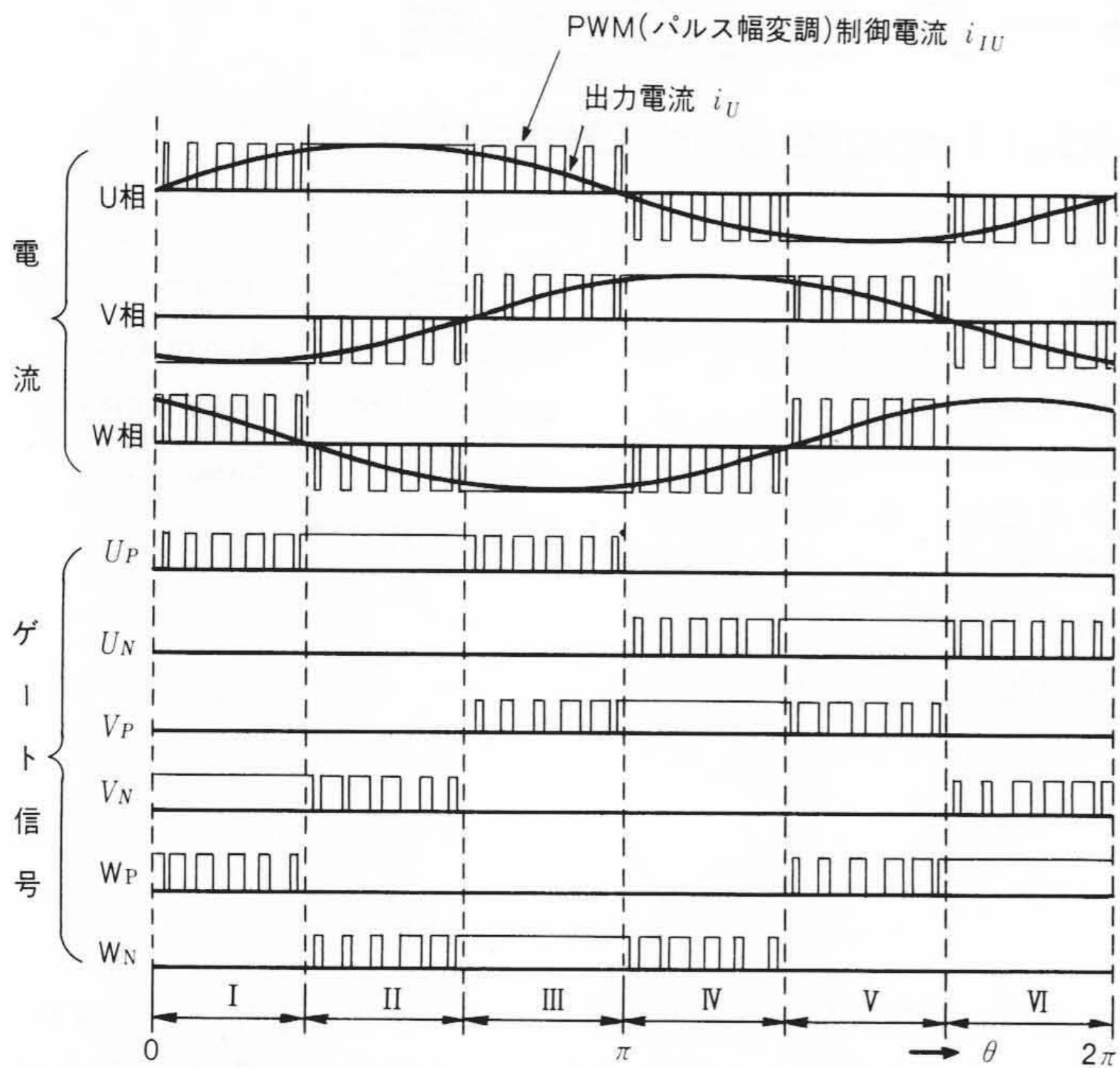


図2 基本動作波形(インバータ部) 正弦波状にPWM制御したゲート信号, 及び過電圧吸収用コンデンサのフィルタ効果により出力電流を正弦波にすることができる。

力端に接続しているため、これがフィルタとしての機能を合わせもつことになり、この効果により出力電流 i_U をほぼ正弦波にすることができる。電流形であるため、出力電流を正弦波にすれば、出力電圧も容易に正弦波にすることができる。

コンバータ部もインバータ部同様、GTOサイリスタ構成のブリッジ回路に正弦波状のパルス幅分布をもつ電流を流すように制御することにより、入力電流、すなわち電源電流をほぼ正弦波にすることができる。

3 PWM制御法

入力及び出力波形を正弦波にするためのPWM制御のほかに、インバータ部では負荷である誘導電動機の数に応じた周波数制御、コンバータ部では誘導電動機の電流の大きさを変えるための直流電圧制御が必要になる。以下にこれらの制御法について述べる。

3.1 PWM制御電流パターンの決定法

図3にPWM制御電流パターンの発生法を示す。台形波状の

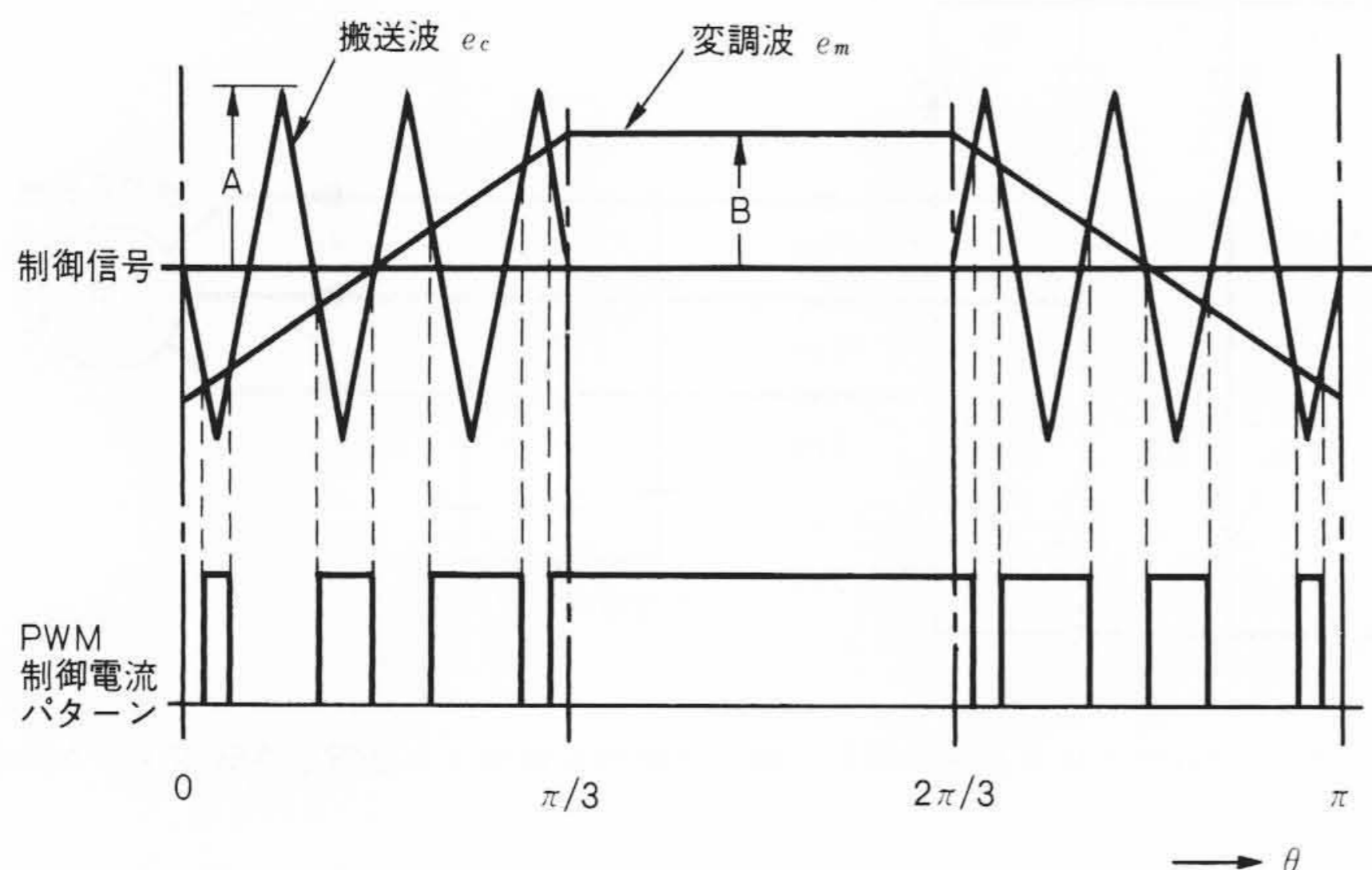


図3 PWM制御電流パターン発生法 台形波状の変調波と三角波の搬送波を比較することにより、PWM制御電流パターンを得ている。

変調波 e_m と三角波の搬送波 e_c とを比較し、 $e_m \geq e_c$ のとき “1”、 $e_m < e_c$ のとき “0” となるパルス信号を発生させることにより、PWM制御電流パターンを得ることができる。パターンを変える要素は e_m と e_c の振幅比、すなわち変調率 $D = B/A$ と動作半周期でのパルス数 M の二つである。図3の場合、 $D = 0.75$ 、 $M = 7$ である。変調率とパルス数を変えると、PWM制御電流に含まれる高調波成分が変化する。高次の高調波成分は、入力端あるいは出力端に接続しているコンデンサによってほとんど吸収できるので、電源あるいは誘導電動機に対する影響は小さいが、低次の高調波成分はコンデンサ容量が小さいので十分吸収できず、電源じょう乱や誘導電動機のトルク脈動、損失増加の要因となる。図4は低次高調波成分に着目し、変調率を変化させたとき、これらの含有率がどのようになるかを示したものである(パルス数 M が99と199の場合を示した)。どの場合も変調率が大きくなるほど高調波成分は少なくなっている。同図には、高調波成分として最も含有率の大きい $3(M-1) \pm 1$ 次の成分が変調率に対してどのように変化するかも示している。この成分も変調率が大きくなるほど少なくなっているが、 $D = 1.0$ の場合でも20%以上である。 $3(M-1) \pm 1$ 次の成分の含有率は他の高調波成分に比べて非常に大きい。パルス数 M の値をある程度大きくすれば、入出力端のコンデンサによってそのほとんどを吸収できるので、実用上

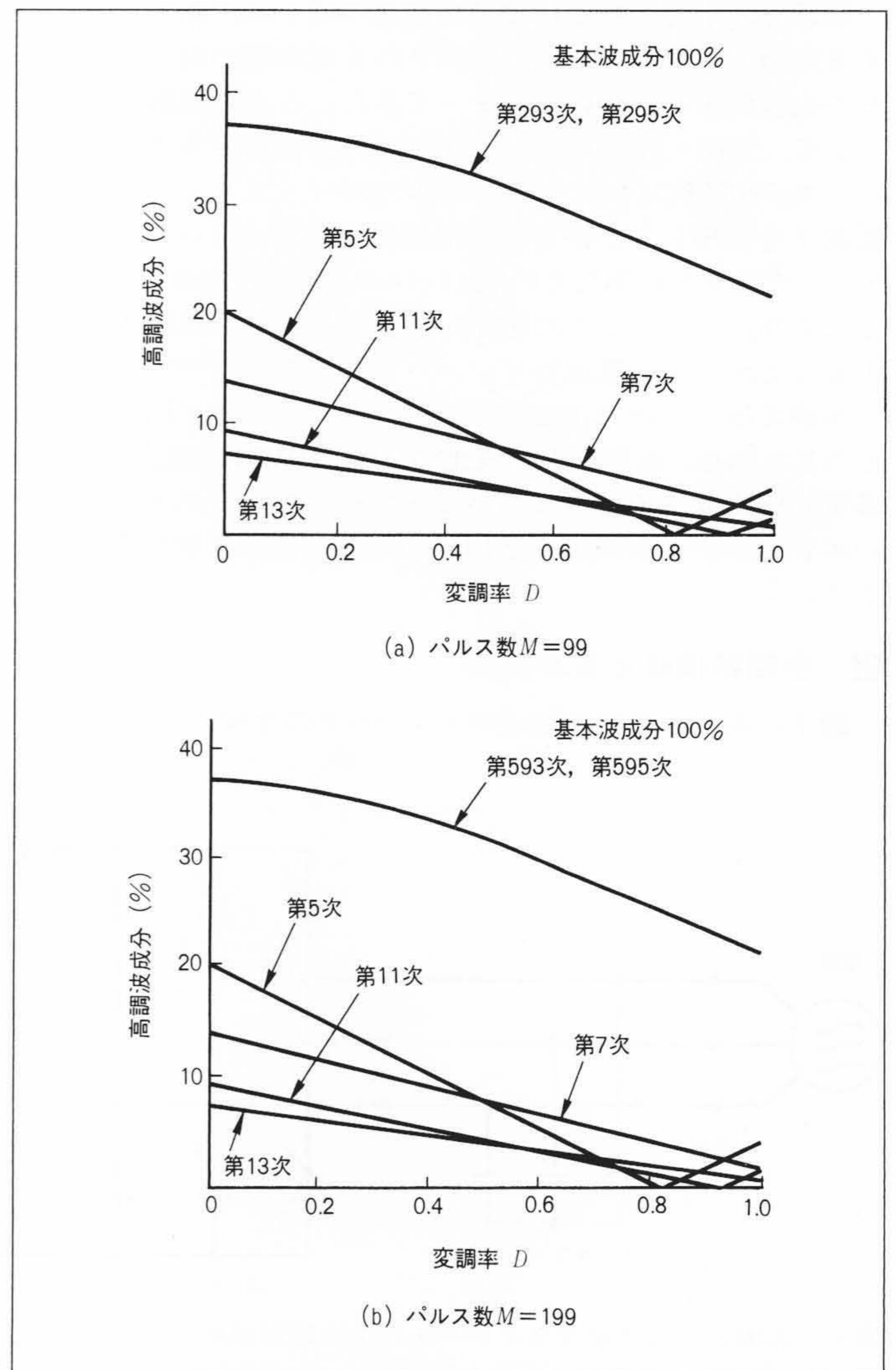


図4 変調率とPWM制御電流の高調波成分の関係 一般的に変調率が大きくなると、高調波成分は少なくなっている。変調率としては0.75程度以上に選ぶのが望ましい。

問題はない。同図から変調率 D は0.75程度以上に選ばばよいということが分かる。

3.2 コンバータ部のPWM制御法

コンバータ部では入力、すなわち電源電流を正弦波に保ちながら、しかも直流電圧の大きさを変える機能をもつPWM制御が必要になる。図5に、コンバータ部のゲート信号及び各部動作波形を示す。直流電圧はコンバータ部を強制的に直流短絡状態にするゲート信号(以下、短絡パルスと呼ぶ。)の幅を変えることにより制御する。各GTOのゲート信号は、含まれる高調波成分ができるだけ少なくなるように選んだPWMパターンと直流電圧制御のための短絡パルスとを組み合わせたものである。例えば、期間IではGTO_{SP}に短絡パルスが加えられている。短絡パルスが存在するときには、GTO_{SP}とGTO_{SN}が同時にオンし、コンバータ部は直流短絡状態となり、直流電圧は0になる。短絡パルスの幅を狭くすると直流電圧0の期間が短くなり、直流電圧の平均値は大きくなる。逆に短絡パルスの幅を広くすると直流電圧の平均値は小さくなる。したがって、短絡パルスの幅を変えることにより直流電圧の大きさを制御することができる。

図5に示したように、直流電圧は交流電源電圧をチョッピングした波形であり、GTOサイリスタを使用しているので従来のサイリスタを用いたものに比べて、チョッピングの周波数を高くすることができる。このため、直流電流の脈動を大幅に低減でき、その効果として直流電流平滑用のDCリアクトルを大幅に小形化できる。

短絡パルスが存在する期間は、直流電流が電源側をバイパスする形で流れるので、PWM制御電流は0になる。この結果、PWM制御電流は図2と異なり、全周期にわたってPWM制御された形となる。

3.3 インバータ部のPWM制御法

インバータ部では、出力波形の正弦波化及び誘導電動機の回転速度に応じた周波数制御機能をもつPWM制御が必要になる。インバータ部の場合、コンバータ部のように直流電圧

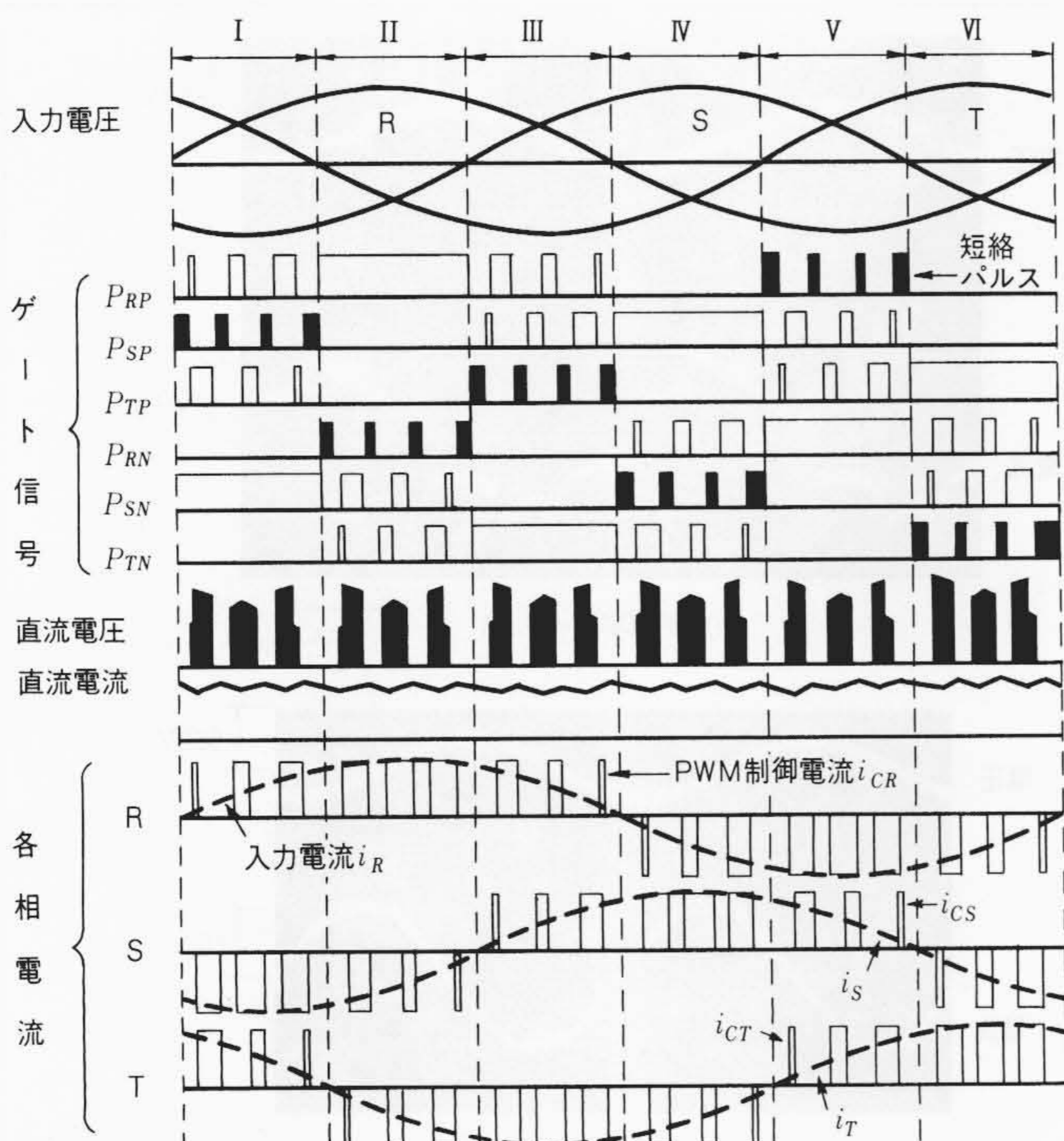


図5 コンバータ部のゲート信号及び動作波形 短絡パルスの幅を変えることにより、直流電圧を調整し、負荷電流の大きさを制御する。

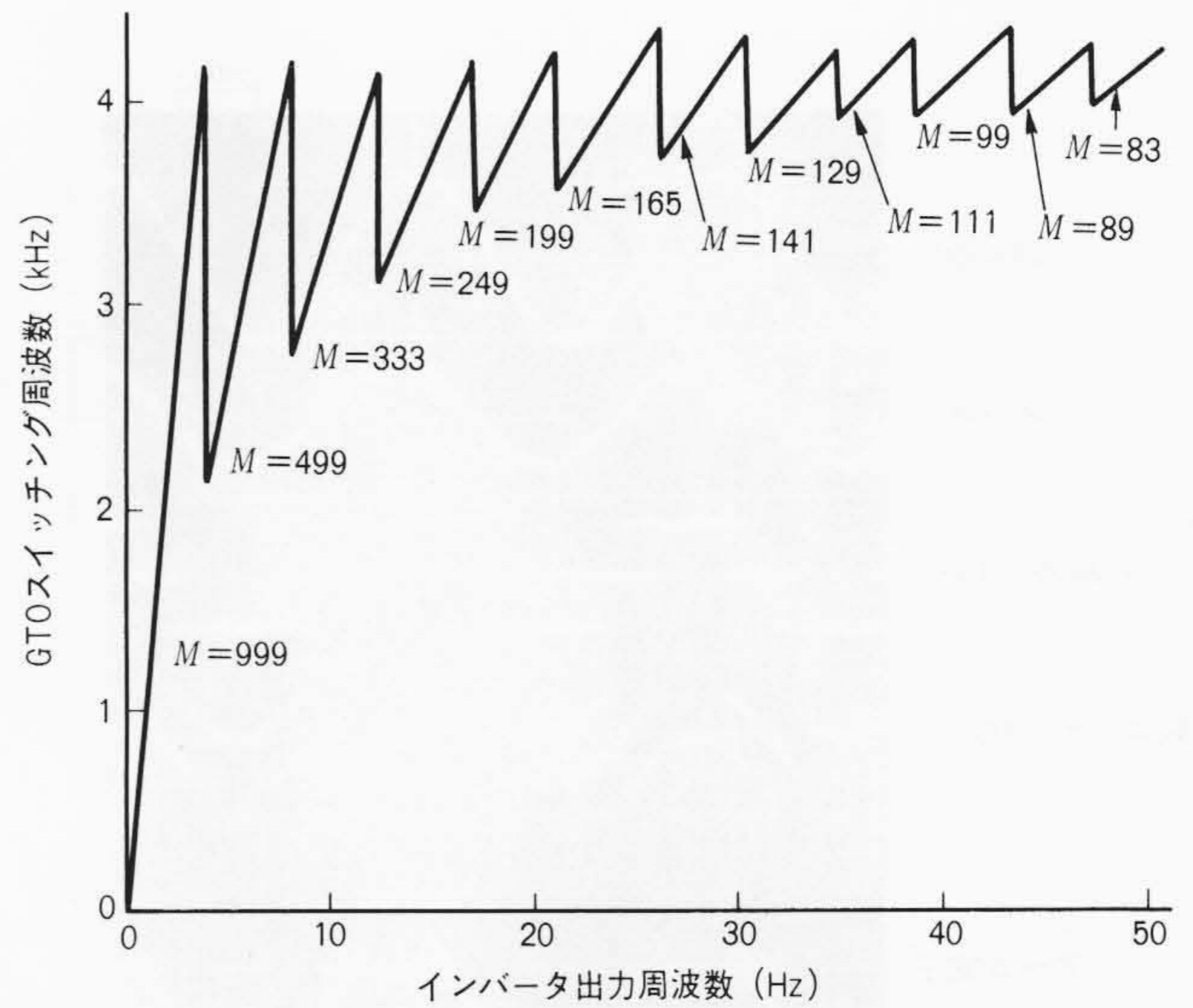


図6 インバータ出力周波数とGTOスイッチング周波数の関係
インバータ部ではGTOのスイッチング周波数がほぼ一定になるように、出力周波数に応じてパルス数 M を切り換えて制御している。

の大きさを制御する必要がないので、含まれる高調波成分ができるだけ少なくなるようなPWMパターンをあらかじめ選んでおき、そのパターンに従って各GTOを制御すればよい。PWMパターンをある一つのパターンに固定すると、インバータの出力周波数が高い領域ではGTOのスイッチング周波数が非常に高くなり、許容値を超えることになる。一方、低周波領域では、GTOのスイッチング周波数が低くなり、出力電圧、電流の脈動が大きくなる。したがって、GTOのスイッチング周波数がほぼ一定になるように、PWMパターンをインバータの出力周波数に応じて適当に選ぶ必要がある。図6はインバータ出力周波数と、パルス数すなわちGTOのスイッチング周波数の関係を示したものである。この場合、出力電圧、電流波形を考慮してスイッチング周波数が約4 kHzになるようにPWMパターンを選んでいる。

あらかじめ選んでおいたパターンに従って、各GTOを制御する方法のほかに、図3に示したPWMパターン発生法に従って、周波数一定の搬送波 e_c と、インバータ出力周波数と同じ周波数の変調波 e_m を比較して得られるパターンによって、各GTOを制御する方法もある。この場合、搬送波と変調波とは非同期的状態になる。

インバータ部でも、出力波形をより正弦波に近づけるために、コンバータ部で直流電圧制御に利用した短絡パルスを加える方法もある⁶⁾。

4 誘導電動機駆動時の動作波形

1,200V, 90AのGTOを使用し、15kVAのインバータ装置を試作し、11kWの誘導電動機を駆動した。このときの実験結果について述べる。インバータ装置の定格出力電圧は400V、電流は21.6A、周波数は50Hzである。

4.1 コンバータ部の動作波形

図7にコンバータ部の動作波形を示す。入力電流、すなわち電源電流は、ほぼ正弦波になっている。電源電圧と電流の位相差は約30度である。電圧は線間を示しているのこのことを考慮すると、コンバータ部は電源に対して力率 ≈ 1 で動作しているということになる。コンデンサ電流は入力電流とPWM制御電流の差であり、正弦波からPWM波形を差し引いた形となっている。直流電圧波形は図5に示したように電源

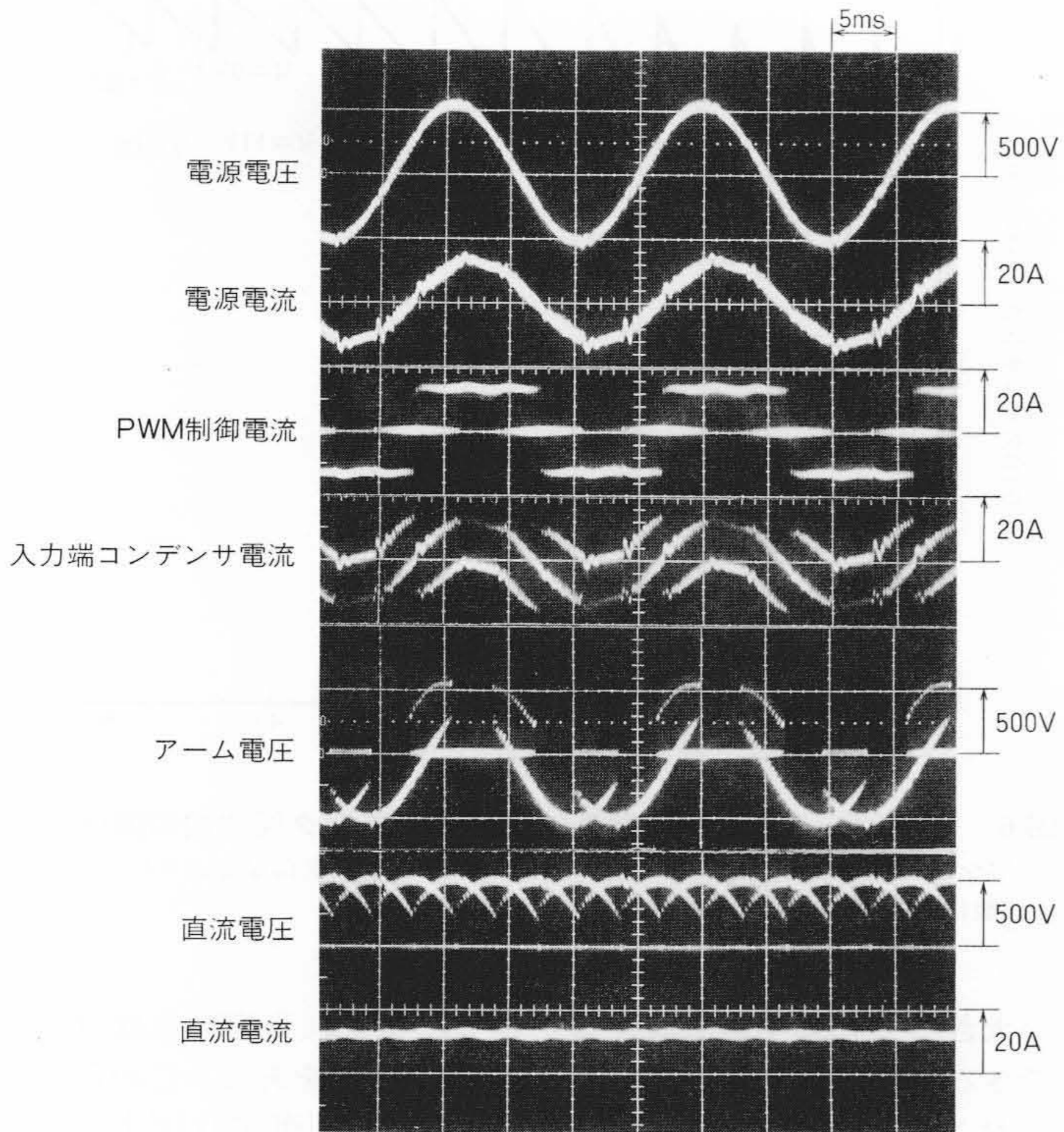


図7 コンバータ部の各部動作波形 電源電流，すなわち入力電流はほぼ正弦波になっている。電圧(線間)と電流(線)の位相関係から，コンバータ部が電源に対して力率 ≈ 1 で運転していることが分かる。

電圧を高周波でチョッピングした波形となっており，直流電流の脈動は非常に小さい。

図8は，直流電流を平滑するためのDCリアクトルと脈動率の関係を示したものである。PWM制御を行わない従来方式に比べ，脈動率が大幅に小さくなっている。同図から脈動率

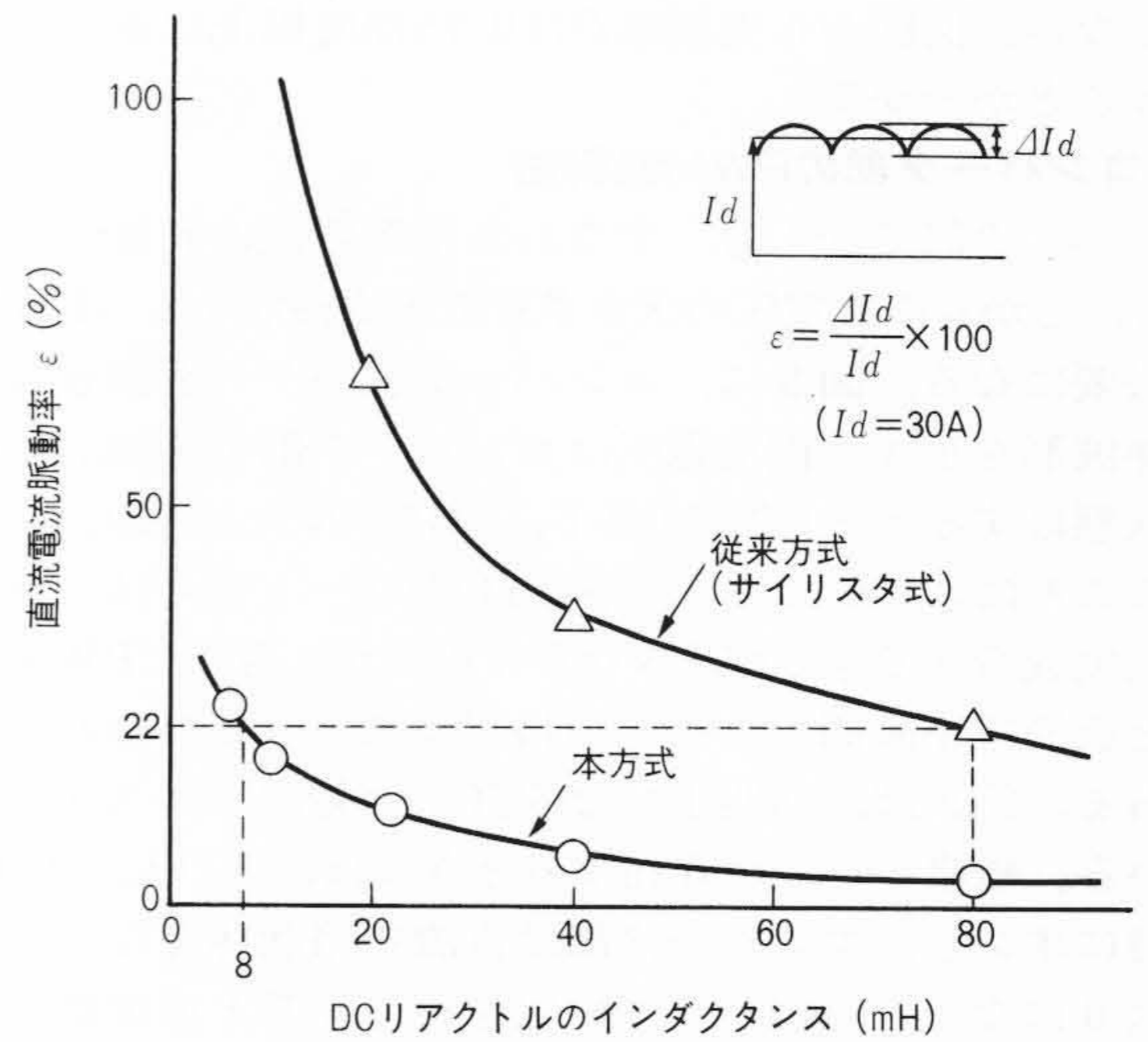


図8 直流電流の脈動率 従来のサイリスタ式に比べ，直流電流平滑用のDCリアクトルを $\frac{1}{10}$ 程度に低減できる。

を20%程度に選ぶとすると，直流リアクトルのインダクタンス値を従来方式の約 $\frac{1}{10}$ に低減できることが分かる。

4.2 インバータ部の動作波形

図4で，変調率 D が大きくなるとPWM制御電流に含まれる高調波成分が少なくなることを示したが，出力波形に対してどのようになるかを実測した。その結果を図9に示す。変調率 $D=0.0$ と $D=0.25$ の場合，出力電圧には60度ごとに非常に大きなスパイク電圧が発生しており，高調波成分を多く含んだ波形となっている。出力電流波形も階段波状であり，電圧波形同様高調波成分を多く含んでいる。一方， $D=0.75$ と $D=1.0$ の場合，出力電圧，電流波形はほぼ正弦波になっている。 $D=1.0$ の場合のほうがより正弦波に近い。同図から変調率 D は0.75以上を選ぶ必要があるということが分かる。

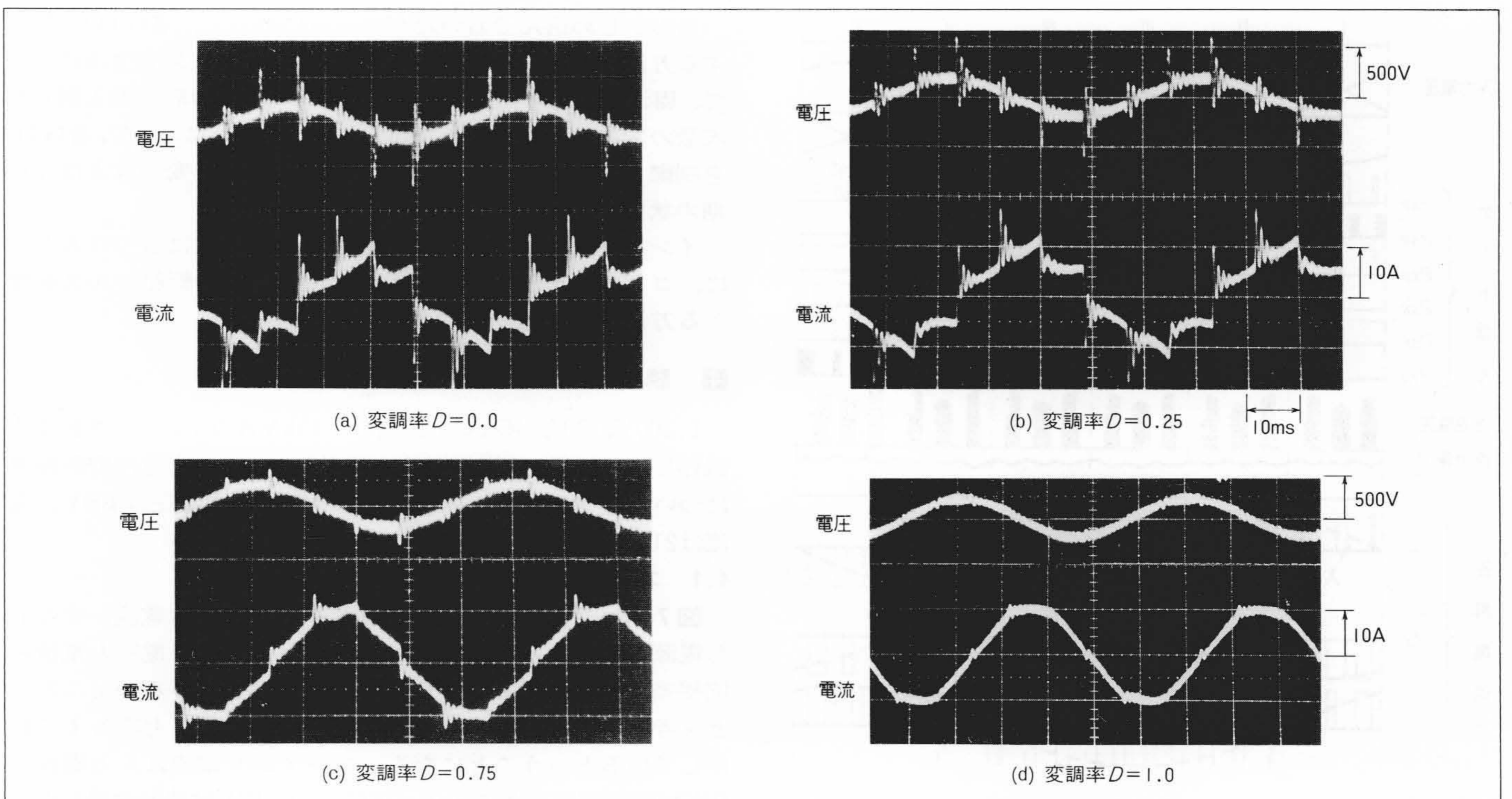


図9 変調率変化時の出力波形 変調率 $D=0.75$ と $D=1.0$ の場合，電圧，電流波形共にほぼ正弦波になっている。 $D=1.0$ のほうがより正弦波に近い。

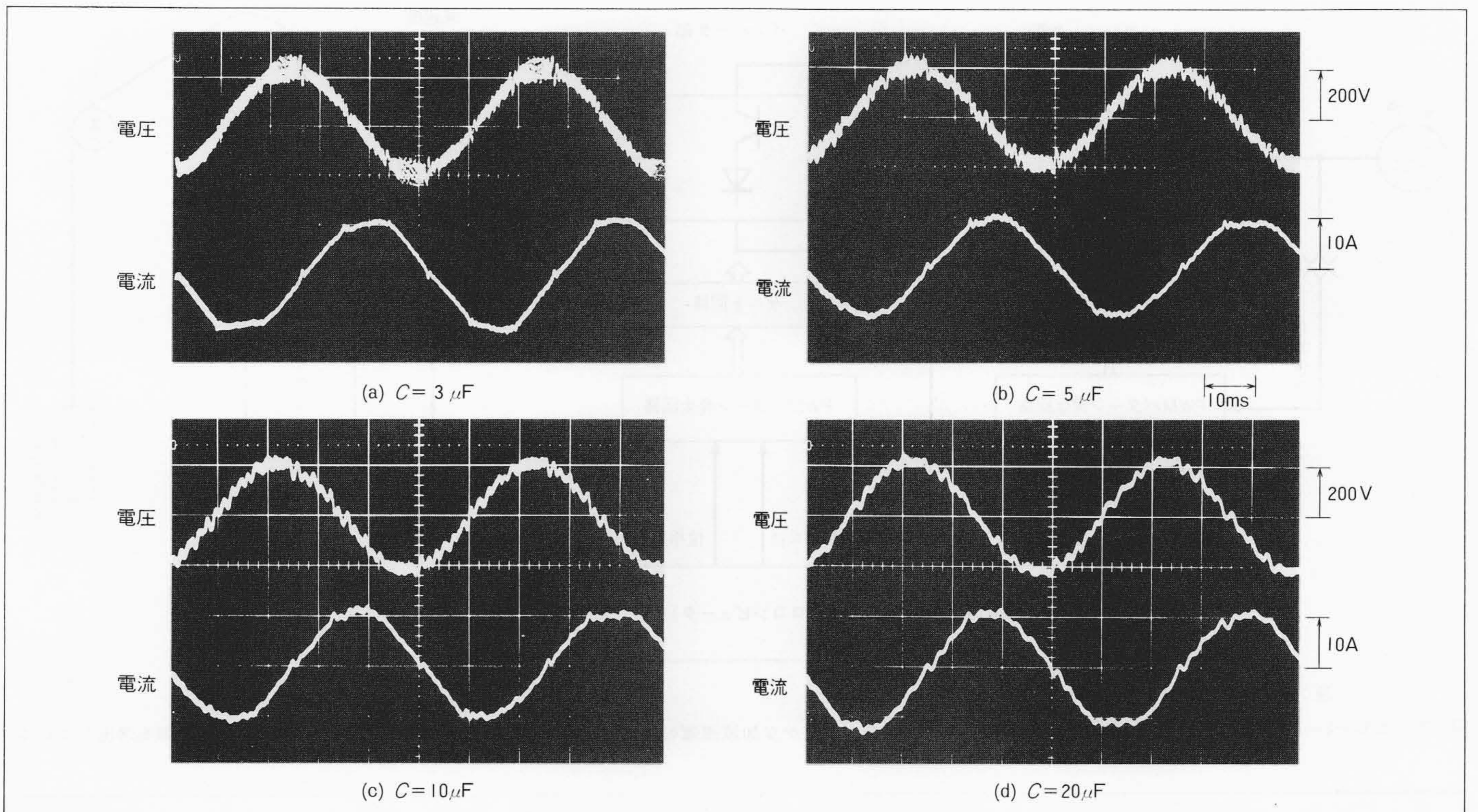


図10 出力端コンデンサ容量変化時の出力波形 本図の電圧、電流波形及び誘導電動機の駆動状況から、コンデンサ容量は $5\mu\text{F}$ で十分である。この値は従来の電流形インバータでの転流コンデンサ容量の $\frac{1}{10}$ 程度である。

GTOサイリスタの電流遮断時に発生する過電圧を吸収するためのコンデンサ容量も、出力波形に影響を及ぼす。図10にコンデンサ容量を変えたときの出力波形を示す。いずれの場合も電圧、電流波形共にほぼ正弦波になっている。電圧波形は容量が小さくなるほど振動分が大きく、一方、電流波形は容量が大きくなるに従い、振動分が現われている。電圧と電流波形の振動を考慮すると、実験に使用した15kVAのインバータ装置では、過電圧吸収用のコンデンサ容量は $5\mu\text{F}$ で十分である。この値はサイリスタを用いた従来の電流形インバータでの転流コンデンサ容量の $\frac{1}{10}$ 程度である。

これまでに入力と出力の電圧、電流波形がほぼ正弦波になることを示したが、その効果として誘導電動機の効率や騒音がどのようになるかを測定した結果を図11に示す。商用電源駆動時に比べて効率はわずか1~2%低下するだけであり、騒音増加も1~2dBであり、波形の正弦波化の効果が顕著に現われている。

5 正弦波電流形インバータの応用

上述したように本稿で示した電流形インバータでは、入力と出力の電圧、電流波形をほぼ正弦波にすることができ、その効果として誘導電動機を商用電源と同程度の効率、騒音特性で可変速駆動することができる。正転、逆転、力行、回生といった四象限運転も容易であり、更にベクトル制御を行なうことにより高応答速度制御も可能である。したがって、ポンプ、ファンをはじめ、圧延機(特に補機)、車両、エレベーター、クレーンなど可変速駆動を必要とする用途に非常に好適なインバータである。

図12にエレベーター制御に応用した場合の構成を示す⁶⁾。エレベーターでは乗り心地を良くする上で、滑らかな加減速特性及び正確な着床特性が必要になる。このために、ベクトル制御を適用している。16ビットマイクロコンピュータを用い

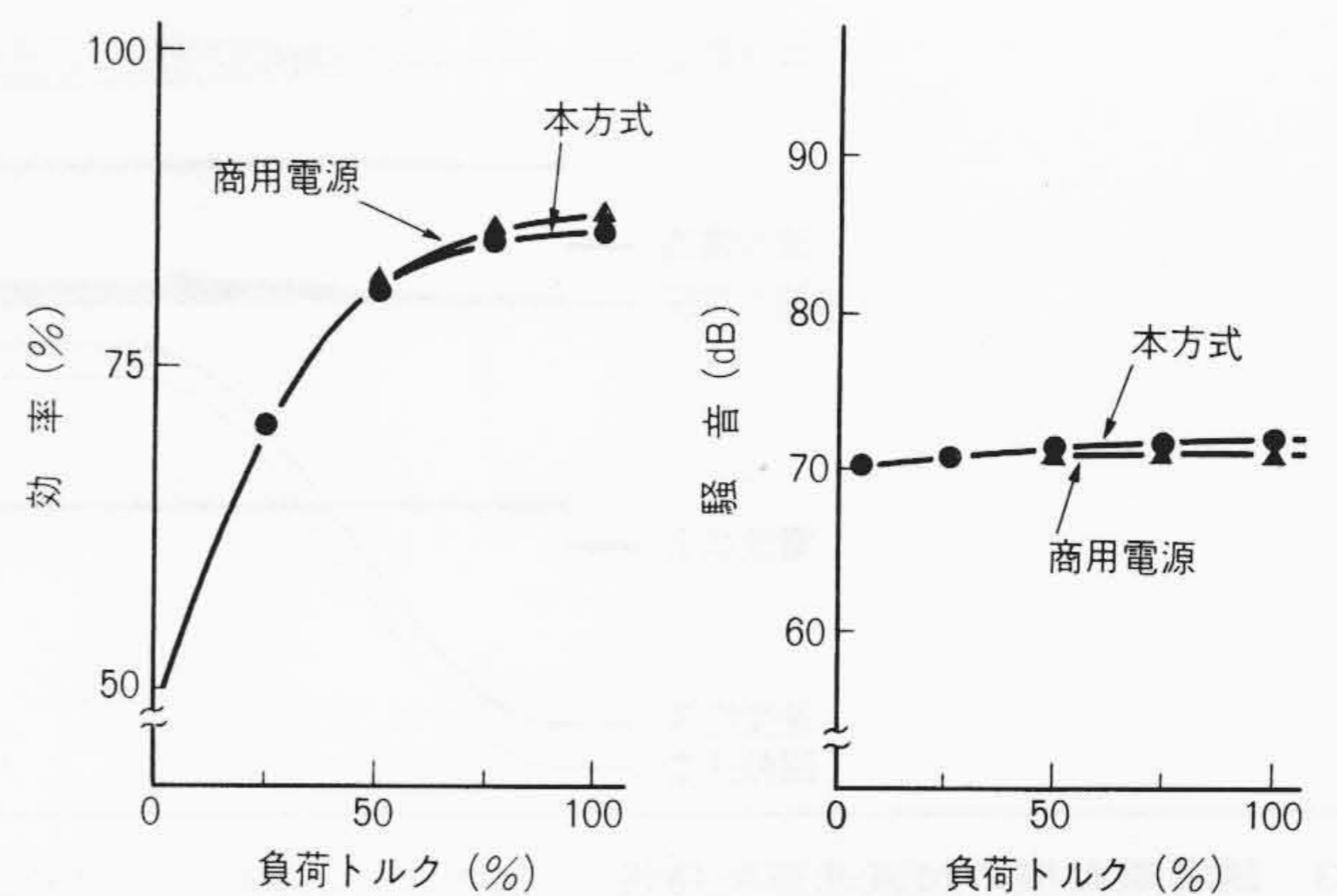
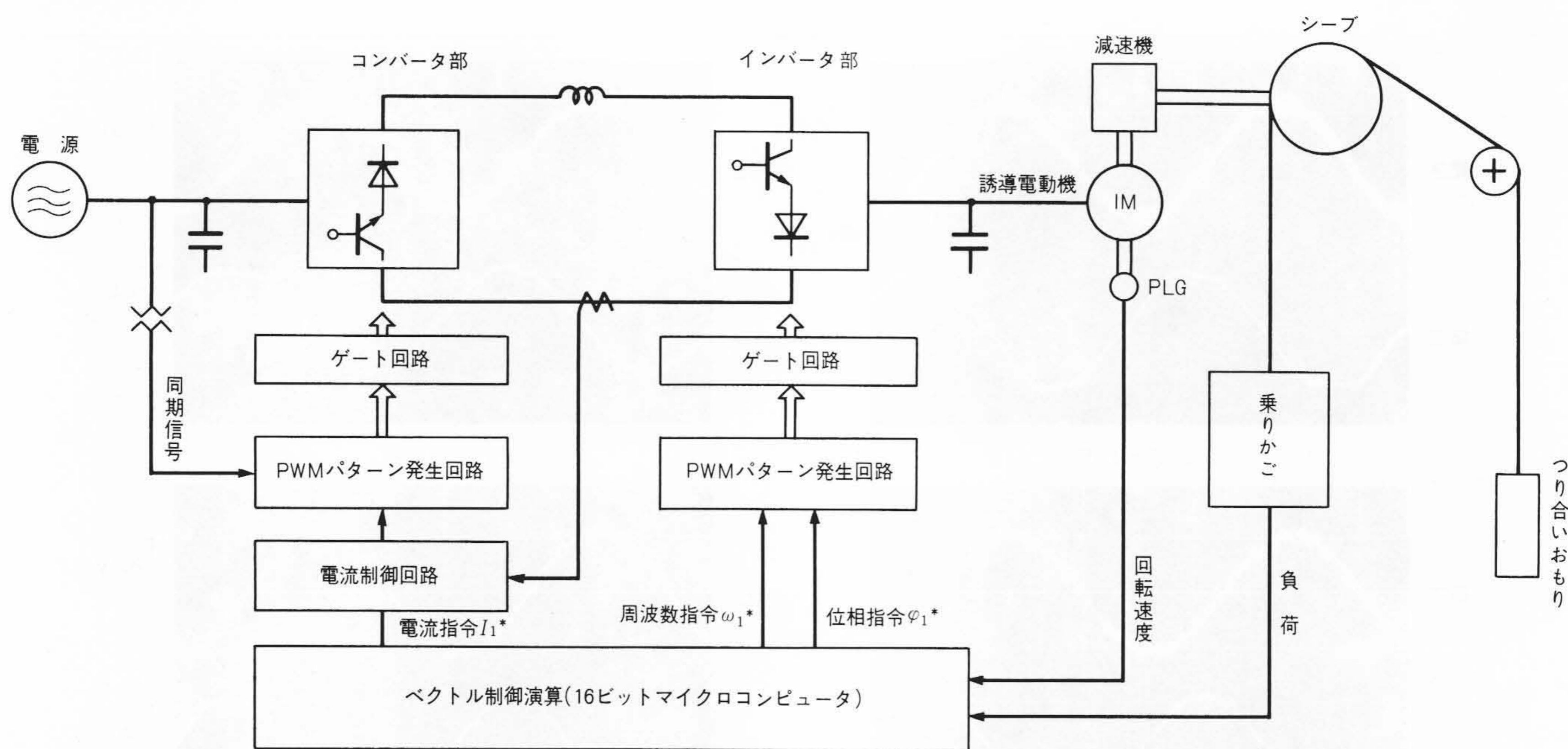


図11 誘導電動機の効率、騒音特性 商用電源駆動時と比較して、効率が1~2%低下し、騒音が1~2dB増加するだけであり、本インバータは誘導電動機駆動に非常に適していることが分かる。

て、ベクトル制御に必要な演算を行ない、誘導電動機に流す電流の大きさ、周波数及び位相の指令値 I_1^* 、 ω_1^* 、 ϕ_1^* を求め、電流指令値 I_1^* を電流制御回路に伝達し、この出力によりPWMパターン発生回路を動作させ、誘導電動機に所定の大きさの電流が流れるようにコンバータ部の直流電圧を調整する。一方、周波数指令 ω_1^* と位相指令 ϕ_1^* に基づいてインバータ部のPWMパターン発生回路を動作させ、誘導電動機に所定の周波数と位相の電流が流れるように制御する。

図13に誘導電動機を加減速運転したときのオシログラムを示す。速度指令に追従して非常に滑らかな加減速運転特性が得られている。また、回生運転をはじめ四象限運転がスムーズに行なえることも確認しており、図11に示した電動機の効率や騒音特性からもエレベーター制御に十分適用できること



注：略語説明 PLG(Pulse Generator)

図12 エレベーター制御への応用例 エレベーターの場合、滑らかな加減速運転特性と正確な着床特性が要求されるので、ベクトル制御を適用している。

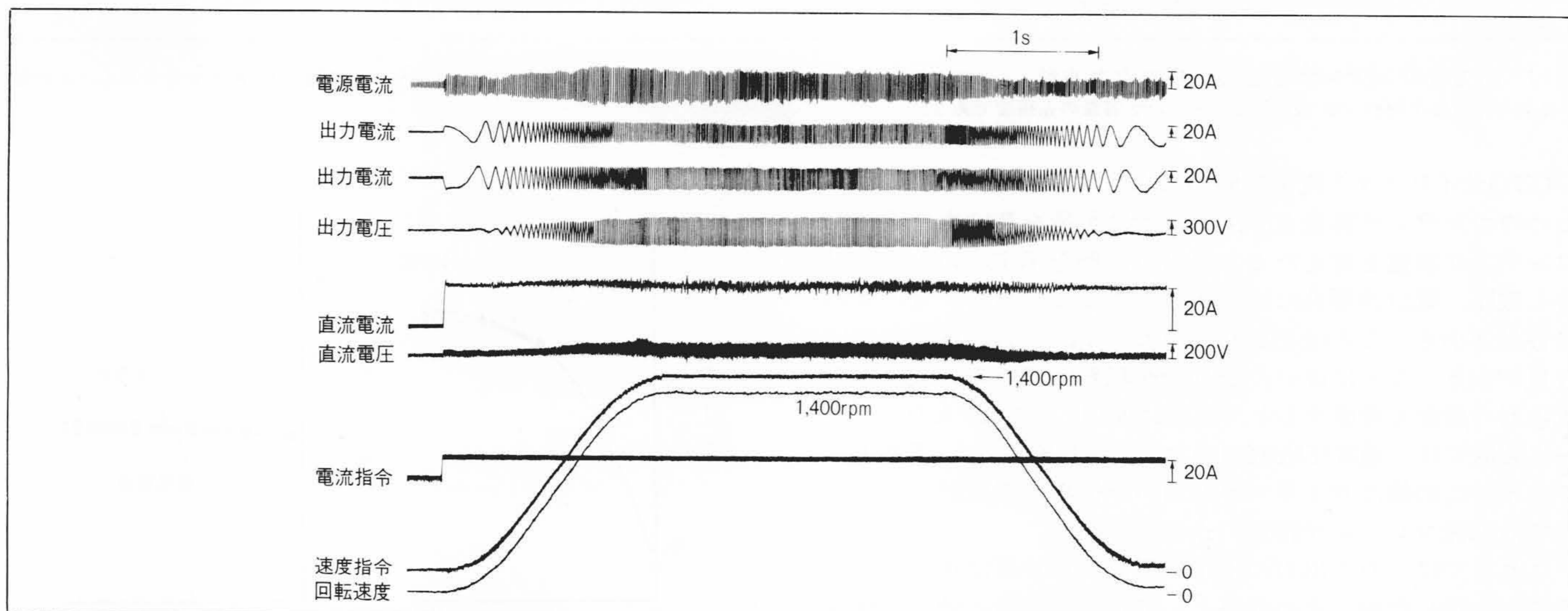


図13 誘導電動機の加減速運転特性 速度指令に追従して、非常に滑らかな加減速運転特性が得られている。電力回生も容易であり、電動機騒音、効率特性からもエレベーター制御をはじめ各種の可変速駆動分野に適用できる。

が分かる。

6 結 言

GTOサイリスタやトランジスタなどの自己消弧素子及びPWM制御を適用し、入力と出力の電圧、電流波形を共にほぼ正弦波にすることができ電流形インバータについて述べた。誘導電動機を商用電源と同程度の効率、騒音特性で駆動することができるとともに、ベクトル制御を適用することにより、非常に滑らかな加減速運転特性が得られた。平滑用のリアクトルやコンデンサ容量を、従来のサイリスタ方式の電流形インバータに比べて約 $\frac{1}{10}$ 程度に低減できる見通しを得た。

本稿で述べた入出力正弦波電流形インバータは、ようやく実用化の緒についたばかりではあるが、今後、交流電動機の可変速駆動に非常に適したインバータとして、ますますその応用分野を拡大していくものと思われる。

参考文献

- 1) 松平, 外: 大容量GTOインバータ駆動システム, 日立評論, **65**, 4, 245~250(昭58-4)
- 2) 石橋, 外: 新シリーズ汎用インバータとその応用, 日立評論, **65**, 4, 257~262(昭58-4)
- 3) 坪井, 外: GTOインバータによる車両用誘導電動機の制御, 日立評論, **63**, 11, 775~778(昭56-11)
- 4) M. Hombu, et al.: A New Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Output Voltage and Current, IEEE, Trans. Ind. Appl. **IA-21**, No.5, pp.1192~1198(1985-9)
- 5) M. Hombu, et al.: A Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Inputs and Outputs, in Conf. Rec. 1985 Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., pp.1033~1039(1985-10)
- 6) 三井, 外: 正弦波インバータ制御高速エレベーター, 日立評論, **68**, 6, 495~500(昭61-6)