

高周波リンク式無停電電源装置

High Frequency Link Type Uninterrupted Power Supply System

コンピュータなどによる情報化が幅広く進展している現在、これらデータ処理システムの高効率運用のために、信頼性の高い電源が必要とされている。これに対して、日立製作所はすでに、単機容量1～1,000 kVAにわたり無停電電源装置のラインアップを充実するとともに、運転状態を遠隔監視できるシステムを開発するなど電源の高信頼化に寄与してきた。

無停電電源装置のいっそうの小形・軽量・低騒音化や高性能化のため、日立製作所ではさらに研究を進め、超可聴周波数の交流電力の周波数変換技術や高周波変圧器などを開発した。これらの技術により、インバータでパルス幅変調した高周波の交流電圧を発生し、変圧器で絶縁したあとサイクロコンバータでこの高周波の交流電圧の極性を切り換えて、商用周波の交流電圧を形成する高周波リンク式無停電電源技術を開発した。

徳永紀一* Norikazu Tokunaga

大和育男* Ikuo Yamato

萩原修哉* Shūya Hagiwara

豊田昌司** Masaji Toyota

1 緒 言

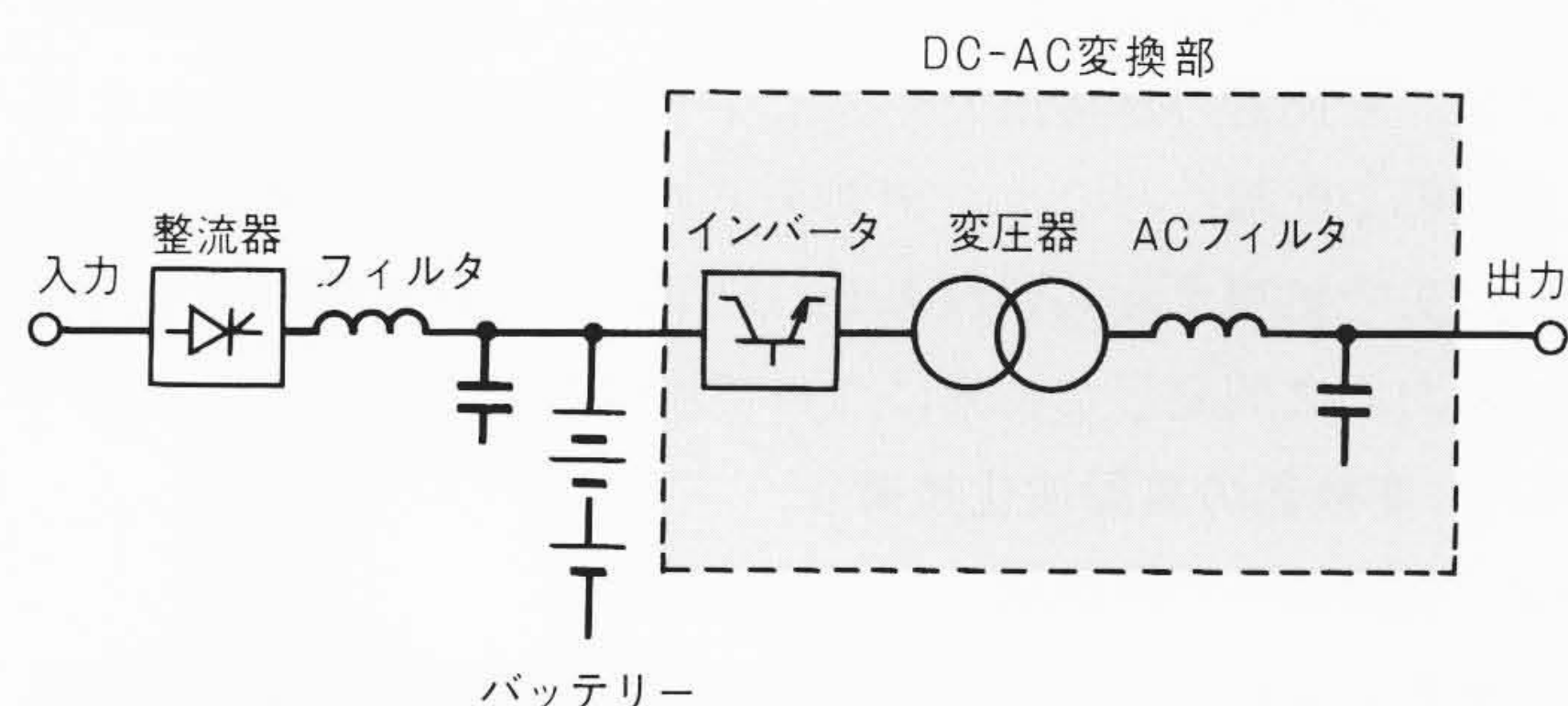
電源事故による中断を避け、コンピュータなどのデータ処理システムを能率的に運用するため、停電がなくしかも電圧や周波数変動の少ない信頼性の高い電源が必要とされる。このため、CVCF(Constant Voltage Constant Frequency: 定電圧定周波無停電電源装置)が開発され^{1)~3)}、データ処理システム用電源として広く適用されてきた。従来用いられているCVCFの代表的な主回路構成を図1に示す。CVCFは、最近の設置環境の多様化などにより、いっそうの小形・軽量化や低騒音化などがますます重要になっている。

CVCFの小形・軽量化や低騒音化のための最も重要な対応は、図2に示すように変圧器を通す電圧を高周波にすることであり、このためには高周波リンク方式が強力な手段となる^{4)~8)}。本稿では、高周波リンク化のために開発した電力変換や高周波変圧器などの要素技術と、スイッチング素子にIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)を用いた10 kVAの試作機で実証した高周波リンク式CVCF技術について述べる。

2 高周波リンク式CVCFの基本構成

2.1 従来式のCVCF構成と課題

従来から用いられている図1に示す構成のCVCFは、インバータで通常の幅制御や数百ヘルツ以下の周波数でパルス幅変調した商用周波の電圧を形成し、絶縁用の変圧器を通した後、ACフィルタで波形整形して安定した交流電圧を出力する。



注：略語説明 CVCF(Constant Voltage Constant Frequency: 定電圧定周波無停電電源装置)

図1 CVCFの主回路構成 バッテリーとDC-AC変換部により、無停電で高安定の交流電源を構成している。

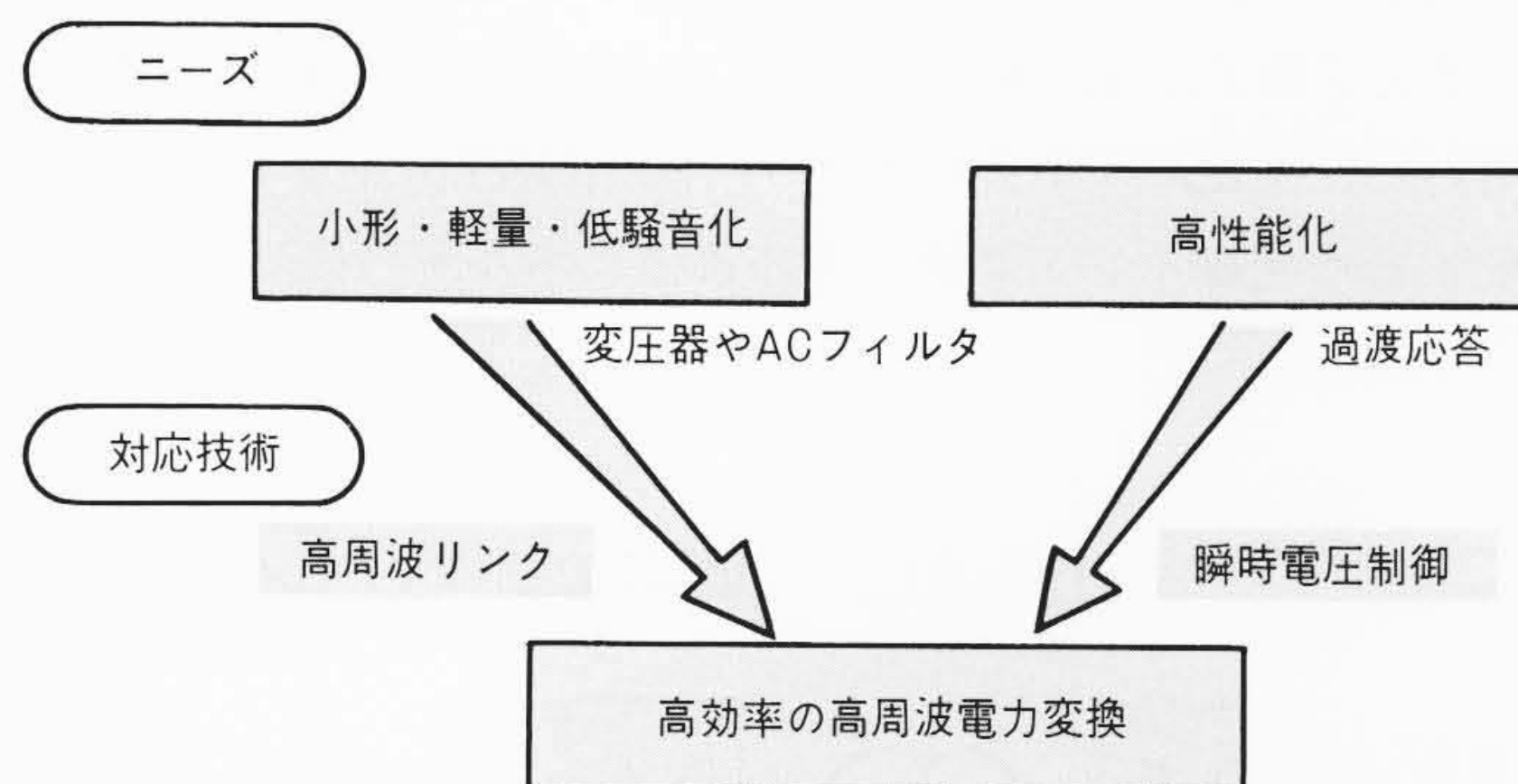


図2 高周波の要件と対応技術 CVCFの小形・軽量化などのニーズと対応する技術を示す。

* 日立製作所 日立研究所 ** 日立製作所 日立工場

絶縁用の変圧器は、商用周波数のため大きく、パルス幅変調の周波数も低いため変調周波数の騒音が生ずる。CVCFをさらに小形・軽量・低騒音にするには、高周波リンク化が必須(す)である。

2.2 高周波リンク式DC-AC変換器の基本構成

高周波リンク式DC-AC変換器の基本構成を図3に示す^{4)~6)}。絶縁用の変圧器の大幅な小形・軽量化やACフィルタの小形・軽量化のため、インバータで高周波の交流電圧を形成し、これを高周波変圧器を通して絶縁した後、サイクロコンバータでこの高周波の交流電圧の出力極性を切り換えて商用周波の交流電圧を形成する。これにより、絶縁用の変圧器などが大幅に小形・軽量化でき、また出力電圧の波形や過渡応答などの性能の向上が可能となる。

3 高周波電力変換のための主要開発技術

高周波リンク式DC-AC変換器は、従来方式に比べ、

- (1) 高周波の交流電圧から商用周波の交流電圧を形成する変換器であるサイクロコンバータが多い。
- (2) インバータやサイクロコンバータは、20倍ぐらいの16 kHz以上の高周波数で動作する。

という違いがある。従来方式と同程度以上の変換効率を得るには、変換器の定常損失やスイッチング損失の低減、および変圧器や配線などのインダクタンスに蓄積したエネルギーを低損失で処理する必要がある。以下に、これらの課題を解決するために開発した技術について述べる。

3.1 変換器の高周波化技術

(1) 変換器の回路構成

単相10 kVA級CVCFのDC-AC変換器の具体的な主回路構成を図4に示す。変換器の出力電圧が100 Vのため、変換効率の向上にはスイッチング素子のオン電圧降下の低減が重要である。そこでサイクロコンバータは、スイッチング素子の直列素子数を少なくする構成とした。なお、高周波変圧器は、二次が二巻線となるので利用率は低下する。各変換器のスイッチング素子には、駆動性がよく高周波特性の優れたIGBTを用いた。また、サイクロコンバータのIGBTスイッチング時の変圧器や配線インダクタンスの蓄積エネルギー処理は、後述

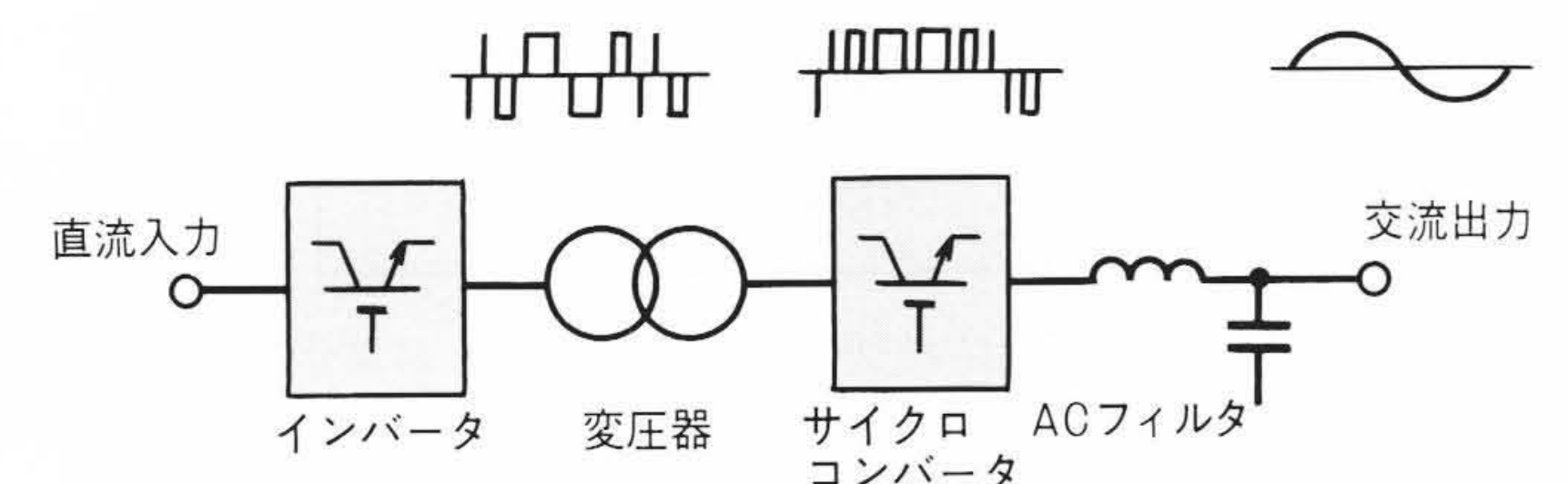


図3 高周波リンク式DC-AC変換器の構成 インバータで形成した高周波電圧を変圧器で絶縁後、商用周波の交流電圧に直接再変換する方式で、変圧器やACフィルタを大幅に小形化できる。

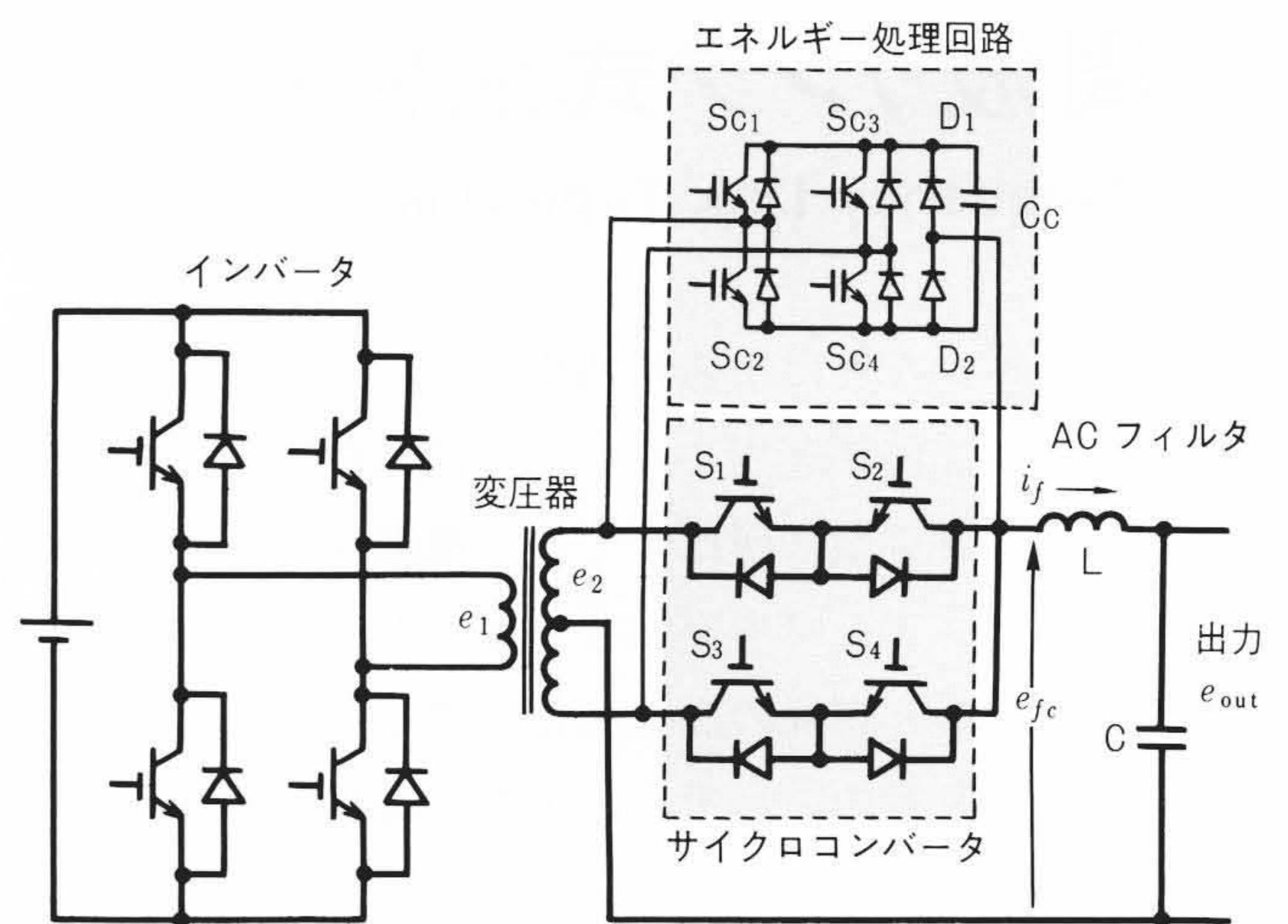


図4 DC-AC変換器の具体的回路構成 回路構成やスイッチング時のエネルギー処理の改善により、高効率化を図っている。

するエネルギー処理回路によって行い、変換効率の向上とIGBTの印加電圧を低減する方式とした。

(2) 変換器のパルス制御

変換器の各部波形とサイクロコンバータのスイッチ動作の基本的なシーケンスを図5に示す。インバータはDC-AC変換と出力電圧の振幅および正弦波化の制御、サイクロコンバータは高周波から商用周波数への変換に機能を分割した。

インバータは、最終出力に正弦波電圧 e_{out} を得るようにパルス幅変調した高周波交流のパルス電圧 e_2 を形成する。DC-AC変換と周波数変換のスイッチングのタイミングが分離でき、サイクロコンバータのスイッチ切換え時は、高周波変圧器の一次側が短絡状態になり、エネルギー処理が容易となる。

サイクロコンバータは、高周波交流のパルス電圧 e_2 の極性をスイッチ $S_1 \sim S_4$ を選択して変換し、最終出力電圧周期の正弦波PWM(Pulse Width Modulation)電圧 e_{fc} を形成する。導通スイッチの選択は、電圧 e_2 、 e_{out} とサイクロコンバータの出力電流 i_f の極性によって決める。基本的には、 e_{out} に e_2 と同極性電圧を出力するときは S_1 、 S_2 のうちの電流 i_f と同極性のスイッチ、異極性電圧を出力するときは S_3 、 S_4 のうちの電流 i_f と同極性のスイッチを選択する。

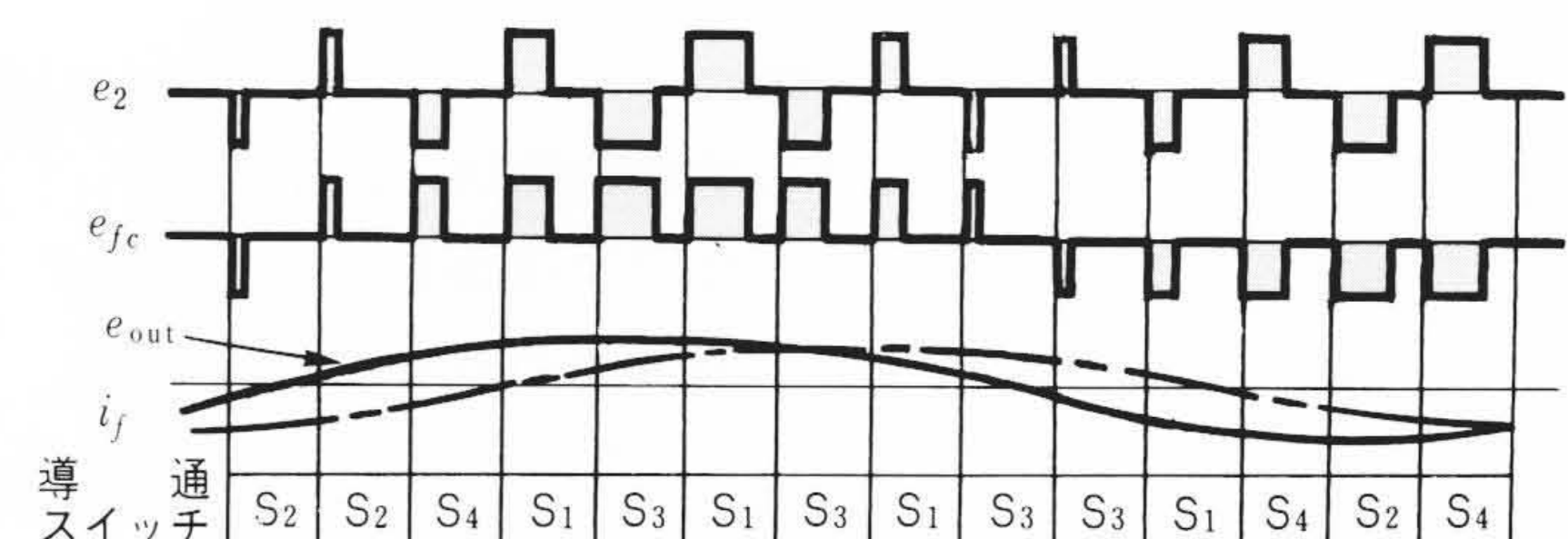


図5 変換器の各部波形とスイッチ動作のシーケンス 電圧、電流の極性に適応したスイッチを動作して、高周波から商用周波の交流電圧に直接再変換する。

(3) サイクロコンバータの転流制御

サイクロコンバータのスイッチ $S_1 \sim S_4$ の切換は、

- (1) スイッチング素子自身の電流遮断による自己消弧転流
 - (2) 変圧器二次電圧を利用した電源転流
- による動作が可能である。

自己消弧転流は、商用周波出力の全周期間で利用できる。しかし、自己消弧転流は、インバータ動作とは完全には分離して行えないこと、スイッチング損失が生ずることや、高周波変圧器の漏れインダクタンスの蓄積エネルギー処理が必要なことなどの問題点がある。これに対して電源転流は、スイッチング時の損失が少なく漏れインダクタンスの蓄積エネルギー処理も不要であるが、出力電圧 e_{out} とサイクロコンバータの出力電流 i_f の極性が異なる場合には利用できない。しかもCVCFでは、負荷条件により e_{out} と i_f の位相関係が変化するので、電源転流の利用可能な期間が変わる。そこでサイクロコンバータの動作は、電源転流を主体として、 e_{out} と i_f の位相関係を検知して、自己消弧転流と切り換えるようにした。なお、電源転流期間での出力電圧低下を軽減するため、高周波変圧器の漏れインダクタンスは極力小さくする必要がある。

3.2 エネルギー処理回路

サイクロコンバータのIGBTターンオフ時の過渡的な跳上り電圧の低減には、通常のRCスナバ回路の適用も考えられる。しかし、インバータの動作周波数が16 kHz以上と高いため、次章で述べるように損失が大きくなり適用できない。サイクロコンバータは入出力が交流のため、エネルギー処理回路は交流電圧用の構成で、しかも電源転流と自己消弧転流に適應した回路とする必要がある。そこで回路の構成要素数が少なく、しかも効率向上のため吸収した電力を主回路へ直接回生できる先の図4に示した構成のエネルギー処理回路を考案した。

電圧のクランプ動作は、スイッチ $S_{c1} \sim S_{c4}$ に並列接続したダイオードによって常時可能である。コンデンサ C_c は、常時高周波変圧器の二次電圧の2倍の電圧に充電されている。サイクロコンバータのIGBTに生ずる電圧がコンデンサ C_c の充電電圧より高くなると、蓄積エネルギーをコンデンサ C_c に吸収してIGBTの電圧増大を抑制する。

回生動作は、回路動作の安定化のため、インバータ出力電圧 e_2 のパルス幅が広く、 e_2 が確立している期間にスイッチ $S_{c1} \sim S_{c4}$ を操作して行う。このとき、 C_c の電圧が e_2 と同極性となるようにスイッチ $S_{c1} \sim S_{c4}$ を選択して、高周波変圧器の二次電圧の2倍を超える分に相当するエネルギーを高周波変圧器およびフィルタ回路側に回生する。

さらに、エネルギー処理回路は、ACフィルタのLのエネルギーを吸収するためのダイオード D_1 、 D_2 を付加した。これにより、サイクロコンバータで高速に負荷を遮断でき、負荷異常などによる過電流からDC-AC変換器を保護できる。

3.3 過電流保護機能付きドライブ回路

変換器の高性能・高信頼化のため、定常時は制御回路の信号によって変換器のIGBTを高速にオン、オフ制御し、負荷側の事故時は電流を安全に遮断してIGBTを保護する高機能なドライブ回路が必要である。そのために開発した過電流保護機能付きドライブ回路の機能構成図を図6に示す⁹⁾。ドライブ回路は、制御信号を受けてIGBTにオン、オフのゲート電圧を印加する駆動回路、過電流検出回路、検出信号を受けてゲート電圧を低下して事故電流を安全な値に減少して遮断するソフト遮断回路、およびソフト遮断回路動作を所定時間確保するオン保持回路で構成している。なお、制御系に過電流検出によるソフト遮断回路動作を伝えるアラーム回路も備えている。開発したドライブ回路は、下記の過電流検出方式とオン保持回路に特長がある。

(1) コレクタとゲートの両電圧を併用した高速検出方式

負荷の異常などによる過電流時には、コレクタ電圧が上昇する。コレクタ電圧が上昇すると、ゲート電圧もコレクタとゲート間の帰還容量を介して充電され上昇する。そこで、コレクタとゲートの両電圧を併用した検出方式を採用して、過電流とターンオンの過渡状態を判別し、検出遅れ時間を短縮した。

(2) ドライブ回路独自で保護動作を継続するオン保持回路

過大な電流を高速に遮断すると、過渡的に過大な跳上り電圧が生じIGBTを破壊するおそれがある。このため、過電流検出時は、ゲート電圧を低下して電流を安全な値に低減してから遮断する必要がある。しかし、高周波でパルス幅変調する場合は、制御系からのオン信号幅が大幅に変わり、オン信号幅の狭い期間では安全な値に低減する前に電流を遮断してしまう。そこで、オン保持回路によって定めた期間中は、制御系からのオン信号の幅にかかわらず、ドライブ回路独自に保護動作を継続するようにした。

開発したドライブ回路モジュールの外観を図7に、過電流

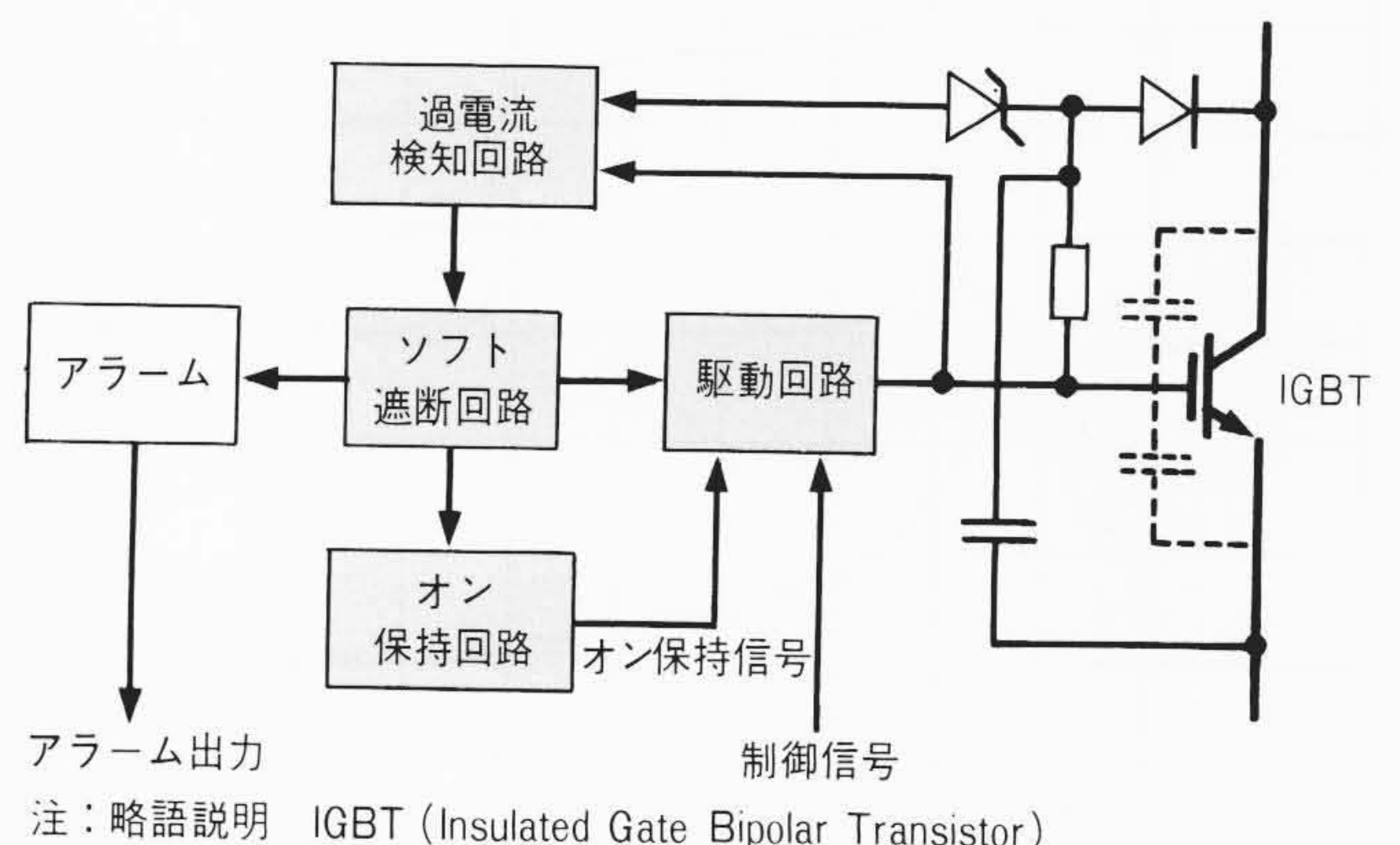


図6 過電流保護機能付きドライブ回路の機能構成 高速検出して安全に電流を遮断する過電流保護機能を備え、変換器の高性能化、高信頼化が図れる。

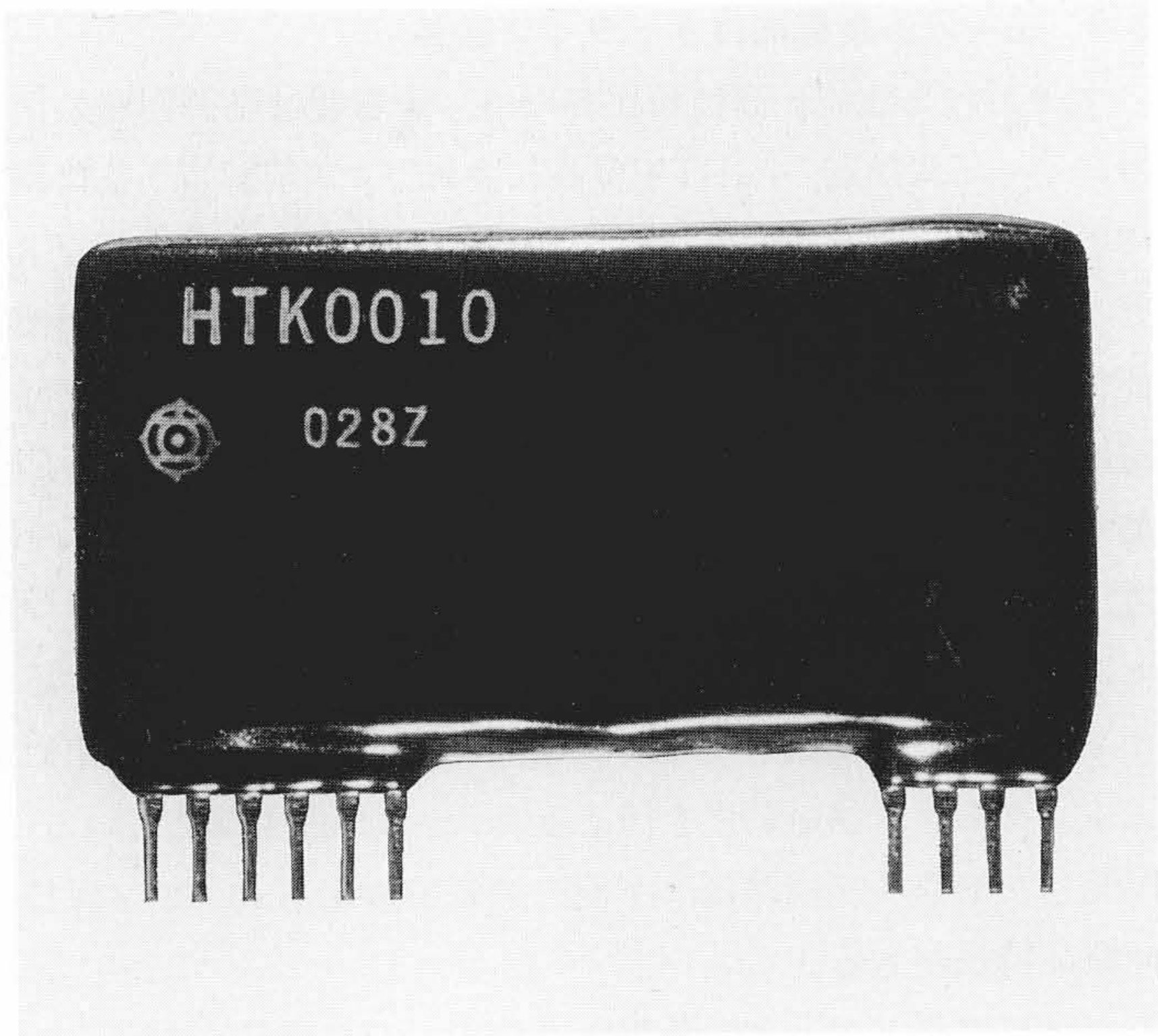


図7 ドライブ回路モジュールの外観 1,200 V, 300 A IGBTまで適用できる。

保護動作波形の一例を図8に示す。動作波形は、制御系からのオン信号幅が3μsの場合である。高速に検知した後、保持回路によって制御系の信号がオフした後も通電を継続し、電流を安全な値まで減少したあと遮断している。

3.4 高周波変圧器

高周波変圧器の試作品の仕様を表1に示す。鉄心は、高周波特性が良く、コバルト系に比べて安価な鉄系アモルファスを用いた。鉄心の動作磁束密度や寸法は、アモルファス材料の長期的な安定化を考慮して、最高鉄心温度が120℃以下にな

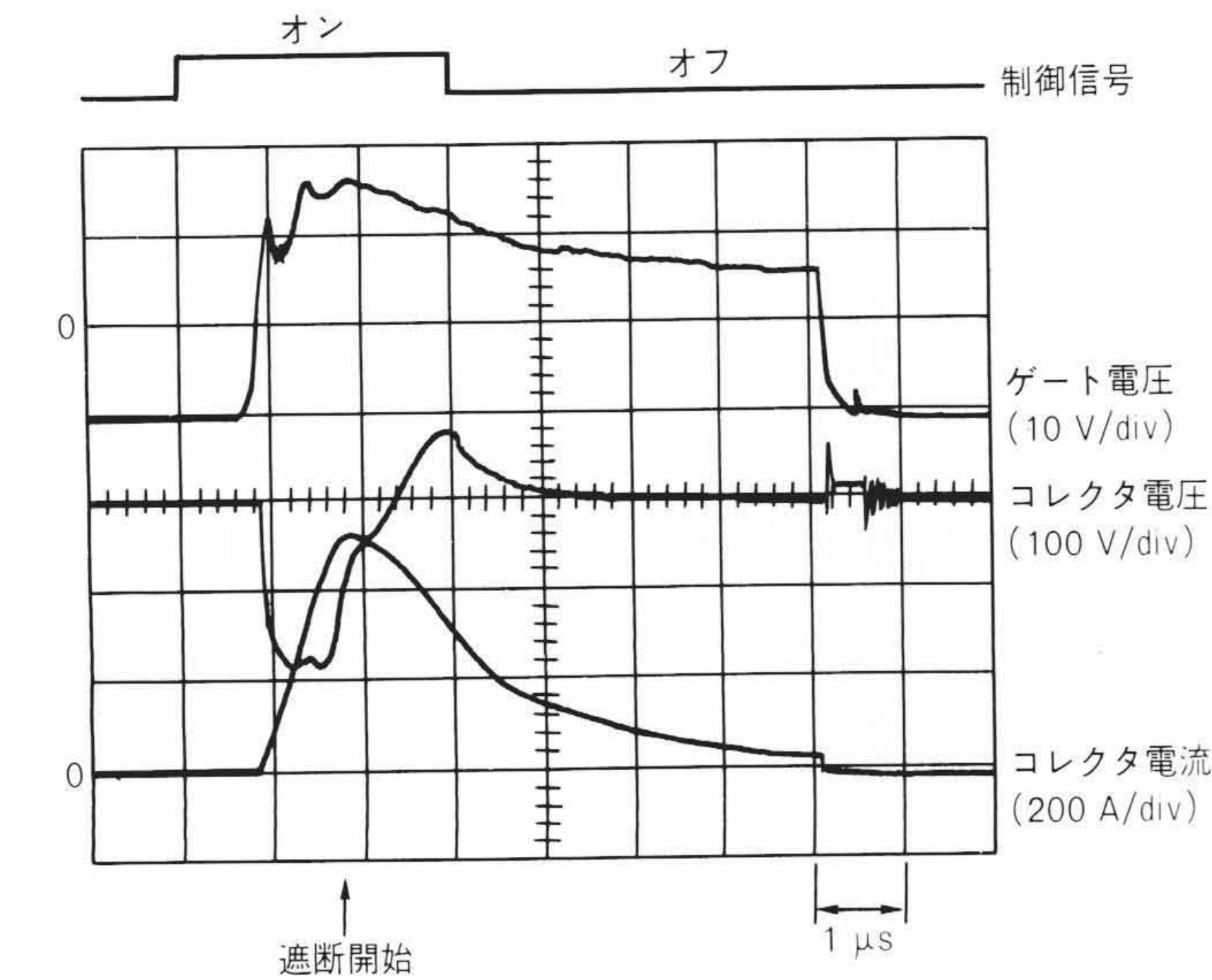


図8 過電流保護動作例 過電流を高速に検知して、IGBTを安全に保護できる。

表1 高周波変圧器の仕様 単相12 kVAの試作品の仕様を示す。

項 目	仕 様
容 量	単相12 kVA
周 波 数	20 kHz
絶 縁 方 式	H種, 乾式, 自然冷却
電 圧 一 次 ・ 二 次	100/200 V
電 流 一 次 ・ 二 次	120/120 A
鉄 心 温 度 上 昇	70℃以下

るように決めた。高周波変圧器は、小形・軽量化のほかに、サイクロコンバータのスイッチ動作時の処理エネルギーの低減と出力電圧の低下を少なくするため、漏れインダクタンスを小さくすることが必要である。このため、磁界計算による巻線構造と漏れインダクタンスの関係検討に基づいた低漏れインダクタンス巻線法を適用した。

開発した高周波変圧器の特性を表2に示す。鉄心と巻線の温度上昇は65℃以下と実用上問題のないレベルにでき、効率も98.7%と良好である。また、寸法は商用周波数の変圧器の十数分の一以下、質量は数十分の一の約6.1 kg、漏れインダクタンスは0.8 μHにできた¹⁰⁾。

4 出力特性

4.1 試作CVCFの概要

試作した10 kVAの高周波リンク式CVCFの外観を図9に示す。直流電圧の定格は200 V、定格出力電圧は100 V、定格出力電流は100 Aである。試作したDC-AC変換器と高周波変圧器の容積、質量の従来品との比較を表3に示す。高周波変圧器やACフィルタの小形・軽量化により、CVCFの大幅な小形・軽量化ができた。

4.2 エネルギー処理回路による効率改善

エネルギー処理回路の動作波形例を図10に示す。サイクロ

表2 高周波変圧器の特性 単相12 kVAの試作品の試験結果を示す。

項 目			試 験 結 果
鉄 心	鉄	損	22 W
	温 度	上 昇	60℃
巻 線	銅	損	140 W
	温 度	上 昇	65℃
効 率			98.7%
漏 れ イ ン ダ ク タ ン ス			0.8 μH
騒 音			暗騒音と同等
総 質 量			6.1 kg



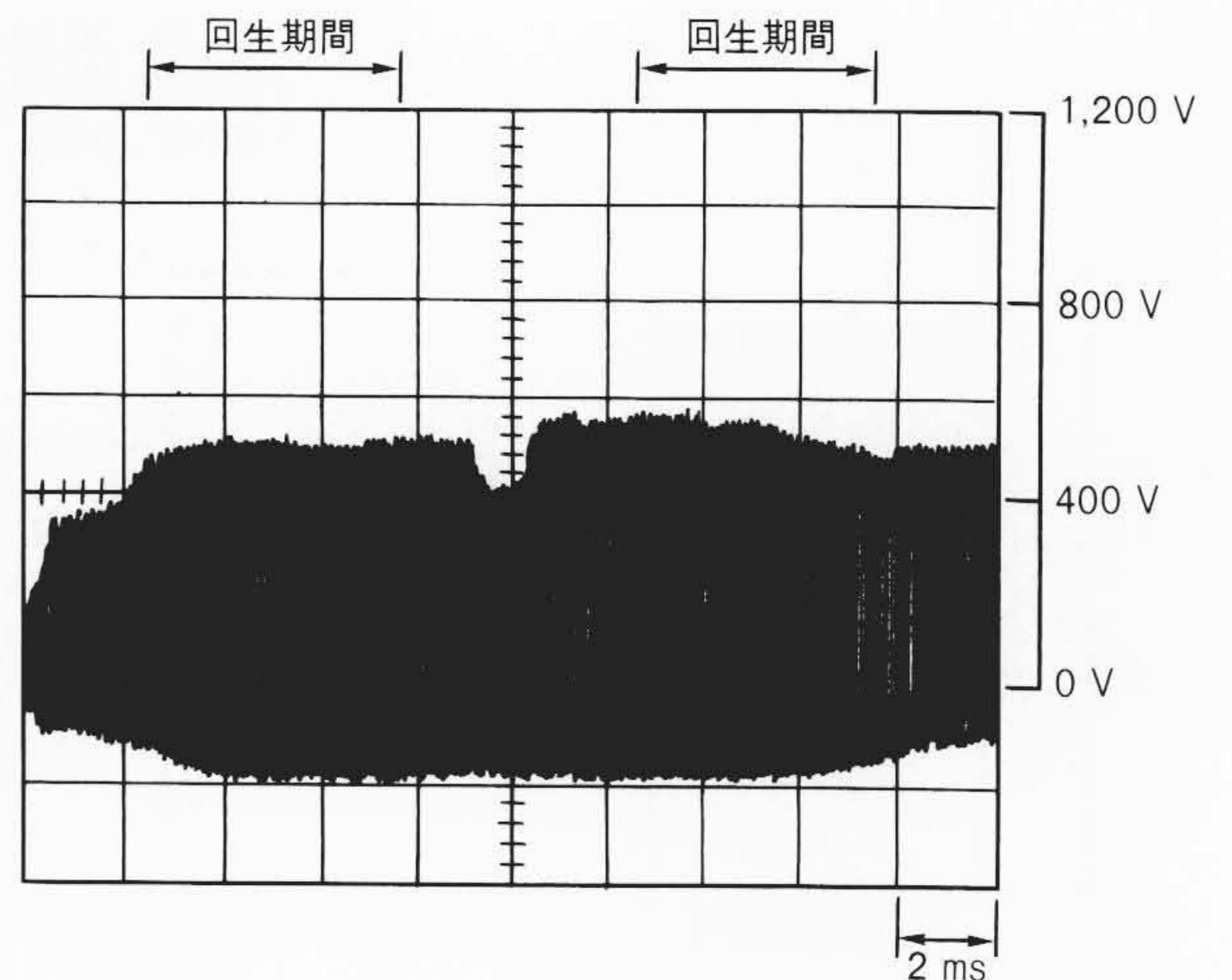
図9 試作CVCVFの外観 試作した単相10 kVAの高周波リンク式CVCVFの外観を示す。

表3 高周波リンク式DC-AC変換器の容積、質量 高周波リンクによって小形・軽量化が図れた。

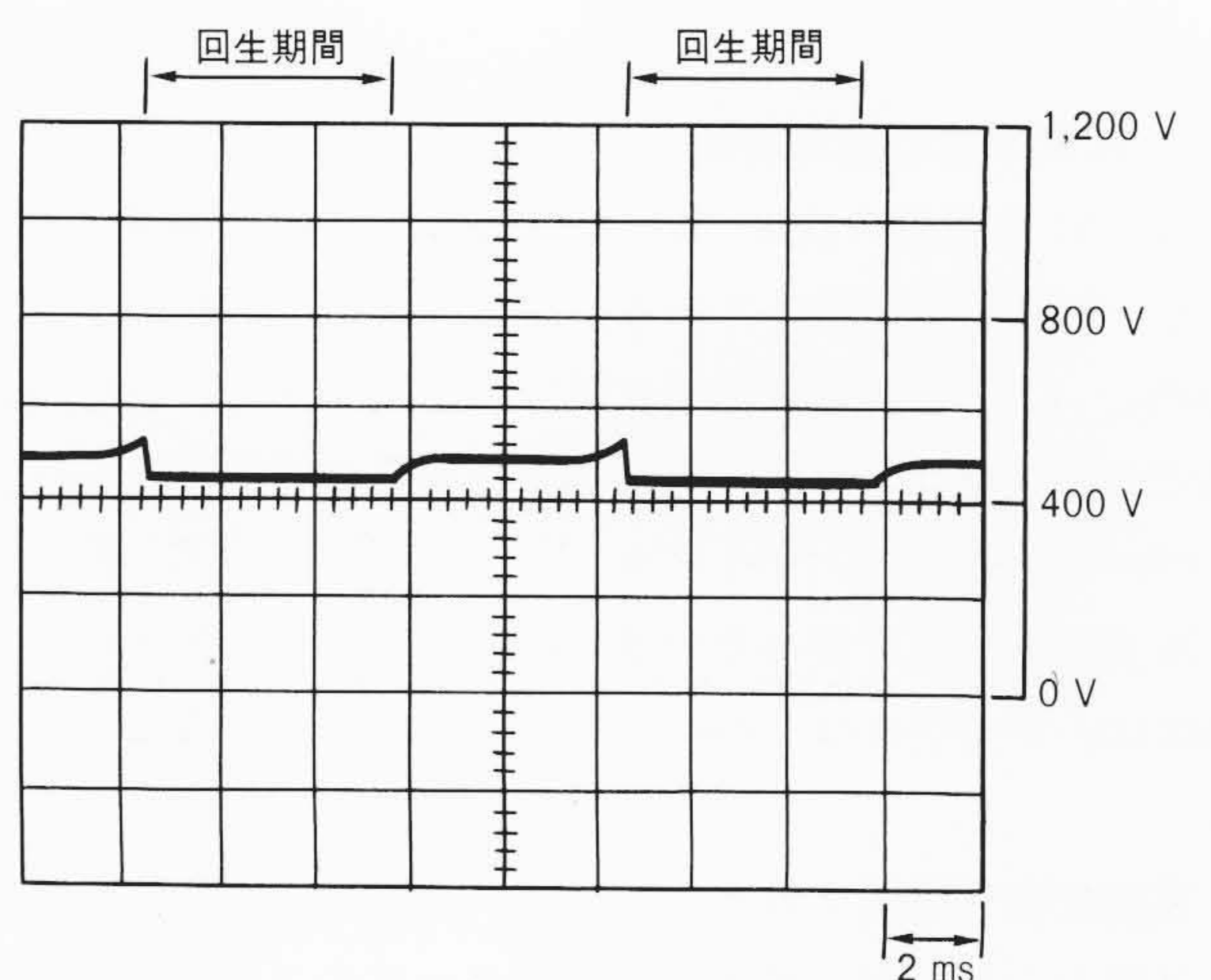
項 目	変 圧 器	DC-AC変換器
容 積	$7 \times 10^6 \text{ mm}^3$	$47 \times 10^6 \text{ mm}^3$
容積の従来比	8 %	37 %
質 量	6.1 kg	120 kg
質量の従来比	3 %	37 %

コンバータは、正弦波出力の全周期間での動作を自己消弧転流とした。サイクロコンバータの S_1 のIGBTの電圧波形を同図(a)に、コンデンサ C_c の電圧波形を同図(b)に示す。1周期の約50%の期間を回生動作としている。回生動作により、コンデンサ電圧が直流電圧の約2倍に抑制され、IGBTの印加電圧も電圧のクランプ動作によって抑制されている。

エネルギー処理回路による変換効率の改善効果を図11に示す。同図は、今回開発したエネルギー処理回路と、従来インバータなどに用いているRCスナバ回路を用いた場合の効率の比較を示したものである。なお、サイクロコンバータは自己消弧転流であり、インバータの動作周波数は16 kHzである。エネルギー処理回路を用いることにより、小出力から定格出力までの全領域にわたり、変換効率を約10%強改善できた。



(a) IGBT電圧波形



(b) コンデンサ電圧波形

図10 エネルギー処理回路の動作波形 回生動作により、IGBT電圧が抑制されている。

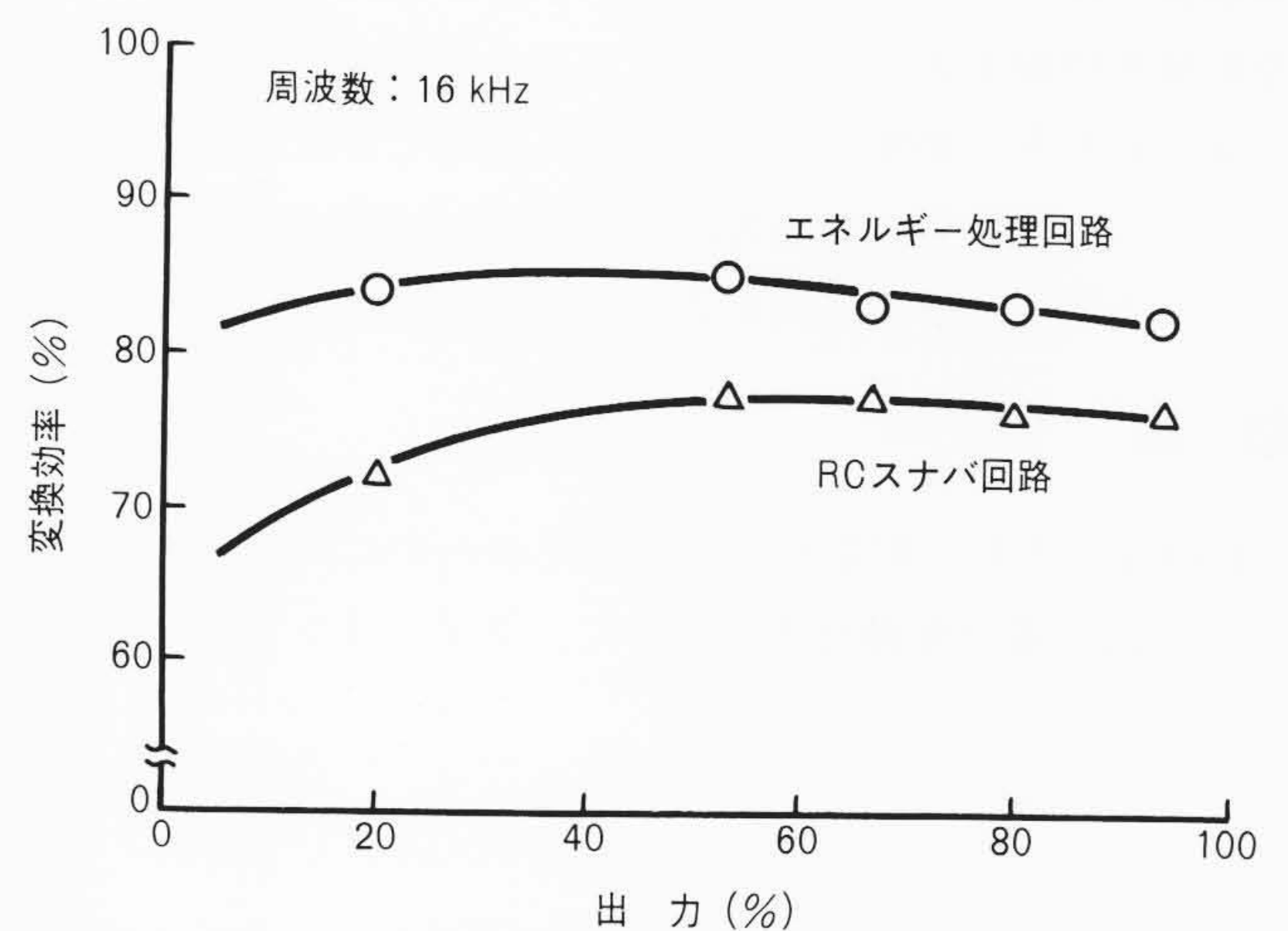


図11 エネルギー処理回路の効果 エネルギー処理回路により、変換効率の向上が図られる。

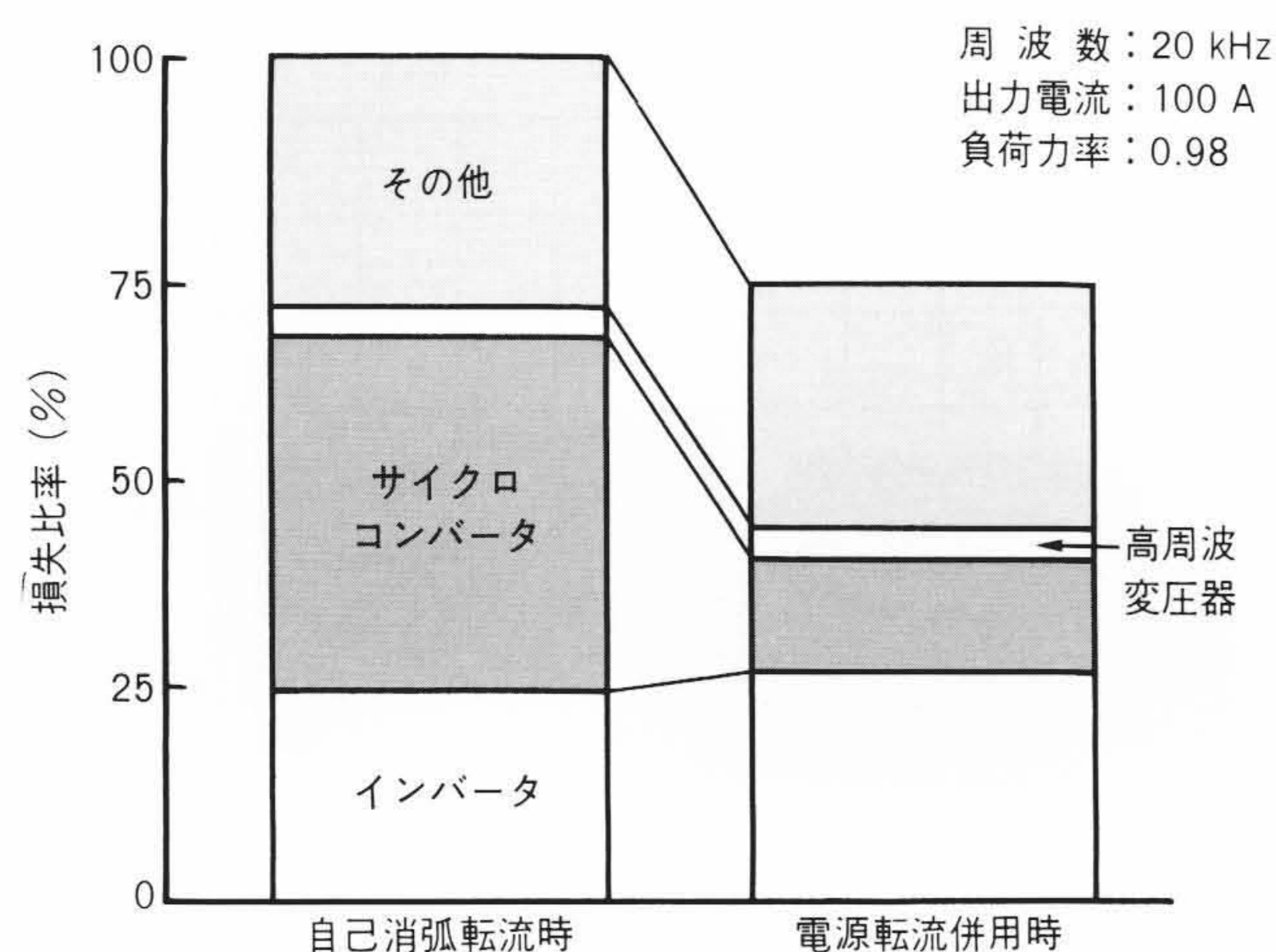


図12 DC-AC変換器の損失分析結果 電源転流の併用により、損失の低減が図れる。

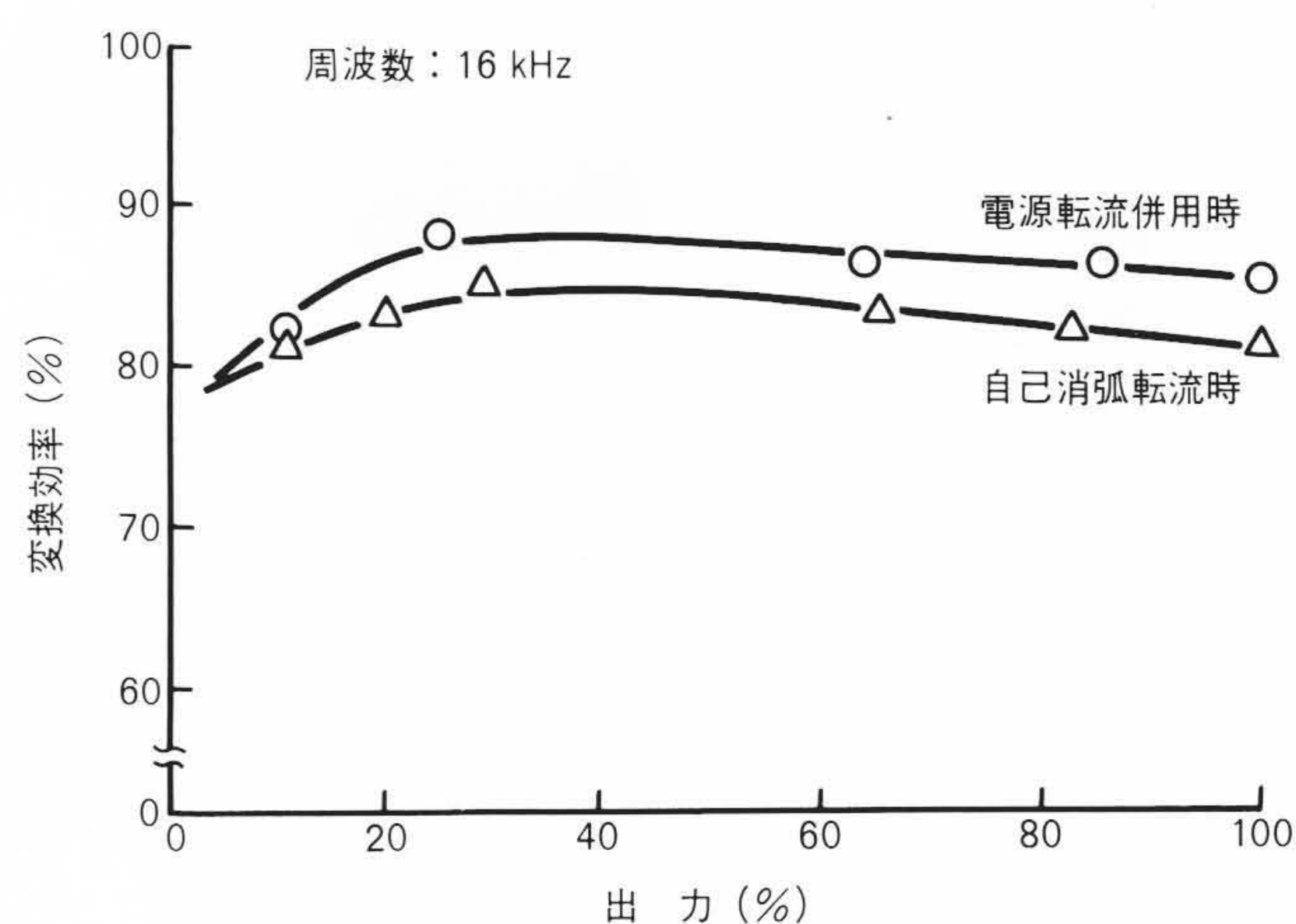


図13 電源転流併用時の変換効率 電源転流の併用により、高効率化が図れる。

4.3 転流方式と出力特性

DC-AC変換器の損失分析結果を図12に示す。開発したエネルギー処理回路を用いている。なお、負荷は遅れ力率0.98の100%、インバータの動作周波数は20 kHzである。自己消弧転流でサイクロコンバータを動作した場合の損失の比率は、インバータが約24%、サイクロコンバータが約43%、配線やフィルタ回路などを含むその他で約30%である。効率向上のためには、サイクロコンバータの損失低減が必要となることがわかる。

電源転流を併用すると、インバータやその他の損失はほとんど変わらないが、サイクロコンバータのスイッチング損失が減少し、変換器の損失が大幅に小さくなる。なお、出力電流 i_f の絶対値が小さくなると電源転流ができなくなるので、電源転流の利用期間は出力によって変わり、100%負荷では約95%である。

電源転流を利用したときの変換効率を図13に示す。自己消弧転流だけでサイクロコンバータを動作したときに比べ、電源転流を併用することにより、小出力から定格出力までの全領域にわたり、効率をさらに約5%改善できた。

なお、16 kHz以上の高周波化でDC-AC変換器は低騒音にでき、出力電圧波形や過渡応答などの性能も十分満足できた。

5 結 言

CVCFの小形・軽量化、高性能化のために開発した高周波リンク式の電力変換技術を中心に、スイッチング素子の印加

電圧の軽減と損失の低減を図る回路技術や高周波変圧器などの要素技術、および10 kVAの試作機で実証した高周波リンク式CVCFについて述べた。

本開発技術は高周波PWM式のCVCFにも適用され、CVCFの小形・軽量化や高性能化を果たしている。

参考文献

- 1) 地福, 外: 定電圧, 定周波無停電電源装置の現状と動向, 日立評論, **67**, 7, 557~562(昭60-7)
- 2) 小林, 外: 日立無停電電源装置HIVERTERシリーズの新技术, 日立評論, **70**, 10, 1055~1061(昭63-10)
- 3) 地福, 外: UPSの技術動向, 電気学会誌, 107巻, 11号(昭62-11)
- 4) I. Yamato, et al.: New Conversion System for Using High Frequency Link, IEEE PESC Record(1988)
- 5) I. Yamato, et al.: High Frequency Link DC-AC Converter for UPS with a New Voltage Clamper, IEEE PESC Record(1990)
- 6) 徳永, 外: CVCF用高周波リンク式DC-AC変換器, 電気学会 半導体電力変換研究会 SPC-90-36
- 7) R. L. Steigenvald, et al.: A Comparison of High Frequency Link Schemes for Interfacing a DC Source to a Utility Grid, IEEE IAS Annual Meeting(1982)
- 8) S. Manias, et al.: Bilateral DC to AC Converter Employing a High Frequency Link, IEEE IAS Annual Meeting(1985)
- 9) 木村, 外: 高速IGBT実用上の課題と対応策, 電気学会 半導体電力変換研究会 SPC-90-37
- 10) 萩原, 外: 高周波用アモルファス鉄心変圧器, 電気学会マグネティクス研究会 MAG-89-95