

# 高応答・大容量GTOインバータ

## Quick Speed Response Large Capacity GTO Inverters

AC可変速ドライブ用としてサイクロコンバータ代替を目的に、高応答・大容量のGTOインバータを開発した。GTOサイリスタの直列接続、相間リアクトルを用いたインバータの多重化、および電動機の高調波低減技術を組み合わせることにより、十数メガボルトアンペア級の大容量化を実現できる見通しを得た。

各単位インバータ間の電流バランスを良好に保ち、しかも電動機電流の高調波成分を大幅に低減できる多重化PWM(Pulse Width Modulation)制御法を確立した。電源側コンバータもGTOサイリスタ化し、電源に対する高力率、低高調波運転を可能にした。さらに、サイクロコンバータと同等以上の速度制御性能も得ることができた。

今回開発したGTOインバータは、サイクロコンバータを凌駕(りょうが)できる可能性を持っており、高応答、低トルク脈動が要求される圧延機駆動をはじめ、ポンプ、ファン駆動など幅広い分野に適用可能である。

本部光幸\* Mitsuyuki Hombu

地福順人\*\* Yorito Jifuku

神山健三\*\*\* Kenzō Kamiyama

### 1 緒言

AC可変速ドライブシステムは、パワー半導体素子、LSI、電力変換器とその制御技術の進歩、発展によって小形・軽量化、低コスト化が進み、家電をはじめ鉄道車両、金属圧延、あるいは電力用にと幅広い分野に適用されている。

中・小容量機駆動では、MOSFET(MOS電界効果トランジスタ)、バイポーラトランジスタ、あるいはIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)といった自己消弧素子を利用したインバータが主流である<sup>1),2)</sup>。一方、大容量機駆動には、サイリスタインバータやサイクロコンバータが主に利用されている<sup>3),4)</sup>。

ところで、GTO(Gate Turn-Off)サイリスタは高圧・大電流化が比較的容易であり、これを用いたインバータは大容量機駆動に適したものとして期待されている。現状では主として車両駆動用として実用化されている<sup>5)</sup>が、10 MW級に及ぶ大容量化技術、コスト、あるいは効率などの面で解決すべき課題があり、幅広く普及しているとは言えない。しかし、サイリスタインバータでは電動機のトルク脈動、サイクロコンバータでは電源高調波や力率など改善を要する面があり、最近これらに代わるものとして大容量GTOインバータの適用が強く望まれるようになってきた。

日立製作所ではこれらの要請にこたえるため、特にサイク

ロコンバータ代替を目的に高応答、高力率の大容量GTOインバータを開発したので、そのシステム構成とその制御法、および誘導電動機駆動特性について以下に述べる。

### 2 高応答・大容量GTOインバータのシステム構成

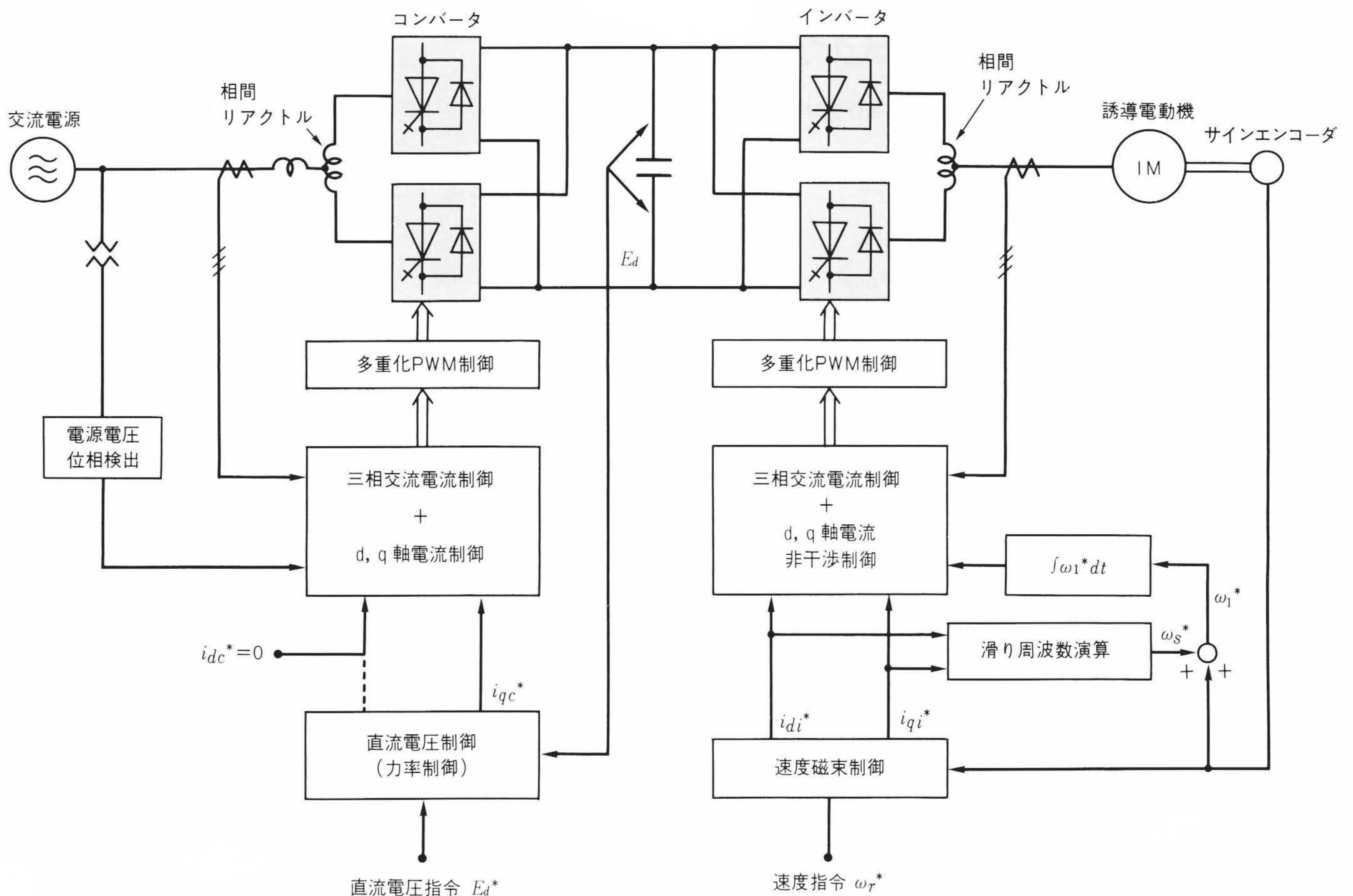
ポンプ、ファンなどの省エネルギー運転では、その応用分野を拡大する上で、インバータの小形・軽量化、低コスト化、あるいは大容量化が必須(す)である。一方、圧延機主機駆動では、これらに加え可変速度範囲の大幅拡大、高精度化、高応答化、低トルク脈動化が要求される。

圧延機主機駆動に適用可能な高応答・大容量GTOインバータのシステム構成を図1に示す。装置の大容量化を図る上で、二組みの単位インバータをリアクトルを介して並列接続し、多重化している。誘導電動機を三相から六相、あるいは九相とすることにより、駆動システム容量を2倍、3倍に増大できる。インバータの多重化と電動機の高調波低減は大容量化だけでなく、電動機に発生するトルク脈動を大幅に低減できる効果がある。電源側に接続されるコンバータ部もインバータ部とまったく同じ構成である。

図1ではコンバータ部をGTOサイリスタで構成しているので、電源電圧と同位相、あるいは任意の位相で電源電流を制

\* 日立製作所 日立研究所 工学博士 \*\* 日立製作所 日立工場 \*\*\* 日立製作所 大みか工場 工学博士





注：略語説明 PWM (Pulse Width Modulation)

図1 高応答・大容量GTOインバータのシステム構成 相間リアクトルを介して並列多重化することにより、大容量化を図っている。速度制御の高応答化のため、サイクロコンバータシステムと同じ構成のベクトル制御を採用している。

御できる。すなわち、電源力率=1の運転を含め、電源力率を任意に調整することが可能である。インバータ部同様、多重化の効果によって電源電流に含まれる高調波成分を大幅に低減でき、電源電流波形をほぼ正弦波にすることができる。コンバータ部では基本的には直流電圧 $E_d$ を一定に保つ制御を行う。この応答を高めるにはマイナーループを構成する電流制御系の応答を高める必要があり、有効電流に相当するq軸電流と無効電流に相当するd軸電流の制御に電源電流を直接制御する三相交流電流制御ループを付加している。d軸電流の指令値 $i_{dc}^*=0$ とすれば、電源力率=1運転となり、 $i_{dc}^*>0$ で遅れ力率、 $i_{dc}^*<0$ で進み力率運転となる。

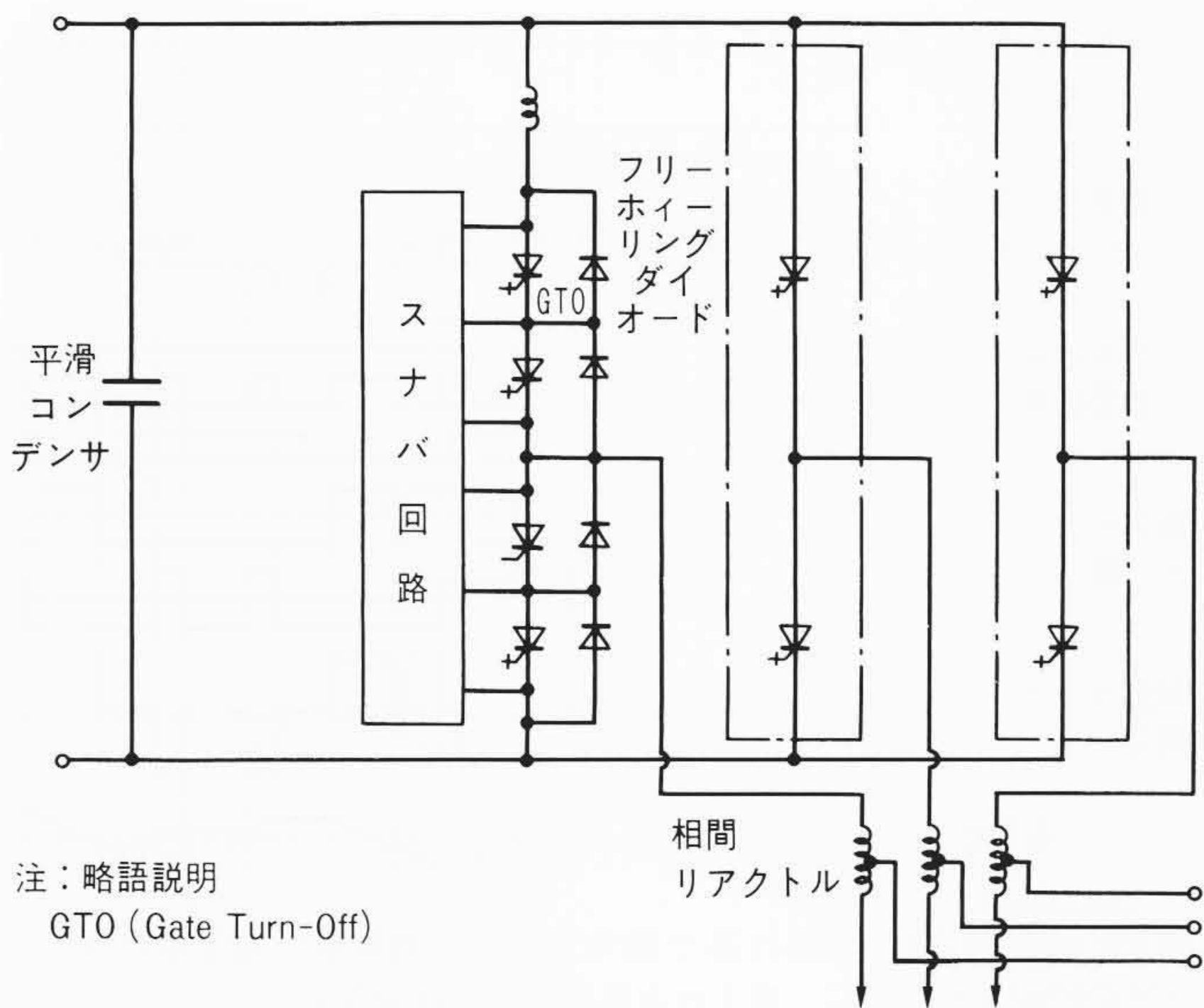
インバータ部では誘導電動機を速度を広範囲に精度よく、しかも高応答に制御するため、これまでサイクロコンバータシステムで培ってきたベクトル制御技術を採用している。速度と磁束制御ループからの電流指令に対して、電動機電流(交流電流)が位相遅れなく追従するようにd-q軸電流制御を行うとともに、d軸電流(励磁電流)成分とq軸電流(トルク電流)成分との相互の干渉を打ち消す非干渉制御も行っている。さらに、主回路定数の影響をできるだけ小さくする上で電動機電流を直接制御する三相交流電流制御ループを設けている。

図1に示した電圧形インバータでは、直流短絡状態を防止するためにスイッチング素子のターンオフ時間以上の休止時間、すなわちデッドタイムを設けている。このデッドタイムの影響で出力電圧が変動し、このために出力電流(電動機電流)がひずみ、トルク脈動が大きくなる。図示はしていないが、トルク脈動を低減するために、デッドタイムによる電圧変動を補償するループを追加している。

### 3 変換器の主回路構成

図1に示したコンバータあるいはインバータ部を構成する単位変換器の主回路構成を図2に示す。大容量化のために、アーム構成として高耐圧のGTOサイリスタを2個直列接続し、回路の高電圧化を図っている。直列接続では、各GTOサイリスタの電圧分担を均一にすることが重要な課題である。直列接続された2個のGTOサイリスタの電圧分担状態の一例を図3に示す。電圧分担のバランスは非常に良好に保たれていることがわかる。ただし、直列GTOサイリスタのターンオン時間、ターンオフ時間は十分にそろえる必要があり、GTOサイリスタのスイッチング特性に大きなばらつきがある場合には、ゲート信号の時間調整も必要になる。





注：略語説明  
GTO (Gate Turn-Off)

図2 変換器の主回路構成 大容量化とアーム構成としてGTOサイリスタを2個直列接続している。

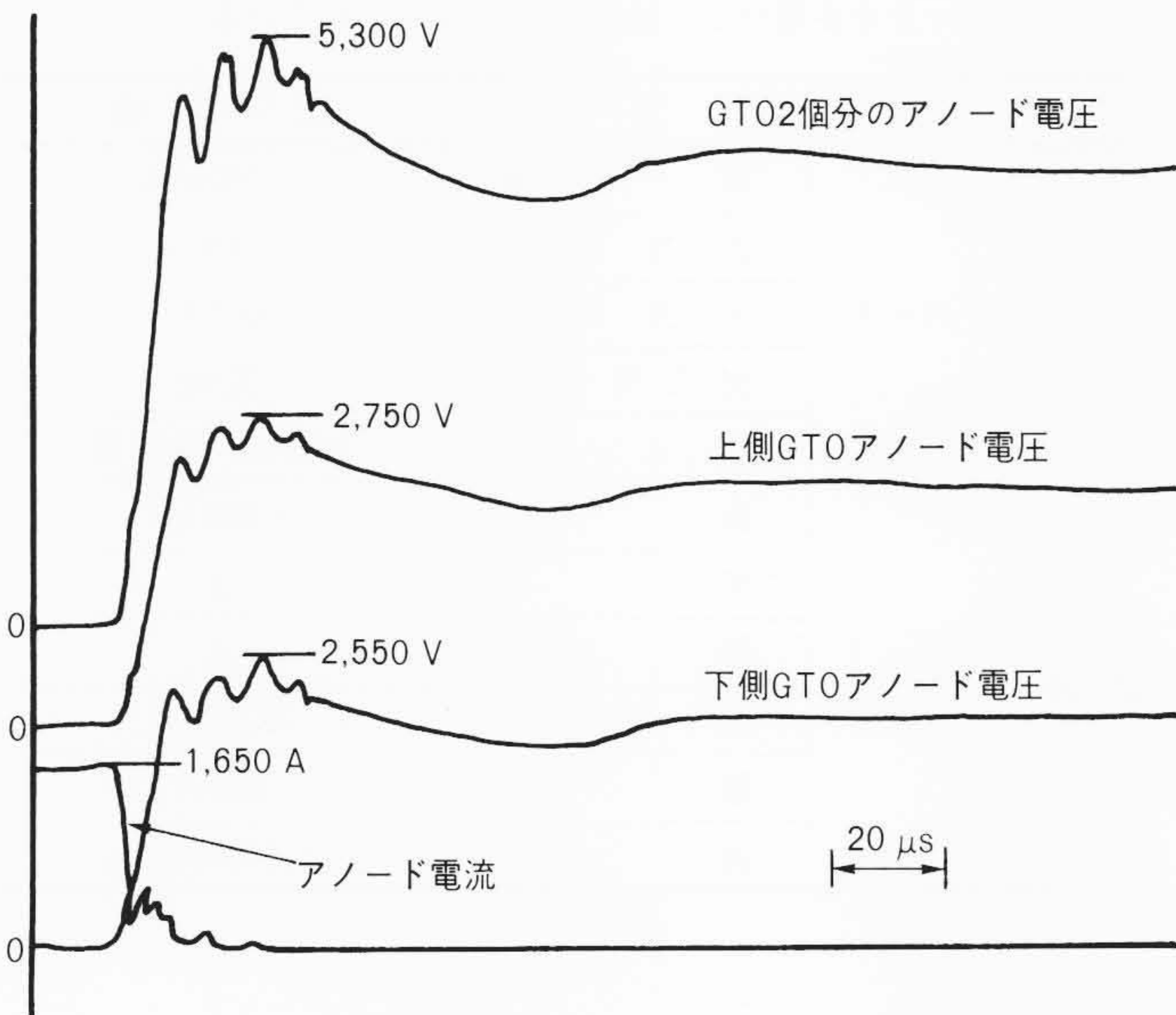


図3 直列接続GTOサイリスタのターンオフ時の電圧分担波形 直列接続された2個のGTOサイリスタは、バランスよく電圧を分担している。

主な構成要素であるGTOサイリスタとしては、変換器のPWM制御に対応して、ライフタイムをコントロールすることにより、スイッチング損失の低減とターンオン、ターンオフの高速化を図っている。また、スナバコンデンサ容量低減も図っている。

制御回路とゲート回路の絶縁には、主回路が高電圧であること、信号遅れ防止やノイズ耐量向上の点からライトガイドを使用した。

変換器の内部構造としては、スナバ回路やゲート回路でイ

ンダクタンス低減のために配線長を極力短縮する必要がある。一方、主回路が高電圧であるため絶縁距離を確保しなければならない、配線経路や部品配置などに種々のくふうを加えている。

なお、多重化する場合には、両変換器の直流側を共通に接続することにより、リップルを低減し平滑コンデンサ容量の低減を図った。また、相間リアクトルに対しては両変換器間の電流バランス制御を付加することにより、励磁電流の低減を図っている。

#### 4 多重化PWM制御

図1ではインバータ装置の大容量化のため、単位GTOインバータを二組み用い、これらの出力端を相間リアクトルを介して並列接続し多重化している。GTOサイリスタの場合、速度、損失の面からスイッチング周波数はたかだか1 kHz程度である。このため、低いスイッチング周波数でも、出力電流に含まれる高調波成分を大幅に低減できるという観点からも多重方式を採用している。

多重インバータでは、各単位インバータ間の電流バランスを良好に保つことができ、しかもインバータ出力電流、すなわち電動機電流に含まれる高調波成分を低減できるPWM制御法が重要な課題となる。今回開発した多重化PWM制御回路のブロック図を図4に示す。同図の場合、U相について示しているが、他の相もまったく同じ構成となる。まず、電圧指令  $V_u^*$  の極性を判別し、その信号を  $S_{u1}$  とする。さらに  $V_u^* \geq 0$  の期

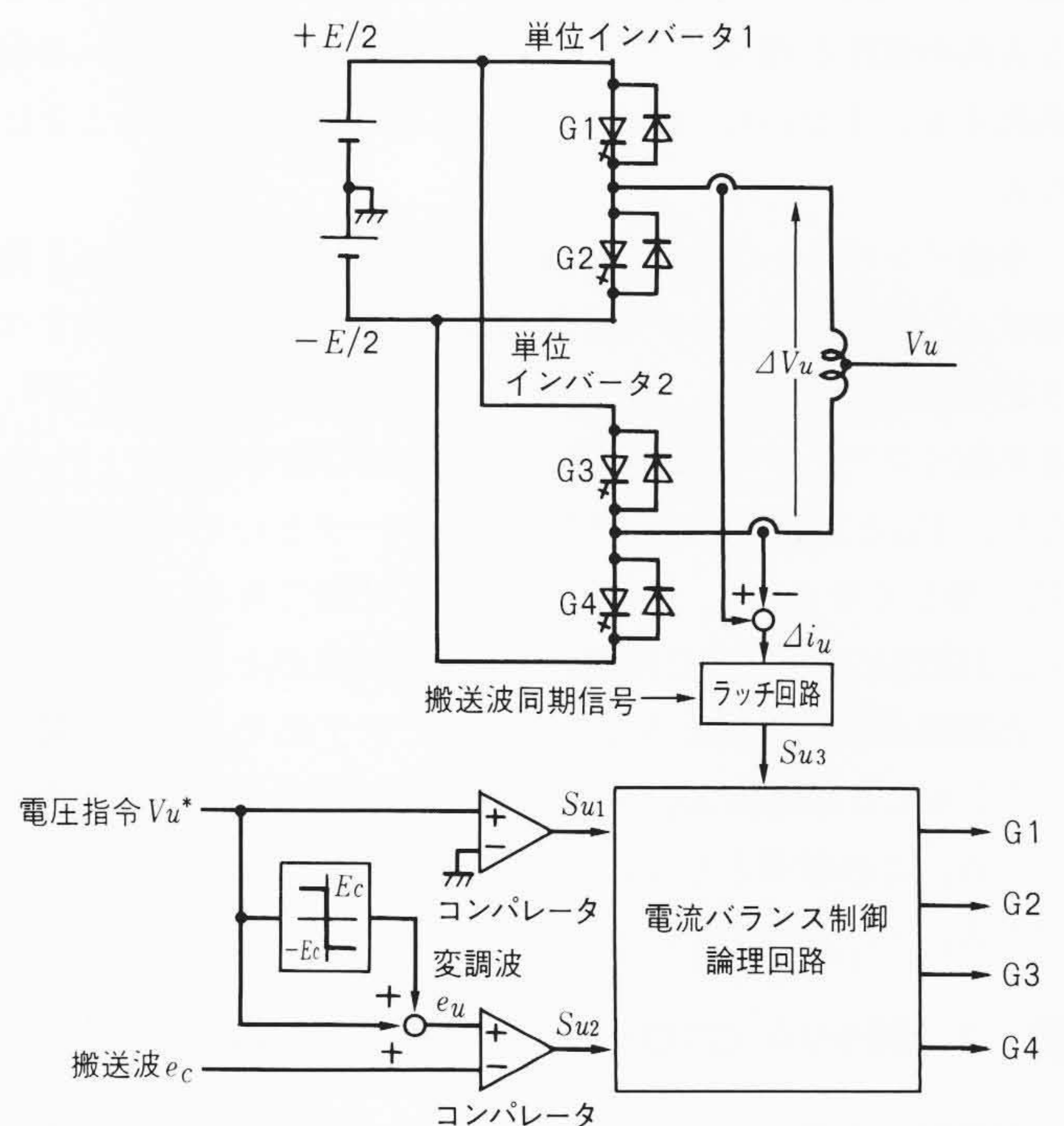


図4 多重化PWM制御回路ブロック図 出力電流に含まれる高調波成分を低減するとともに、各単位インバータ間の電流バランスを良好に保つことができる多重化PWM制御回路である。



表1 電流バランス制御の基本ルール 相出力電圧が0の期間中に差電流が減少する方向の電圧が相間リアクトルに印加するよう各GTOサイリスタを点弧する。

$S_{u1}$	1 ( $V_u^* > 0$ )		0 ( $V_u^* < 0$ )		
$S_{u2}$	1 ( $e_u > e_c$ )	0 ( $e_u < e_c$ )	1 ( $e_u > e_c$ )	0 ( $e_u < e_c$ )	
$S_{u3}$	—	1 ( $\Delta i_u > 0$ )	0 ( $\Delta i_u < 0$ )	1 ( $\Delta i_u > 0$ )	0 ( $\Delta i_u < 0$ )
点弧するGTO	G1, G3	G2, G3	G1, G4	G2, G3	G1, G4
$V_u$	$+E/2$	0	0	0	$-E/2$
$\Delta V_u$	0	$-E$	$+E$	$-E$	$+E$

間には  $V_u^* - E_c$  とし、 $V_u^* < 0$  の期間には  $V_u^* + E_c$  ( $E_c$  は搬送波の振幅) とすることによって変調波  $e_u$  を得る。この変調波  $e_u$  と搬送波  $e_c$  とを比較し、 $S_{u2}$  とする。一方、各単位インバータ間の差電流  $\Delta i_u$  の極性を判別し、これを搬送波  $e_c$  と同期した信号でラッチした信号を  $S_{u3}$  とする。電流バランス制御論理回路では、 $S_{u1}$ 、 $S_{u2}$ 、 $S_{u3}$  から各GTOの点弧信号G1~G4を出力する。電流バランス制御の基本ルールを表1に示す。 $S_{u1} = S_{u2} = 1$  の場合にはG1とG3を点弧する。このとき、出力電圧  $V_u$  は  $E/2$  となる。 $S_{u1} = S_{u2} = 0$  の場合、G2とG4を点弧し、出力電圧  $V_u$  は  $-E/2$  となる。 $S_{u1} = 0$ 、 $S_{u2} = 1$ 、または  $S_{u1} = 1$ 、 $S_{u2} = 0$  の場合、 $V_u = 0$  となるように各GTOを点弧させる。これらの場合、おのおの二通りの点弧モードが存在するので、差電流  $\Delta i_u$  を零に近づける点弧モードを選択する。例えば、 $S_{u1} = 0$ 、 $S_{u2} = 1$  の場合、もし  $\Delta i_u$  の極性が正のときには  $\Delta i_u$  を減少させる方向の電圧が相間リアクトルに加わるような点弧モードを選択する。すなわち、G2とG3に点弧信号が与えられることになる。

多重インバータの基本動作波形を図5に示す。変調波  $e_u$  と搬送波  $e_c$  との比較、および電圧指令  $V_u^*$  の極性に応じて出力すべき相電圧  $V_u$  を決める。上述したPWM制御回路の動作により、各単位インバータの出力電圧は、例えばU相では  $V_{u1}$ 、 $V_{u2}$  となり、 $V_{u1}$  と  $V_{u2}$  の平均値が多重インバータとしての出力電圧  $V_u$  に等しくなる。V、W相についても同様である。線間電圧  $V_{uv}$  は同図に示すように階段波状のPWM波形となり、含まれる高調波成分が大幅に少なくなることが予想できる。相間リアクトルには差電流  $\Delta i_u$  を0にする方向の電圧が常に印加されている。この結果として、電流バランスを良好に保つことができる。

### 5 2,750 kVA GTOインバータシステム

高耐圧・大電流のGTOサイリスタを2個直列接続し、それをアーム構成とした単位インバータを二組み用いて多重化し、総容量2,750 kVAのGTOインバータ装置を開発した。このイ

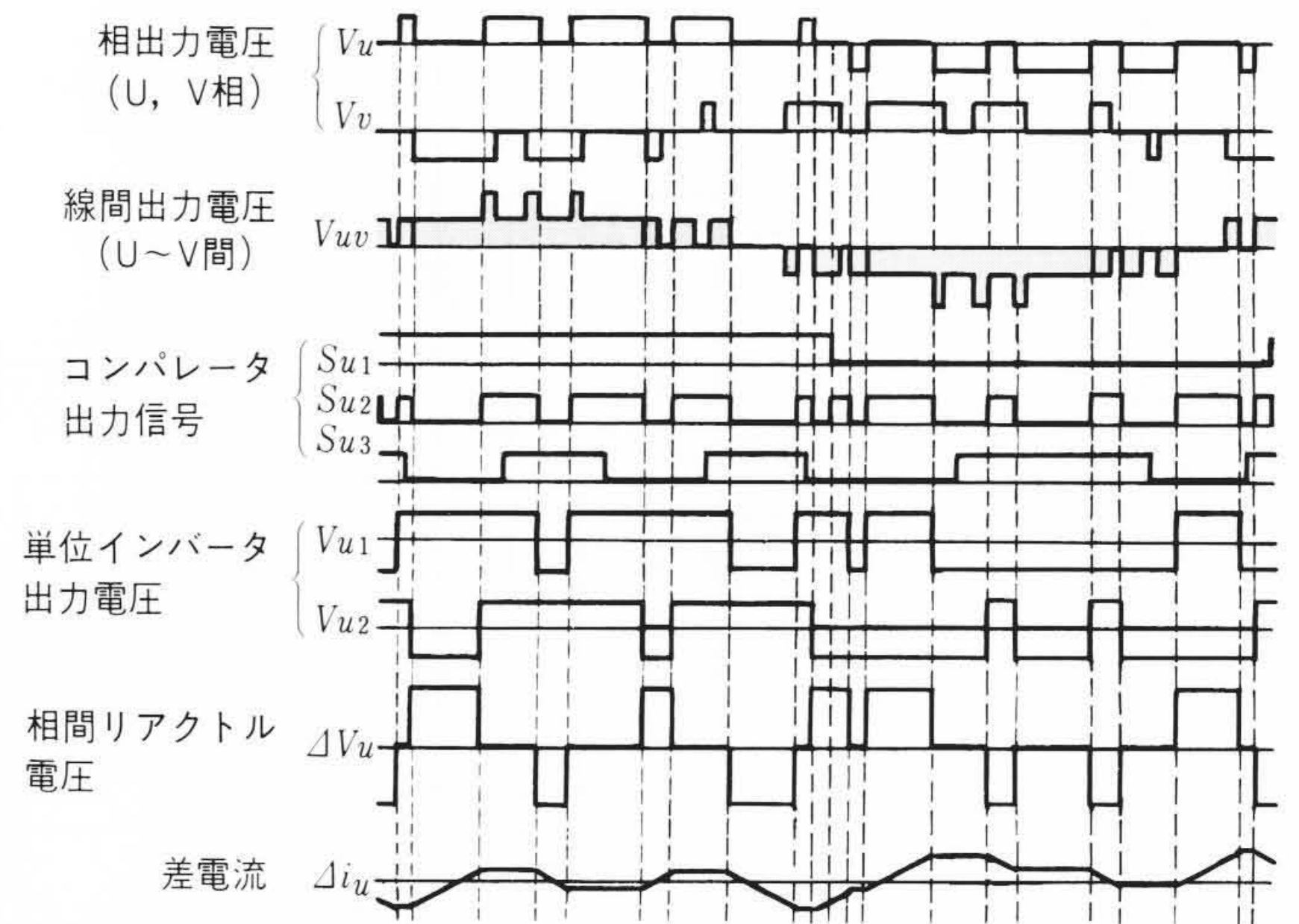


図5 多重化PWM制御の基本動作波形 線間出力電圧波形は階段波状のPWM波形であり、含まれる高調波成分は少ない。

表2 2,750 kVAインバータおよび2,000 kW誘導電動機的主要仕様 アーム構成として、高耐圧・大電流のGTOサイリスタを2個直列接続した単位インバータを多重化し、総容量2,750 kVAとしている。

項	目	仕様
GTOインバータ	容量	2,750 kVA
	出力電圧	2,400 V
	出力電流	660 A
	出力周波数	50 Hz
	構成	2SIP6A 2多重
誘導電動機	出力	2,000 kW
	相数	3
	極数	4
	電圧	2,000 V
	電流	656 A
	速度	1,500 r/min

ンバータで2,000 kW誘導電動機を駆動したときの試験結果について述べる。インバータ装置と誘導電動機的主要仕様を表2に、インバータ装置の外観(インバータ部)を図6に示す。

#### 5.1 定常動作波形

定常状態での出力電圧・電流波形を図7に示す。線間電圧は同図に示したように階段波状の波形となっている。各単位インバータの出力電流の大きさはほぼ等しくなっており、電流バランスが良好に保たれていることがわかる。出力電流のリップル分は多重化した場合、単一の約  $\frac{1}{4}$  に低減できることを確認している。このことから、多重化(二重化)した場合、スイッチング周波数を単一の約4倍に高める効果があるということがわかる。

電源電圧、電流、すなわち本GTOインバータシステムの入力電圧、電流波形を図8に示す。電圧(相電圧)と電流の位相



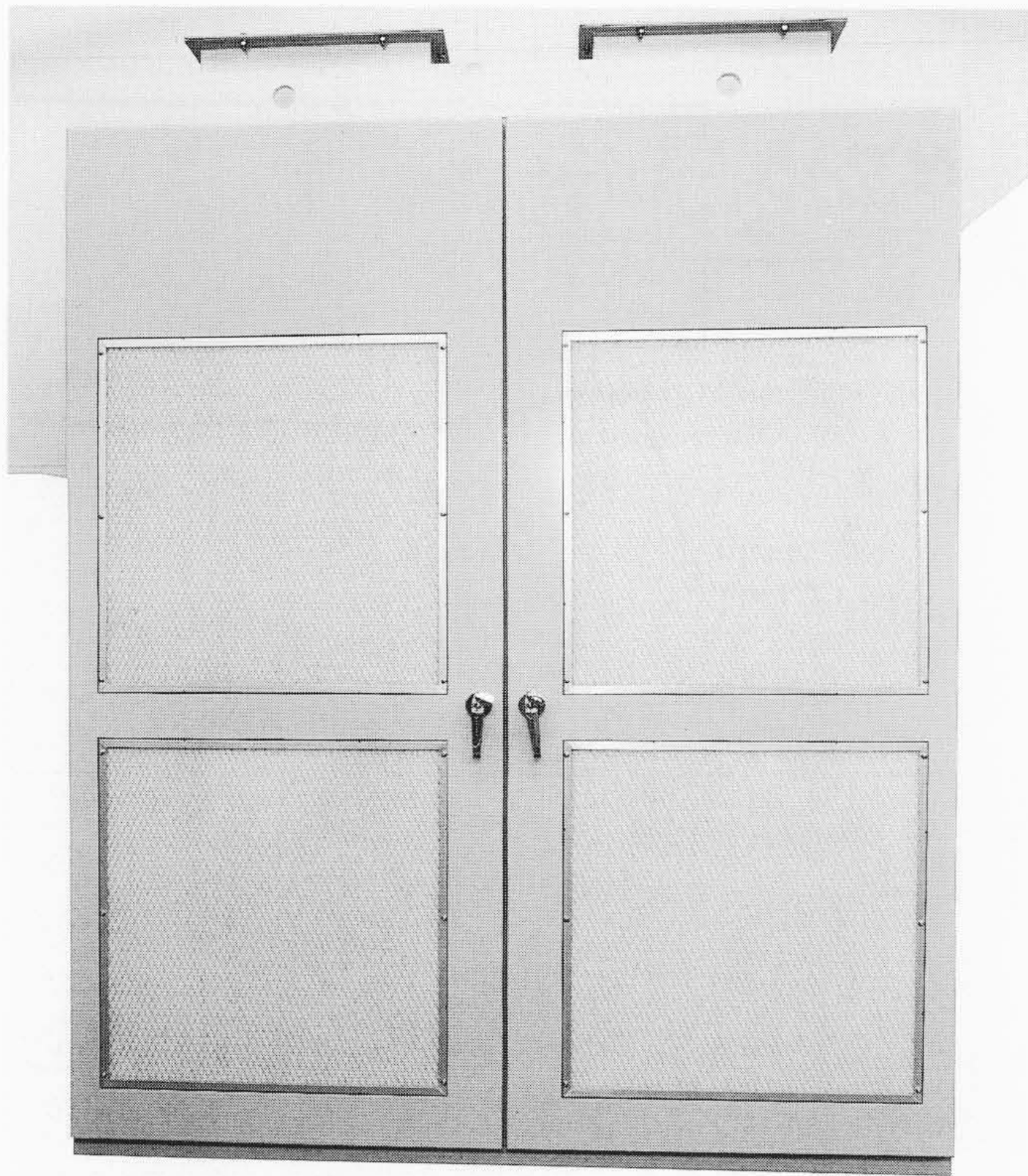


図6 2,750 kVA GTOインバータ装置の外観 インバータ部を示したものである。コンバータ部も同じ盤構成になっている。

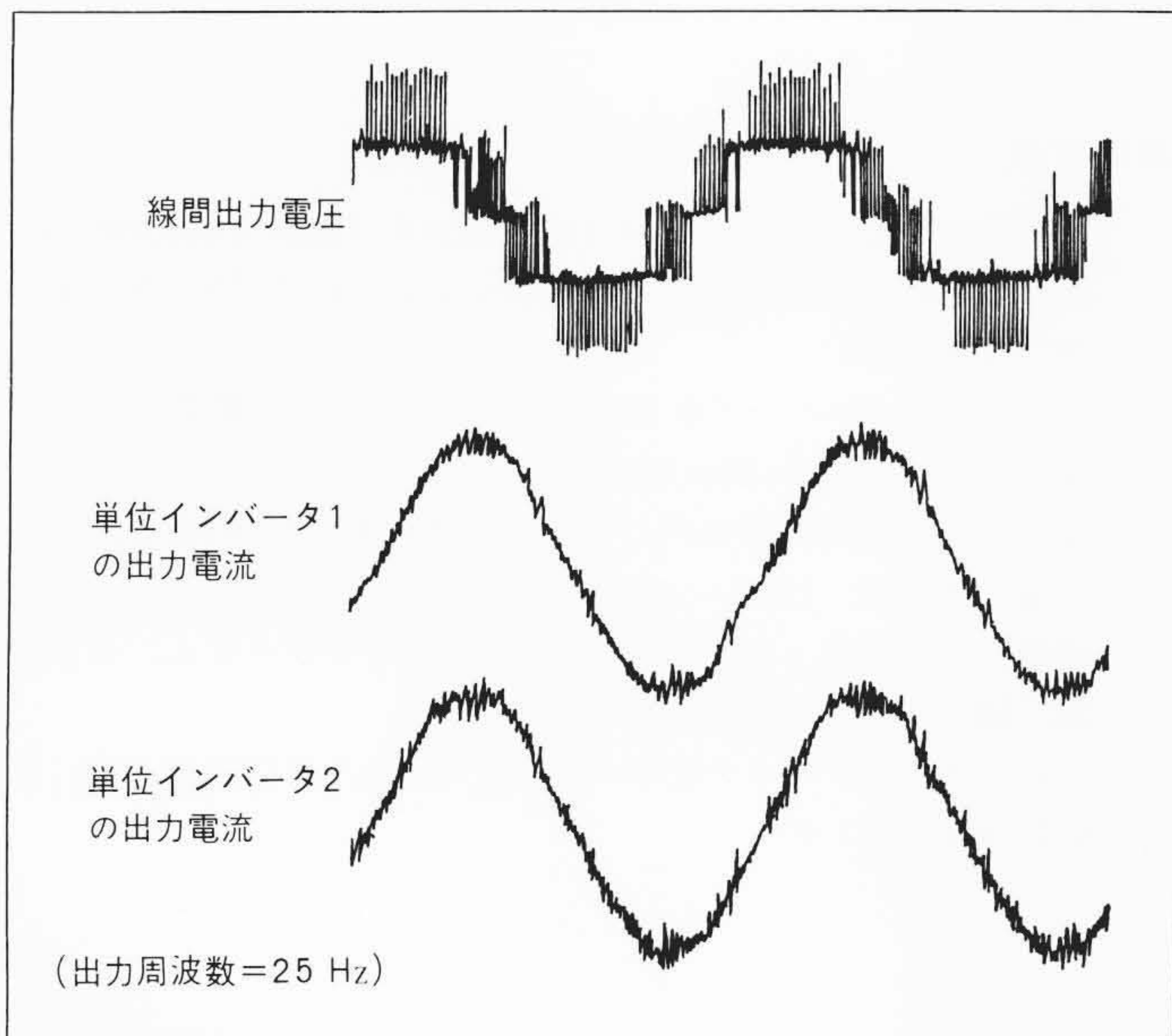


図7 出力電圧・電流波形 各単位インバータ間の電流バランスが良好に保たれていることがわかる。出力電流のリプル成分は単一の場合の約 $\frac{1}{4}$ に低減できる。

はほぼ一致しており、電源力率 $\approx 1$ の運転ができていることがわかる。また、電流波形は正弦波に近い波形になっており、図7に示した出力電流波形同様高調波成分の含有率は小さい。

上述したように電源電流の高調波成分が少なく、また電源力率 $\approx 1$ の運転が可能であるため、サイクロコンバータに比べ、高調波抑制用のフィルタや力率改善用コンデンサ容量を大幅

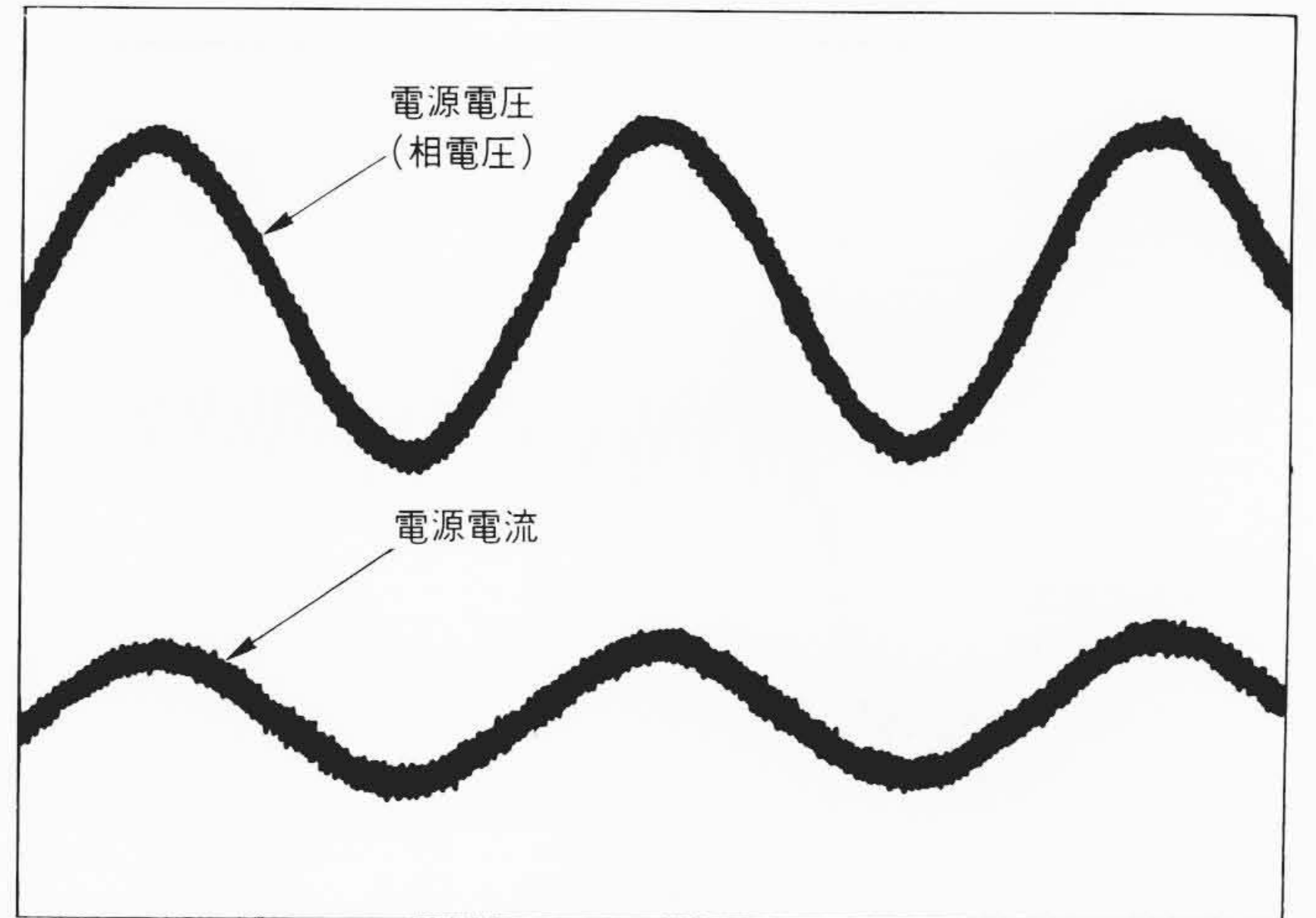


図8 電源電圧・電流波形 電圧と電流の位相はほぼ一致しており、電源力率 $\approx 1$ の運転ができている。

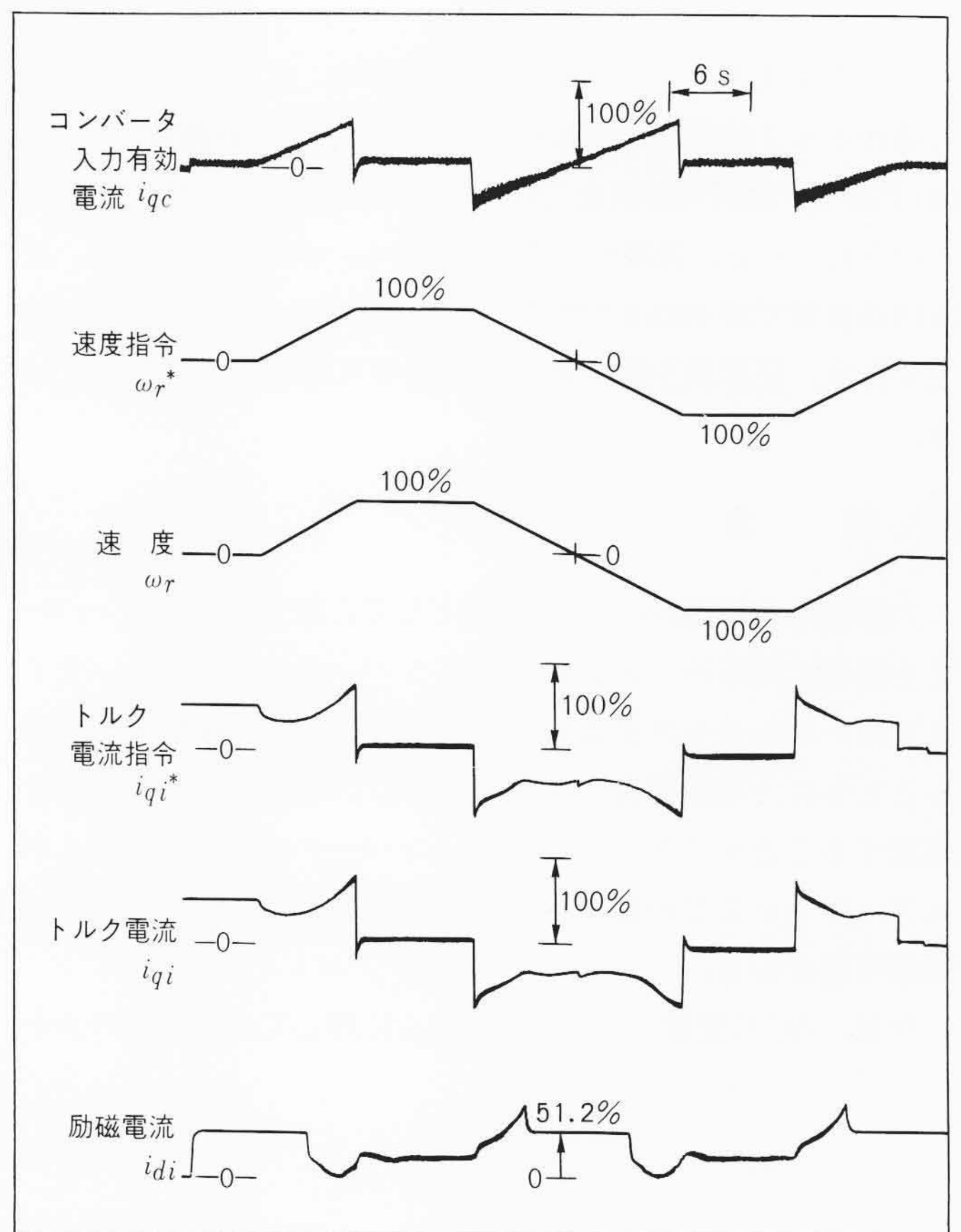


図9 四象限加減速運転特性 正転、逆転、電動、回生の四象限運転がスムーズに行われている。

に低減することができる。したがって、装置全体として設置面積の低減が可能となり、サイクロコンバータを凌駕できる可能性を持っている。

### 5.2 加減速運転特性

四象限加減速運転特性を図9に示す。正転と逆転の急速加減速運転がスムーズに行われている。



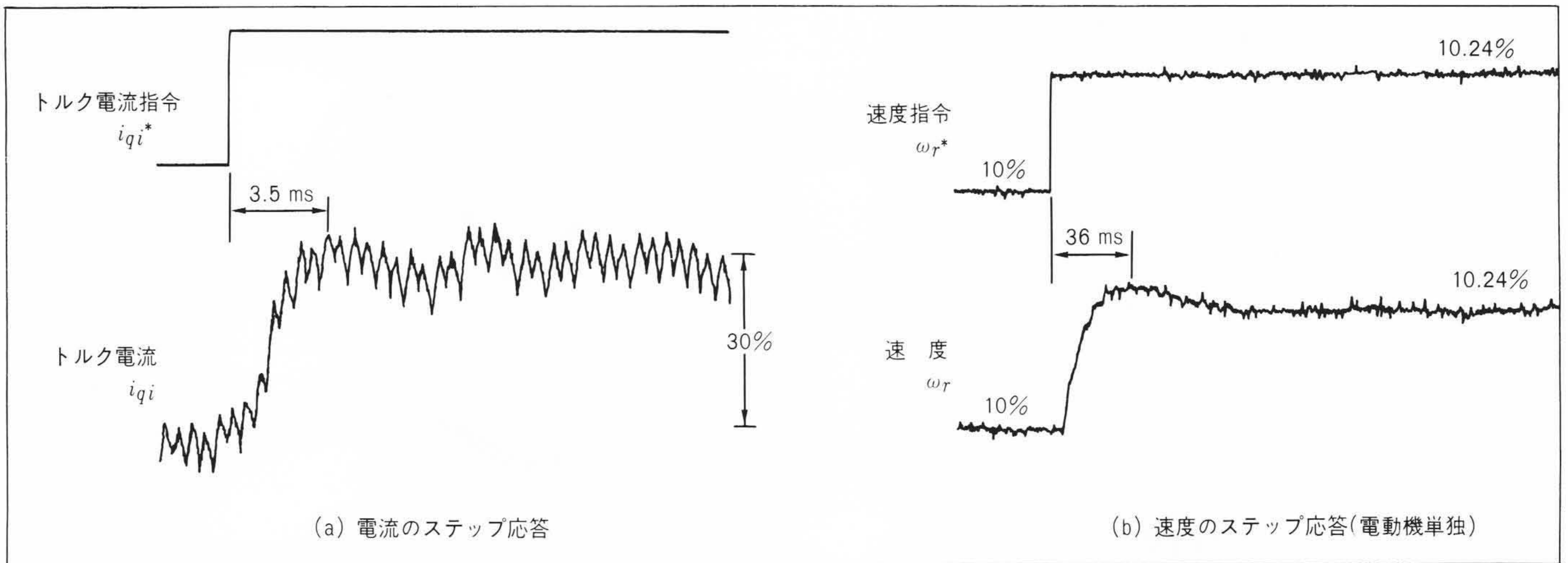


図10 電流と速度のステップ応答 電流で $\pi/0.0035=900$  rad/s, 速度で $\pi/0.036=87$  rad/sという高い応答が得られている。

電流と速度のステップ応答波形を図10に示す。電流は、この場合トルク分電流であるが、ピーク値までの到達時間は3.5 msであり、遮断角周波数では900 rad/sという非常に高い応答が得られている。速度のステップ応答も、到達時間36 ms、遮断角周波数で87 rad/sとサイクロコンバータシステムと同等以上であり、圧延機主機駆動に十分適用可能な値が得られている。

## 6 結 言

大容量のAC可変速ドライブ用として、脱サイクロコンバータを目標に高応答・大容量GTOインバータを開発した。サイクロコンバータシステムと同等以上の高応答化技術を確立するとともに、電源電流の正弦波化および電源の高力率運転を実現することができた。本GTOインバータは圧延機駆動、ポンプ、ファンなどの省エネルギー運転をはじめ種々の分野に適用可能である。

今後、AC可変速ドライブシステムに対しては、容量の大小

にかかわらず、よりいっそうの小形・軽量化、低コスト化、高信頼度化はもちろん、省エネルギーの面からの高効率化、省力化の面から無調整化、メンテナンスフリー化が強く要請される。日立製作所はこれらの要請にこたえることのできる、より高度なAC可変速駆動システムの開発に取り組んでゆく考えである。

## 参考文献

- 1) T. Simotsu, et al.: All Digitalized High Performance Inverter series, Hitachi Review, Vol.38, No.6, 291~298(1989)
- 2) 坂井, 外: インバータ制御超高速エレベーターの開発, 日立評論, 70, 10, 993~998(昭63-10)
- 3) 神山, 外: 電動機駆動用パワーエレクトロニクスの応用, 日立評論, 70, 10, 1049~1054(昭63-10)
- 4) 地福, 外: 電力・産業用大容量ACドライブシステム, 日立評論, 68, 8, 625~630(昭61-8)
- 5) 坪井, 外: インバータ電車の制御システム, 日立評論, 68, 8, 631~636(昭61-8)