

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	超高周波デバイスを用いたパワーエレクトロニクス装置の高性能化に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	古賀高志
Author(English)	
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第3288号, 授与年月日:1999年3月31日, 学位の種別:論文博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第3288号, Conferred date:1999/3/31, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

**超高周波デバイスを用いた
パワーエレクトロニクス装置の
高性能化に関する研究**

1999年（平成11年）3月

古賀高志

[目 次]

1. 序論	1
2. S Iサイリスタとその応用	5
2-1 はじめに	5
2-2 S Iサイリスタについて	6
2-3 共振技術の重要性	1 7
2-4 誘導加熱用高周波インバータへの応用	2 1
2-5 DC/DCコンバータへの応用	3 3
2-6 各種の共振技術の検討	4 7
2-7 本章のまとめ	5 0
3. 高周波スイッチングと高度制御技術の融合	5 1
3-1 はじめに	5 1
3-2 デッドビート制御を用いた高周波スイッチング PWMインバータの瞬時値制御	5 2
3-3 高周波スイッチングを用いた誘導電動機のベクトル制御	6 8
3-4 本章のまとめ	8 0
4. 究極のAC-AC変換を目指すPWMサイクロコンバータ	8 1
4-1 はじめに	8 1
4-2 PWMサイクロコンバータの制御原理	8 7
4-3 PWMサイクロコンバータの動作と特性解析	9 6
4-4 PWMサイクロコンバータの試作とその結果	1 1 1
4-5 PWMサイクロコンバータの可能性	1 2 2
4-6 本章のまとめ	1 2 4
5. 結論	1 2 5
謝辞	1 2 7
参考文献	
(1) 一般参考文献	1 2 8
(2) 本論文に関連する関与文献	1 3 1
(3) その他の関与文献	1 3 7

1. 序論

1-1 高周波デバイスによるパワーエレクトロニクスの発展

サイリスタの出現は、それまで比較的小電力の分野が主体であったエレクトロニクスの応用を大電力分野に拡大する大きな変革をもたらし、電力を扱うエレクトロニクス所謂パワーエレクトロニクスは、電源装置や産業用の電動機より直流送電などの極めて大電力の装置にまで拡大し、また、メカトロニクスより、家電製品やOA機器に亘る極めて多種多様な製品・分野に応用が拡大した[2-1]。さらに、それに続くGTO (Gate Turn Off) サイリスタやパワートランジスタのように制御信号で主回路電流をスイッチオフ出来る自己消弧型電力用半導体デバイス（以後ターンオフデバイスと略称する）の実用化は、逆変換での大きな障害であった転流問題を解決し、チョッパやインバータなど逆変換技術の利用を大幅に拡大した。

このようなパワーエレクトロニクス装置では、負荷側装置の要求より直流出力ではより平滑な直流であることが、交流出力ではより歪みの少ない波形であることが求められる。一方、電力装置であるから損失を最小限にするため、電力用半導体デバイス（以後パワーデバイスと略称する）をオン・オフ両状態をスイッチして用い、このオン・オフ比率を調整することで出力パルスの幅を変え、平均的に出力を調整するPWM（パルス幅変調）制御が用いられている。そのため、出力リップルを減少するにはこのスイッチング周波数を高めることがまず必要となる。

加えて、パワーエレクトロニクスが利用されるシステムでは、閉ループ自動制御が用いられることが普通であり、現代制御理論（以後アドバンス制御と称する）の応用もしばしば必要となる。さらにサブシステムの制御でも、誘導電動機のベクトル制御のように極めて高速で且つ精緻な制御を必要とする応用も増加している。このため、制御システムの主要な構成要素となるパワーエレクトロニクス装置には、単に電力的に良好な変換を行うだけでなく、高い応答速度、分解能、精度、また制御系のパラメータ変動に対するロバスト性など、全体システムの要求を満たす高度の制御性能を備えることが要求される。

応答速度を高めるには、まず、高周波スイッチングが必要であることは論ずるまでもないが、制御範囲の広いPWM制御を高速に且つ正確に遂行するにも、また、近年発達したDSP（デジタルシグナルプロセッサ）などの高性能演算素子の高速処理能力を活用するにも、高周波スイッチングの利用が不可欠である。

パワーMOS-FET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) やバイポーラトランジスタ(Bi-Polar Transistor)の性能向上と容量拡大はパワーエレクトロニクスの高周波化を推進したが、この流れのなかで、高圧・大電流のサイリスタでありながら、GTOサイリスタより1桁高い高周波スイッチングを可能としたS I (静電誘導)サイリスタの開発は、大電力パワーエレクトロニクス装置をも高周波化する大きな契機となった。

これに続く異品種のパワーデバイスを複合化する技術の進歩によってIGBT (Insulated Gate Bi-Polar Transistor 絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ) の製作が可能となり、このような高周波スイッチングを可能とするパワーデバイスの開発と実用化によって、大電力のパワーエレクトロニクス装置においてもkHzクラスの高周波スイッチングを利用することが可能となった[104]。

今日では、高周波スイッチングと高速の演算処理を基盤に、精緻なアドバンス制御を融合してパワーエレクトロニクス装置の高性能化が達成されており、高周波パワーデバイスの発達は、パワーエレクトロニクス装置の品質の画期的な向上と、利用される制御システムの高度化を実現し、応用範囲の拡大に大きく貢献した [2-3]。

1-2 重要な共振技術応用

このように高周波パワーデバイスの開発によって、大電力の装置でも高周波スイッチングを利用することが容易にはなったが、パワーデバイスには通電損失に加えてスイッチング時に発生するスイッチング損失があり、その損失はスイッチング周波数に比例して増大するので、大電力の装置では高周波スイッチングによる性能向上と損失低減とのバランスを取ることが大きな課題である。そのため、高周波スイッチングでのデバイス損失を低減する技術、すなわち、効果的なデバイスの制御、損失の少ないスナバー回路、また、高周波スイッチングを考慮した主回路構造などが極めて重要であり、さらにはデバイスがスイッチする時の電圧や電流を積極的に振動させ、無電圧や無電流でスイッチさせる共振型電力変換技術、いわゆるソフトスイッチング技術が必要となる。

また、パワーデバイスのスイッチング性能の向上には逆阻止特性を持たない逆導通型デバイスが好都合であったことより、大部分のパワーエレクトロニクス装置では電圧型が用いられているが、パワーデバイスのスイッチング性能の向上は同時にターンオン速度を高速化するので、その出力電圧の立ち上がり (dv/dt) が極めて急峻となり、この出力の高い dv/dt に含まれる高周波成分によって、負荷機器の絶縁劣化、高周波漏洩電流増加、あるいは、軸受電蝕の発生などの問題を生じている [101][103]。

さらに、コンピュータ利用は工業装置だけでなく商業施設や民生用にも広く普及し、個人用の無線通信なども爆発的に拡大し、電子装置の社会的役割はますます重要になっているが、これらの弱電機器は高周波ノイズによる障害を受けやすいので、放射電磁波による障害も顕在化しており、電磁波環境問題は大きな社会問題にまで拡大しつつある。

パワーエレクトロニクスが発生する電磁波の帯域は、前述の出力電圧の dv/dt 増大により問題の周波数領域に近づき、大電力を扱うので影響も大きく、発生源での対応を迫られる状況にあり、これら諸問題の対策としてもソフトスイッチング技術が重要である。

1-3 新たな発想のパワーエレクトロニクスの提案

前述のようにソフトスイッチングの応用は出力パルスの dv/dt 緩和に有用であるが、今日のパワーエレクトロニクスは、極めて制御範囲の広いPWM制御を行なうことによって精緻な制御を可能としており、利用される最小出力パルス（最小オンパルス）幅が数 μs の狭小なパルスとなることもしばしばである。ソフトスイッチングの応用はこの最小オンパルス幅を狭めることに制約を生じ、制御範囲を制限することになるので、高度の自動制御を行うパワーエレクトロニクスにソフトスイッチングを導入することは容易でない。

そのため、工業的装置としての性能を損なわず同時に社会的な要求を満足するためには、これまでの高周波スイッチングを用いて高性能化を達成したパワーエレクトロニクスの基盤の上に、新たな発想の取り組みを加えることが必要と考えられる。

現在のところ、この制御上の要求とソフトスイッチングを両立させる決定的な手法が確立出来ていないが、筆者はこれらの問題を予見し、ソフトスイッチングの導入を可能とするための当面の対策として、繰り返し周波数が比較的低くても良い波形が得られるパワーエレクトロニクス装置を模索し、インバータが普及する前に多数利用され、今日でも有用性になお一定の評価があるサイクロコンバータ方式のサイリストモータ（負荷転流利用の無整流子モータ）の事例を参考に、多相交流より直接可変周波可変電圧の多相交流を得るPWMサイクロコンバータに着目し、実用化研究を行ってきた。

このPWMサイクロコンバータは、一般のAC/DCコンバータ+DC/ACインバータ方式と異なり直流段にエネルギー蓄積手段を要せず、デバイス総容量も小さくて済むなどのメリットがある。また、逆阻止特性も可能なSIサイリスタを応用すれば回路構成も簡素化できる見込みがある。特に、比較的低いスイッチング周波数でも良好な波形が得られる大きな特徴があり、ソフトスイッチングの導入に好都合であることより、前記の課題を解決する一つの手がかりと考えられる。

1-4 まとめ

以上を要約すれば、

- 1) パワーエレクトロニクスの高性能化には高周波パワーデバイスが極めて重要で、S Iサイリスタの開発は大電力デバイス高周波化の大きな契機となった。
- 2) 高周波スイッチング利用には、それにマッチした応用技術が必要である。
- 3) 高周波スイッチングとアドバンス制御の融合にて、優れた制御性能が可能となる。
- 4) 高周波スイッチングの普及は、同時に多くの問題も顕在化させており、今後のパワーエレクトロニクスに新たな発想の取り組みを加えることを必要としている。

筆者はこのS Iサイリスタの初期の開発に参画し、以後応用開発に携わり、以下の研究事例の多くはS Iサイリスタを用いて行ったものである。上記の観点より、

第2章「S Iサイリスタとその応用」では、まず、S Iサイリスタの原理、構造、特質、応用技術の要点を述べ、高周波スイッチングを利用する場合に最大の課題となるスイッチング損失を低減する方策として負荷共振技術を中心に、高周波誘導加熱用の電源として用いる100kHz100kW級の高周波インバータと、出力5kW級のDC/DCコンバータの開発を事例に、S Iサイリスタなど高周波スイッチングデバイスの利用技術と共振技術応用の要点を示す。

第3章「高周波スイッチングと高度制御技術の融合」では、優れた制御性能を持つパワーエレクトロニクス装置を得るためには、高周波スイッチングを基盤に、現代制御理論を応用することが極めて効果的である。事例として、近年問題となっている電源高調波や瞬時停電の影響調査に必要となる任意の波形歪みと電源変動を自由に創製出来る高性能電源として、S Iサイリスタを用いた高周波スイッチングインバータにデッドビート制御を応用して出力電圧の瞬時値をも制御可能とした成果と、モータドライブで高速のトルク制御を実現するために、S Iサイリスタを用いた高周波スイッチングインバータに瞬時空間ベクトル制御を応用した成果を挙げ、高周波スイッチングと現代制御理論を融合することで極限的とも言える性能を達成できたことを示す。

第4章「究極のAC/AC変換を目指すPWMサイクロコンバータ」では、主として電動機駆動用のAC/AC変換装置を対象に、前述の高周波スイッチングに伴う課題に対応する当面の対策として、PWMサイクロコンバータの研究成果を報告し、今後の環境に優しいパワーエレクトロニクスへ向けて当面の対策の一つとして提案する。

第5章「結論」では、以上の成果をまとめるとともに、今後の環境に優しいパワーエレクトロニクスへ向けての取組を提案する。

2. S Iサイリスタとその応用

2-1 はじめに

前述のように、パワーデバイスの発達により、可変速駆動の大部分がインバータドライブになるほど逆変換技術の応用が飛躍的に拡大した。これらの装置では、性能向上のためにはより高周波のスイッチングを必要とし、高周波スイッチングを可能とするパワーデバイスの開発に極めて強い要求があった。

このパワーデバイス高周波化の嚆矢となったものが東北大学西沢潤一元学長の発明になるS Iサイリスタである [105]。これはそれまでの高速サイリスタやG T Oサイリスタよりスイッチング速度が1桁早い超高速のターンオフサイリスタで、G T Oサイリスタと同程度の高電圧・大電流素子が製作できる可能性があり、スイッチング損失も少なく、また、極めて立ち上がりの早いパルス状の大電流を流せるなどの大きな特徴を持っている。

このS Iサイリスタに続き、I G B Tなどの複合素子の目覚ましい進歩があり、一般産業用の装置では、高周波スイッチングの利用により歪みの少ない良質の出力が可能となり、パワーエレクトロニクス装置の性能は飛躍的な向上が得られている [104]。

しかしながら、1-2に述べたように、このような高周波スイッチング利用で増大するスイッチング損失の低減が大きな課題であり、また、パワーデバイスのスイッチング速度の高速化に伴う、出力パルスの高い dv/dt による諸問題など、留意すべき応用上の技術課題が少なくなく、製品の形態、用途、要求される特性に応じた各種の利用技術の適正な活用が極めて重要となる。

本章では、2-2にてS Iサイリスタとその基本的な応用技術を紹介し、2-3にてスイッチング損失低減の基本となる負荷共振技術の利用について述べ、それを利用した事例として、2-4にて大出力高周波インバータへの、2-5にてD C / D Cコンバータへの応用事例を挙げ、さらに、2-6にて主として電動機駆動を対象とした共振技術について、比較的実用的と思われる主要な方式をあげ、高性能パワーエレクトロニクスへの応用の可能性について論じ、2-7にて本章を要約する。

2-2 SIサイリスタについて

2-2-1 SIサイリスタの特徴

SI（静電誘導）型デバイスはそのゲート構造に特徴があり，トランジスタにSI型のゲート構造を応用したSIトランジスタは，放送機用の高周波電力増幅装置や，バッテリーフォークリフト駆動制御用のチョップ等に多数使用された．サイリスタに適用したものは大電力の用途を対象としたもので，同じくゲートの構造で各種の形態がある．ゲートを素子表面に配置した表面ゲート型は，高電圧化に制約があるが優れた高周波スイッチング特性が得られる．高電圧・大電流の用途には埋め込みゲート型が用いられる．

筆者は本論文の各種応用装置の研究開発にこの埋め込みゲート型SIサイリスタを利用した．また，これからのSIサイリスタの応用は大電力分野が中心になるものと考えられるので，本論文では，この埋め込みゲート型SIサイリスタを対象とする．

この埋め込みゲート型SIサイリスタは下記のような特徴を持っている[105]．

- (1) 高耐圧，大電流が可能．
- (2) 順方向電圧降下（オン電圧）が低い．
- (3) 高速．
- (4) di/dt 耐量が極めて大きい．
- (5) dv/dt 耐量が極めて大きい．
- (6) 逆阻止特性も可能．

2-2-2 SIサイリスタの構造と作動原理

埋め込みゲート型SIサイリスタの構造は，pnpn4層で構成される通常のサイリスタと異なり，図2-2-1のようにpnn3層よりなるダイオードのn層に数 μm の間隔で格子状のpゲートを埋め込んだ構造としている．

ゲートが無電位の際はゲートは何の作用もせずpnnダイオードと同じ構造であるから，図2-2-2（a）のオン状態に示すように，アノード～カソード間に順方向電圧が掛かると，

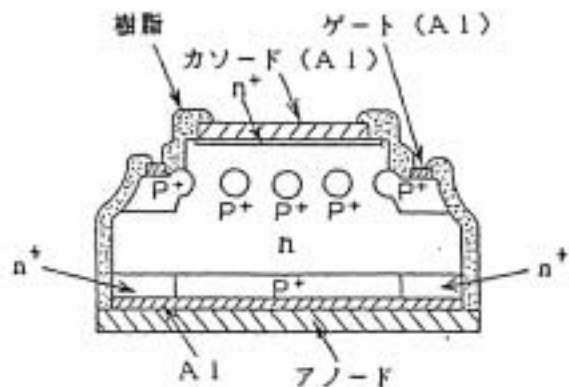
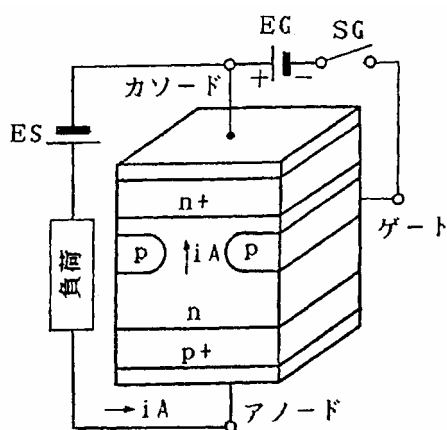
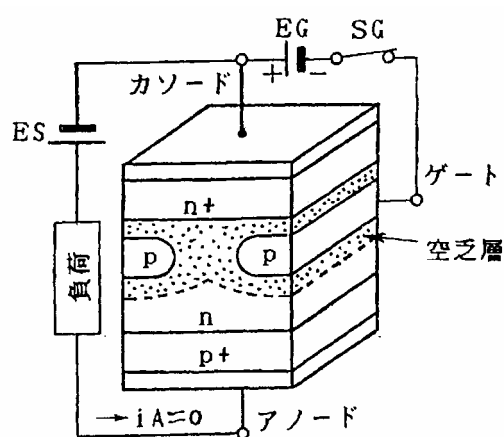


図2-2-1 SIサイリスタの構造模式図



(a) オン状態



(b) オフ状態

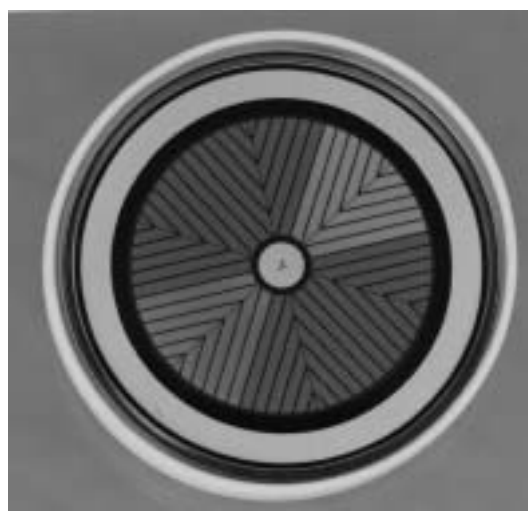
図2-2-2 埋め込みゲート型S Iサイリスタの動作説明図

格子状のゲート間の狭いn層部（チャンネルと呼ぶ）を通して順電流が通流する。

ゲートに負電位が与えられると、図2-2-2 (b) のオフ状態に示すように、チャンネル部分のキャリアが排出され、この部分にキャリアが全くない空乏層が形成されることによって順電流を遮断する。

高電圧・大電力の半導体デバイスでは、カソード、アノードそれぞれに電極を圧接して用いる平型構造が一般的であるが、埋め込みゲート型S Iサイリスタも同様な機能・用途を対象としているので、同様に平型圧接構造を採用している。

S Iサイリスタの性能向上には、他のパワーデバイスと同様、微細化が極めて効果的で、実用されるS Iサイリスタは、図2-2-3のように、数百個の要素S Iサイリスタをペレット上に配置し並列動作を行わせている。



センターゲート方式逆導通S Iサイリスタ[®]ペレット
耐圧：4,000V 可制御電流：2,000A
細い矢羽根状の条が要素サイリスタである。

図2-2-3 S Iサイリスタのカソードパターンの一例

GTOサイリスタと同様、中央部に設けたゲート極の周りに微細な要素S Iサイリスタを放射状に配置する放射状のカソードパターンを用い、要素S Iサイリスタへ合理的にゲート電流を供給する。

通常は高周波スイッチング特性を改善しやすい逆導通型で作られ、逆並列ダイオードも内蔵することが多い。スイッチング性能の面では若干の制約もあるが、逆阻止特性のものも製作可能である [142] 。

2-2-3 S Iサイリスタの特性

(a) S Iサイリスタの静特性

埋め込みゲート型S Iサイリスタは、これまでに4,000V 可制御 2,000A 級の素子が作られており、鉄道車両用の補助電源装置などに応用されている [108] [122][147][149]。

アノード・カソード間の耐圧は、GTOサイリスタと同じ原理構造であるので、GTOサイリスタと同じ程度までの高耐圧が可能である。また、電流容量については、スイッチング性能が優先され、高速スイッチングでの可制御電流を高めることが重視されるので静的な電流容量はあまり意味がないが、GTOサイリスタがPNPNの4層構造であるのに対し、S IサイリスタはPNNの3層構造のためオン電圧はGTOサイリスタより低く、同等以上の電流密度が可能と考えられている。

埋め込みゲート型S Iサイリスタは、前述のように、ゲート無制御ではダイオードと同等となり順方向は自由に導通し、ゲートーカソード間にゲートが負電位となるネガティブバイアスを与えることによって順方向電流を遮断するいわゆるノーマリーオン特性を持っている。したがって、順方向の阻止特性は、図2-2-4のようにゲートに与えられるネガティブバイアス電圧に比例した順阻止電圧特性となる。この順阻止電圧とゲートに与えられるネガティブバイアス電圧との比は一種の電圧増幅率と看做される。この順阻止電圧増幅率は、設計にもよるが数十倍以上の高い倍率にすることも容易で、低いネガティブバイアス電圧で高い順阻止電圧を得ることが出来る。

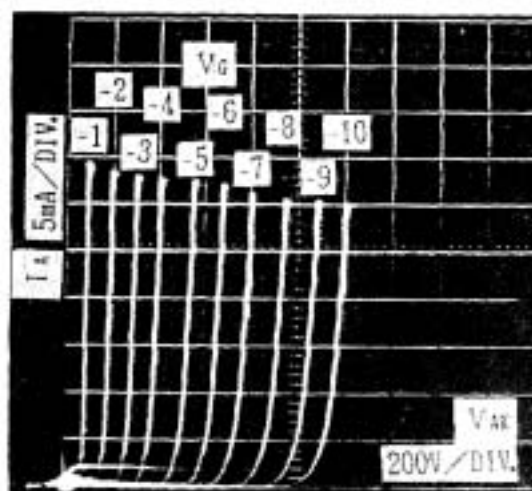


図2-2-4 順方向阻止特性

ゲート層を通してアノード電流が通流する通常のサイリスタと異なり、S I サイリスタのゲートにはアノード電流を通流させなくてもよいので、ゲート極のp層の比抵抗は比較的自由に選定できる。したがって、ゲートーカソード間の逆耐圧はGTOサイリスタに比べ極めて高く、160V 程度にまで高くすることができる。これはターンオフさせるときに、ゲートーカソード間に高い逆バイアス電圧を印加し、ゲート近傍のキャリアを高速に引き抜くことを可能にするので、高速スイッチングには極めて好都合である。

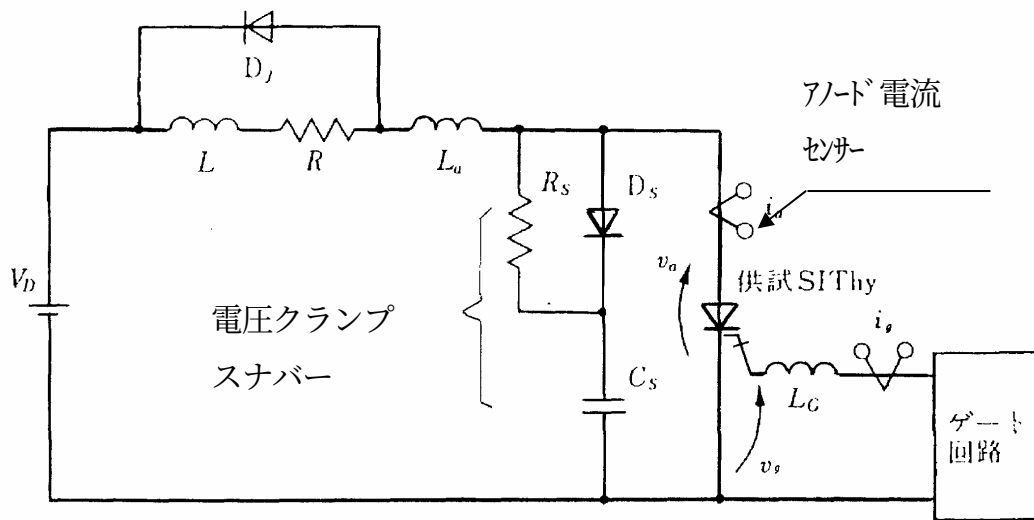
ターンオフ状態を維持するためのゲートーカソード間の負電圧は、アノードーカソード間に印加される電圧の十数分の一、乃至数十分の一の電圧で良く、電流は、逆素子状態のダイオード漏れ電流程度の僅少な電流しか流れないので、ターンオフを維持するための電力は取り扱う電力に比べ無視できるほど小さい。

(b) ゲート制御特性

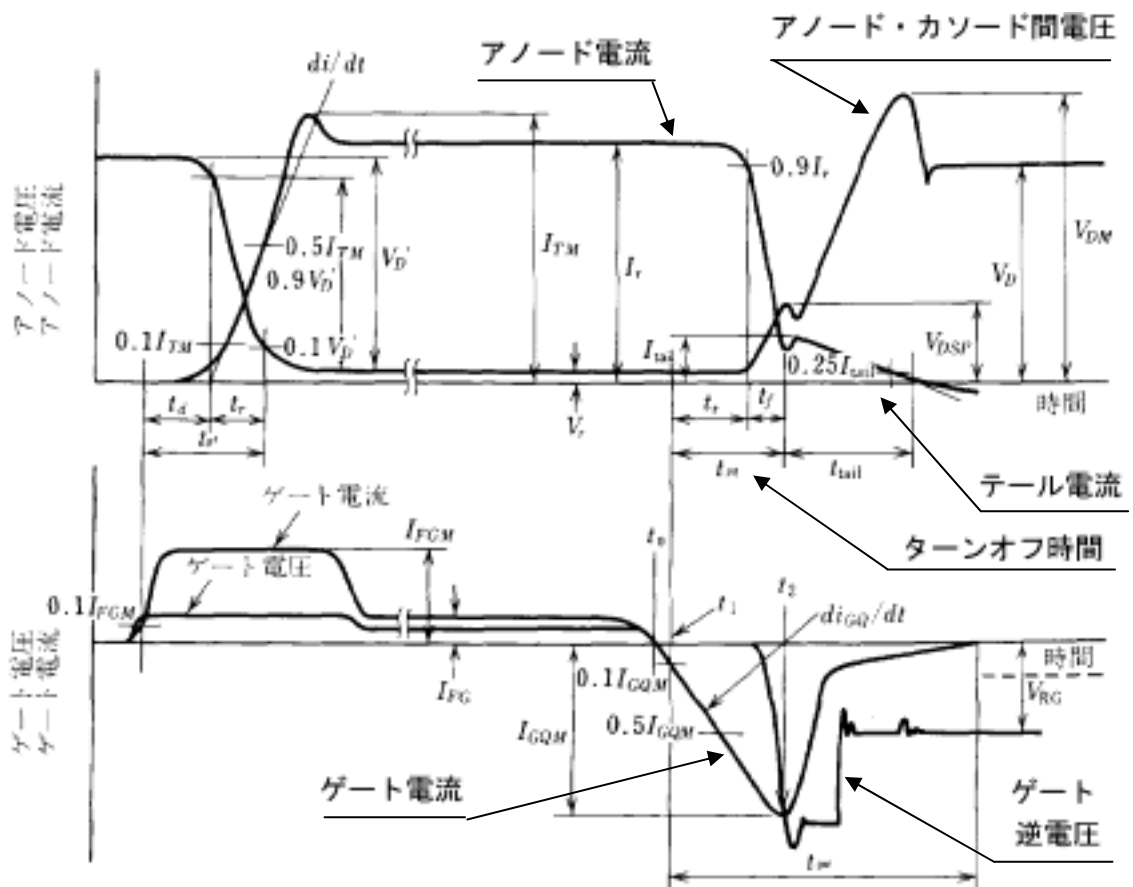
埋め込みゲート型S I サイリスタは、前述のネガティブバイアスを除去することだけでもターンオンさせる事が出来るが、加速電流をゲートに与えるとターンオン時間を短縮することができるので、ターンオン損失を低減するためには数Aのゲート電流を流すことが望ましい。この電流は加速電流であるからGTOサイリスタよりも少ない値で良く、回路条件によって生ずることのある失弧防止のために流す電流も当然少なくてよく、ターンオンさせるための電力、およびオン状態を維持する電力はGTOサイリスタよりかなり小さい。

ターンオフさせるにはゲートにネガティブバイアスを与え、ゲート近傍よりキャリアを引き抜くことになり、それによる電流がゲートより流出する。GTOサイリスタと同様、アノード電流の数分の一のピーク値を持つゲート電流が必要となるが、ターンオフ時間が極めて短いので、ターンオフに必要なゲートドライブ電力は、GTOサイリスタに比べ極めて少ない。また、高速にターンオフさせるにはこのキャリア引き抜きを高速に行う必要が有るが、前述のようにゲート層を通してアノード電流が通流する通常のサイリスタと異なり、S I サイリスタではゲートにアノード電流を通流させなくてもよいので、pゲート層の比抵抗選定の自由度が高く、ゲートーカソード間の逆耐圧を極めて高くすることが可能である。従って、この特質を利用し、ターンオフ時に高電圧を印加してキャリアの引き抜きを加速することも可能となる。

これらのゲート制御の電圧・電流、並びにそれに対応するアノード電流、アノードーカソード間電圧の模式図を図2-2-5に、実際の試験波形を図2-2-6～7に示す。



(a) 試験回路



(b) スイッチング試験時の各部電圧・電流波形

図2-2-5 SIサイリスタのスイッチング時の各部電圧・電流波形の模式図

SIサイリスタターンオン特性

温度 125[°C]

測定条件 VD= 24[V] IT= 300[A] CS= 1.0[μF] RL= 2.0[Ω] EG=50[V] IFG= 3.0[A]
 試験結果 1. TGT= 2.28[μS] 2. TD= 0.28[μS] 3. TR= 2.00[μS] 4. IGP= 4.4[A]
 5. VD= 521[V] 6. ITM= 316[A] 7. DIOT=108[A/μS] 8. PON= 27[mJ/P]

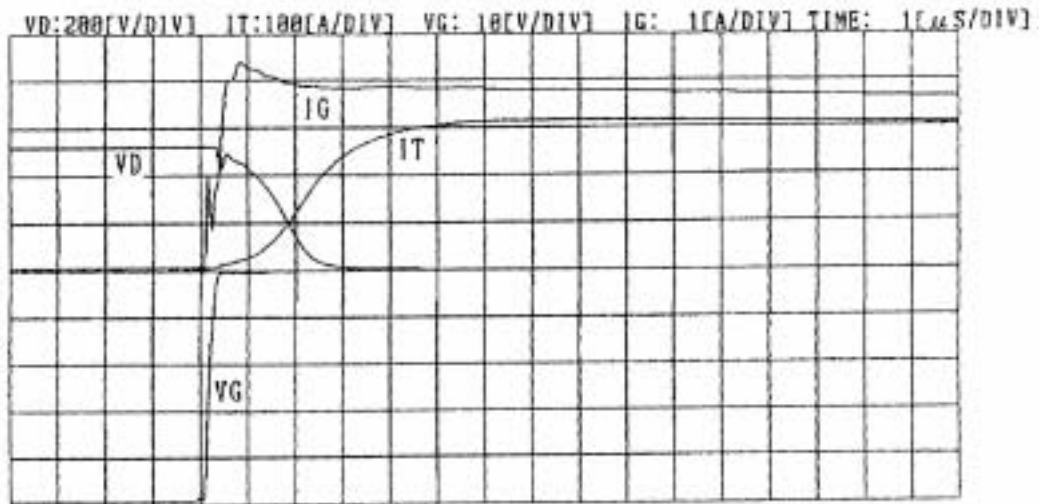


図2-2-6 SIサイリスタのターンオン実測波形の一例

SIサイリスタターンオフ特性

測定条件 VD= 24[V] IT= 300[A] CS= 1.0[μF] RL= 2.0[Ω] EG=50[V] IFG= 3.0[A]
 試験結果 1. TGO= 1.92[μS] 2. TS= 1.46[μS] 3. TF= 0.46[μS] 4. VD= 521[V]
 5. ITM= 296[A] 6. IGO= 132[A] 7. VDSP= 332[V] 8. DIGODT=140[A/μS]
 9. ITAIL= 18.2[A] 10. TTAIL1= 5.9[μS] 11. TTAIL2=11.1[μS] 12. POFF= 40[mJ/P]

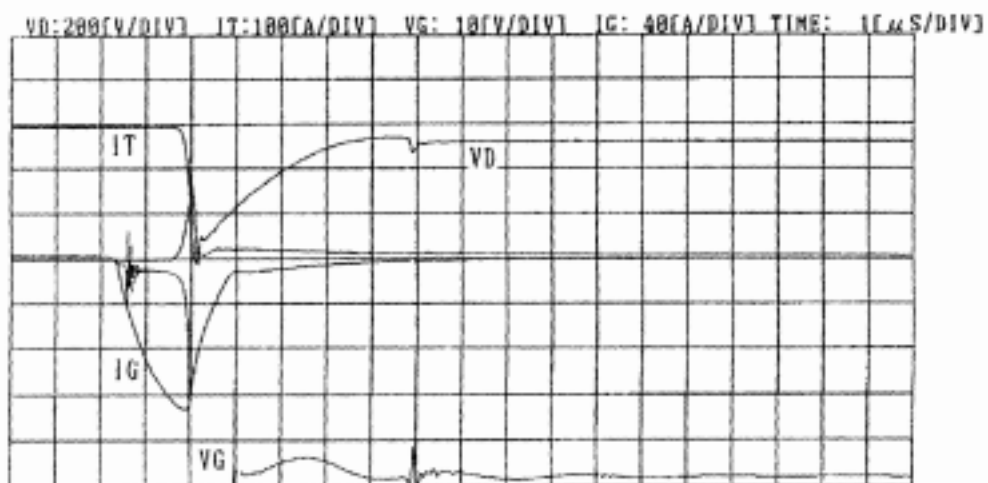


図2-2-7 SIサイリスタのターンオフ実測波形の一例

ターンオフの際は、GTOサイリスタと同様に、まずアノード電流が急激に減少し、その後やや緩やかに減少する所謂テール電流がある。従ってこのアノードーカソード間の電圧、電流の積のスイッチング損失を発生する。しかしながら、ターンオフ時間、およびこのテール電流が流れる時間はGTOサイリスタに比べて極めて短く、また、高電圧のIGBTと比較してもテール電流の大きさも持続時間も短く、GTOサイリスタや高電圧のIGBTに比べスイッチング損失は極めて小さく出来る。

(c) di/dt 耐量

一般のサイリスタでは、ターンオン直後はゲート近傍がまず導通し、ある時間をかけて導通領域が全面に拡大する。そのため、ターンオン直後に立ち上がりの早い大電流、すなわち大きな di/dt のアノード電流を通流するとゲート近傍の電流密度が限度を超え局部的な過負荷となり使用可能な di/dt には制限があるが、埋め込みゲート型SIサイリスタのチャンネルはn層のオーミックな抵抗で形成されており、仮に電流集中が発生しても、そのチャンネルの電圧降下が増大し、他のチャンネルに自動的に分流するので、本質的に電流集中が防止され、他のサイリスタに比べ極めて大きな di/dt 耐量を持っている。

通常のゲート制御でも $2,000A/\mu s$ 以上の耐量があり、ターンオン性能が重要なパルス電源等のようにインパルス的な大電流を通流する応用では、ゲートに特に大きな加速電流を与えれば、数万 $A/\mu s$ 以上の急峻な立上りを持つ電流をターンオンすることも可能である [106]～[108][141][148]。

この特質はパルス状の大電流を利用するレーザー電源などには極めて好都合で、ウラン濃縮用の銅蒸気レーザーを駆動する電源として、SIサイリスタを用いて出力 100W 級のパルス電源を完成し、この種の電源では、世界で初めて半導体化に成功した事例（レーザー学会、ならびに電気学会より表彰受賞[153][154]）も有り、パルスパワーの分野では最も有用なパワーデバイスとして注目を集めている[109]。

(d) dv/dt 耐量

dv/dt 耐量も極めて大きい。一般のサイリスタはターンオフ後アノードーカソード間に大きな dv/dt の電圧が印加されると、接合間容量に充電電流が流れ、それによってターンオンすることがあり、大きな dv/dt の電圧印加が制限されるが、埋め込みゲート型SIサイリスタでは、ゲート極の接合間容量が小さく、また、ターンオフ時にはゲートは逆電圧が印加されているので接合間容量の充電電流の影響が極めて少なく、アノードーカソード間に急峻な立上りを持つ電圧が印加されてもオフ状態を安定に維持することが出来る。

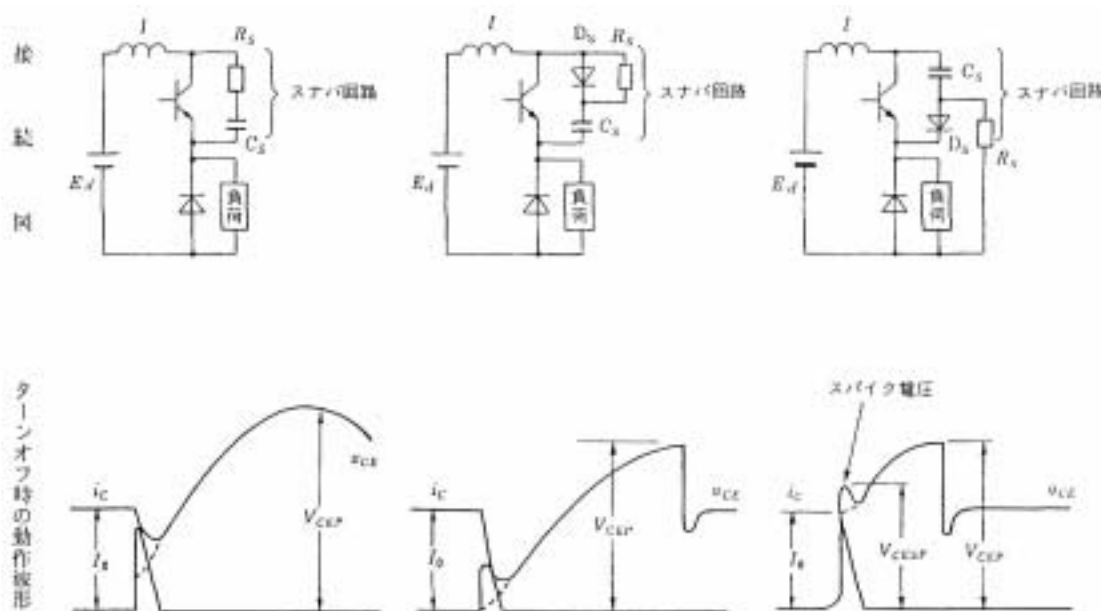
したがって、GTOサイリスタなどに比べ、 dv/dt 耐量が極めて大きく、通常の応用回路でも $2,000V/\mu s$ 以上の耐量が得られる。

(e) スナバー回路

一般のGTOサイリスタでは、アノード・カソード間に図2-2-8 (a) または (b) に示すような大容量コンデンサを用いたスナバー回路を必要とする。スイッチングでこのスナバーコンデンサの充放電が行われるのでスナバー回路抵抗に損失を発生する。

SIサイリスタはスナバー回路なしでもある程度のアノード電流まではターンオフ可能であるが、通常の用途では小容量のスナバー回路を付加することが実用的である。ただ、 dv/dt 耐量が高いので、スナバー回路のコンデンサ容量はGTOサイリスタに比べて極めて小容量で良く、そのため、スイッチングに際してスナバー回路抵抗での損失が大幅に軽減出来る [110]。

また、図2-2-8 (c) に示す電源クランプ型スナバーは、コンデンサを電源電圧で充電しておき、その電圧を上回る高電圧サージ電圧だけを吸収させ、それ以下の電圧では作用しない。2-4および3-2の応用例のように、SIサイリスタではこの電源クランプ型スナバーを利用し、通常運転時のスナバー回路での損失をなくすることも可能である。



(a) RCスナバ (b) 充放電型RCDスナバ (c) 電源クランプスナバ

図2-2-8 代表的なスナバ回路と動作波形

(f) 過負荷耐量

サイリスタ構造であるから、S Iサイリスタの過電流に対する耐量は一般のサイリスタと同様、パワーデバイスではもっとも大きい部類に属する。しかしながら、ターンオフ可能な電流すなわち可制御電流は定格電流の2～3倍程度であるので、出力短絡時の過電流が大きい電圧型パワーエレクトロニクス装置では、この可制御電流で過電流を遮断し保護することには限界がある。従って2－4の高周波インバータなどで採用した保護方式のように、事故電流の遮断にパワーデバイスのターンオフ機能を利用せず、むしろオン電流の過負荷耐量大きいことを積極的に活用することが適している。

例えば、電圧型インバータに応用した場合は図2－2－9のように、直流入力側に小容量のコンデンサを付加したサイリスタスタックと直流電源の間に電流を制限するリアクトルを設置しておき、過電流を検知したときは、インバータの全サイリスタを一斉にターンオンさせる。スタックに付加したコンデンサの電荷はサイリスタにより放電されるが、この際、主回路に存在するインダクタンスと直列共振回路が構成され、コンデンサは正常運転時と逆の極性に充電される。S Iサイリスタをターンオン指令したあと上記共振周期に合わせた時間でオフ状態に変えておけば、コンデンサの電圧極性が反転し、S Iサイリスタが逆バイアスされた時点で、安全にターンオフさせることが出来る。

この保護作動の間の直流電源よりの電流はリアクトルによって制限されるので、引き続き運転継続することも可能である。保護作動後一旦停止するときは、直流電源側平滑コンデンサの電荷を積極的に放流させることが望ましい。

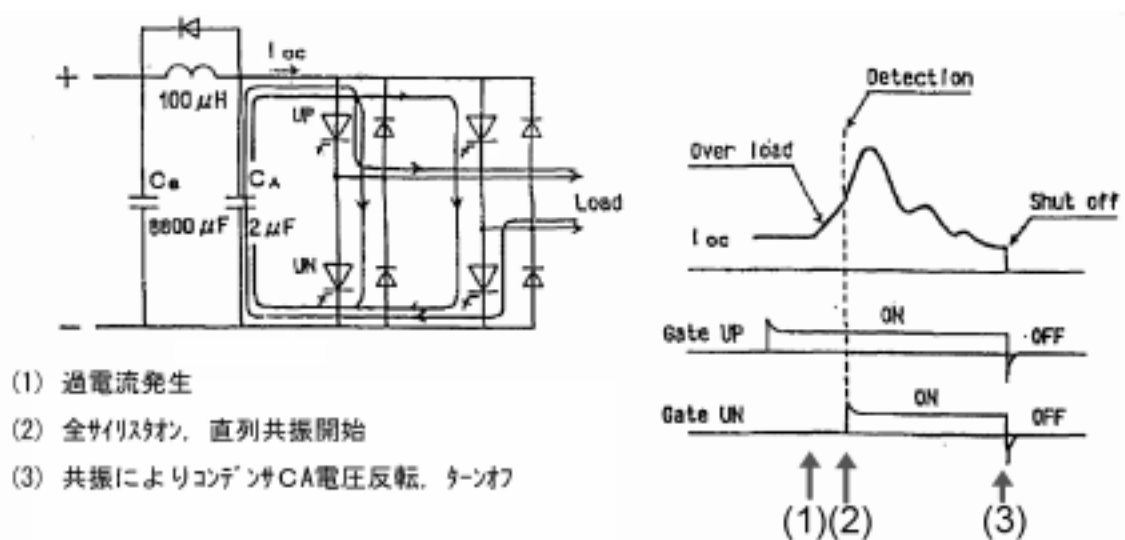


図2－2－9 電圧型インバータ回路での共振反転による過電流保護方式説明図

なお、制御電源が切れることでもノーマリーオン型のS Iサイリスタは導通するので、それによる放電を防止するために、平滑コンデンサの電荷を放電させたあとに制御電源を切るように構成することが望ましい。

2-2-4 ゲート制御回路

図2-2-10にゲート制御回路の一例を示す。ターンオンさせる時は、FET1を導通させ、独立した+5V電源よりS Iサイリスタのゲートに数Aの電流を与え、前述のようにターンオンを加速する。ターンオフ時には、FET2および3を導通させ、-24V電源をゲートに与えて大きなゲート逆電流を流し、S Iサイリスタをターンオフさせる。

図2-2-11にゲートドライブ電圧・電流の一例を示す。図に示すようにゲートに逆バイアスを与えたのち若干の蓄積時間が有るが、最近実用化されているGCT (Gate Commutated Thyristor) のように、サイリスタの周辺にゲート制御デバイスを同心円状に配置し、ゲート電極よりの引出し線のインピーダンスを下げ、キャリアー排出を高速に行うことで蓄積時間を短縮することも同様に可能である。

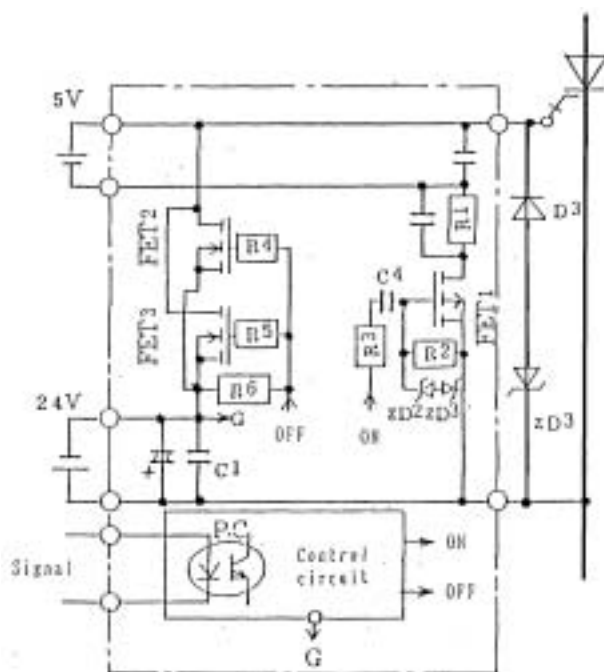


図2-2-10 ゲートドライブ回路

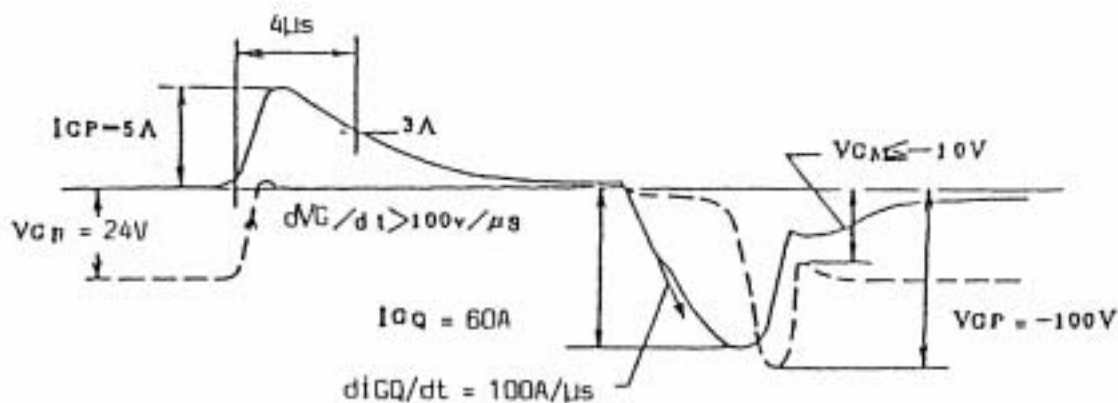


図2-2-11 ゲートドライブ波形の概形

2-2-5 S Iサイリスタの将来性

I G B Tの目覚ましい開発があり、低圧用のパワーエレクトロニクスの分野では、I G B Tが殆どの応用を独占する状況にある。高圧・大電流のI G B Tの開発も進められており、3kV を超える製品も開発されている。しかしながら、トランジスタ構造のI G B Tで、サイリスタですでに達成されている8kV を超える高圧を実現することは原理的にも困難と考えられ、発売されている3kV 級のI G B Tではテール電流がかなり大きい難点もある。

従って、高圧・大電流を必要とする電力用、鉄道車両用、あるいは高圧で極めて大きな di/dt を持つ大電流を通流する必要のあるパルス電源などの用途には、なお、高圧・大電流で、且つ大きな di/dt 耐量を持つサイリスタ構造の素子が有利とされている。S Iサイリスタは、これらの用途に極めて好適である。

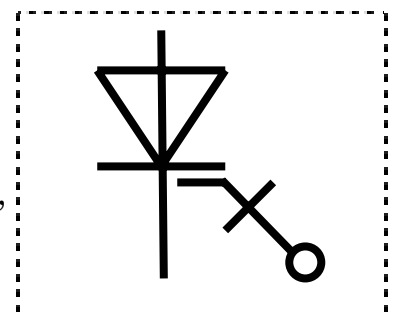
また、今日のパワーエレクトロニクス装置ではほとんどが電圧型回路で構成され、利用されるパワーデバイスも逆導通特性のものが普通になっている。これは電源として電圧源方式が汎用性が高いことにもよるが、逆導通特性がデバイス的高速化に好都合であったことも大きな要因であった。この傾向が電流型回路方式の競争力を低下させ、それにより、逆阻止デバイスの市場が狭まり、ひいては逆阻止デバイスが入手困難となる状況を招き、電流型回路方式の採用の大きな障害となっている。

周知のように電流型の回路方式は、スイッチング周波数が低くても良好な出力波形を得やすく、また、出力短絡などの異常時の保護が容易であるなどの特徴もあり、大電力の分野では根強い需要がある。そのため、高周波スイッチングを可能とするパワーデバイスでありながら、逆阻止特性の素子製作を可能とするS Iサイリスタの存在は、大電力のパワーエレクトロニクス装置では重要な意味を持っている。

以上のように、S Iサイリスタは極めて優れた特徴と可能性があり、大電力応用を中心とする分野より相当の評価と期待を持たれている。事業として成立させるための課題は少なくないが、開発への新たな注力も行われており、さらなる発展が期待される。

注. S Iサイリスタのシンボルについて

まだ公的に決められたものはなく各種のものが使われている。筆者はこれまでG T Oサイリスタのシンボルに、静電誘導型の構造を加味した右図に示すものを使用してきたので、本論文でもこれを利用した。



S Iサイリスタのシンボル

2-3 共振技術の重要性

2-3-1 共振技術を必要とする背景

前述のように半導体デバイスの進歩により、高周波スイッチングを利用することで極めて良い性能が出せるようになった。しかしながら、高圧・大電流のデバイスでのスイッチング損失低減は必ずしも容易でなく、大電力の装置ではデバイス自体のターンオフ性能だけに依存する高性能化は依然として困難が多い。

デバイスでのスイッチング損失を低減するため、負荷にインダクタンス、またはコンデンサなどの部品を付加して、デバイスがスイッチする際に負荷電流、あるいは電圧を振動させるように構成し、デバイス電圧が零、あるいは電流が零の時にスイッチさせるようにするとスイッチング損失を大幅に低減することが可能となる。数百kHz以上の高周波スイッチングが必要となるDC/DCコンバータや、大電力の装置で高周波スイッチングを必要とする場合は、このような共振型のソフトスイッチングが極めて有用な手段となる。

一方、前述のように、パワーデバイスのスイッチング速度の高速化により、エレクトロニクス装置の出力電圧パルスの dv/dt がさらに大きな値になり、接続される電動機の絶縁劣化、高周波漏れ電流の増大、軸受けの電触などの問題があり、誘導あるいは放射する電磁波による障害も大きな問題となっている[103]。上記の共振型技術を利用したソフトスイッチングを用いるものは、出力に共振周波数以上の高周波は含まないので、上述のような出力電圧の高い dv/dt による障害の低減にも有用である。

2-3-2 共振応用の基本方式

この共振型電力変換には各種の方式があり、用途、容量により多種多様な回路構成が考案されている。基本的にはLC回路の共振現象により、スイッチする際の電圧や電流の波形を正弦波状にして、デバイスに印加される電圧と、通流電流の重なりを低減する。

早くより実用化が進められている比較的小電力のスイッチング電源などでは、電圧波形を正弦波状にするものを電圧共振スイッチ、電流を正弦波状にするものを電流共振と言い、デバイスの印加電圧が零電圧でスイッチさせるものを零電圧スイッチ（ZVS）、零電流でスイッチさせるものを零電流スイッチ（ZCS）と分類される[102][117]。

また、次節で述べる大電力の装置で負荷との共振を行わせるものでは、負荷と並列に共振コンデンサを設置して並列共振を行わせるものを並列型、直列に置き直列共振を行わせるものを直列型とも呼んでいる。

共振回路の構成についても、モータドライブなどでは、負荷側に共振用のLCを付加して負荷との共振回路を構成するのではなく、インバータの直流入力側に共振回路を設け、直流入力を振動させてZVS、またはZCSを行わせるいわゆるDC共振リンク方式[118][119][143]や、若干の部品を追加して主回路デバイスのターンオンまたはターンオフの際にだけ電圧あるいは電流を共振的に振動させる部分共振方式[102][140][144][150]、さらに近年、補助デバイスを用いた共振回路を付加し、主デバイスのターンオン・オフの部分で共振を行わせ、PWM制御と組み合わせて利用するARCP（補助共振転流ポール）インバータなども提唱され、大出力で制御範囲の広いPWM制御を要する用途にも応用が始まっている[120][121][122][151]。

DC/DCコンバータでの応用を主体に、基本的な形態を説明する。図2-3-1は電圧共振の一例で、共振回路としての L_r 、 C_r と共にスイッチ素子としてのトランジスタ T_r と逆並列にダイオード D_r を使用している。この回路では素子 T_r に印加される電圧が片極性となるため半波型電圧共振スイッチと呼ばれる。これに対し、素子に直列に逆電圧阻止ダイオードを接続し、スイッチ素子に両極性の電圧が掛けられるようにしたものは全波型電圧共振スイッチと呼ばれる。

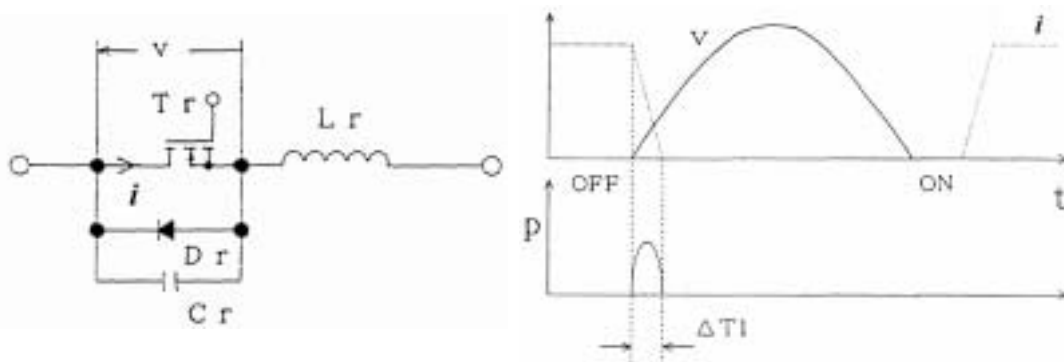


図2-3-1 電圧共振スイッチ

図2-3-2 電圧共振スイッチング波形

図2-3-2は図2-3-1の半波型電圧共振スイッチの波形を示したもので、スイッチがオンの期間は L_r を通して負荷に給電しているが、オフ時にはスイッチの電流はコンデンサ C_r へ転流して零となり、以後は L_r と C_r で共振回路が形成される。これによりコンデンサ C_r の両端電圧すなわちスイッチ T_r の電圧 v は正弦波状の振動波形となり、ハードスイッチングと比較し、電圧の立上りが緩やかであり、オフ時のスイッチング損失は減少する。スイッチオンでは、コンデンサ電流がダイオード D_r に転流し v が零となった後にオンさせることによりスイッチング損失の発生を無くすることが出来る。

図2-3-3は電流共振の一例で、図2-3-4はそのスイッチングにおける電圧 v と電流 i の波形を示す。スイッチ T_r と逆並列ダイオード D_r を一括した電流 i は、 L_r 、 C_r の共振回路にて正弦波状となり、また、この電流の極性は両方向となる。このため図2-3-3の回路は全波型電流共振スイッチと呼ばれる。

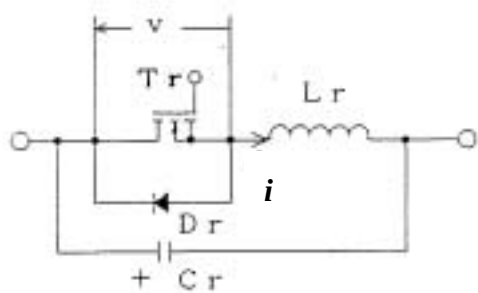


図2-3-3 電流共振スイッチ

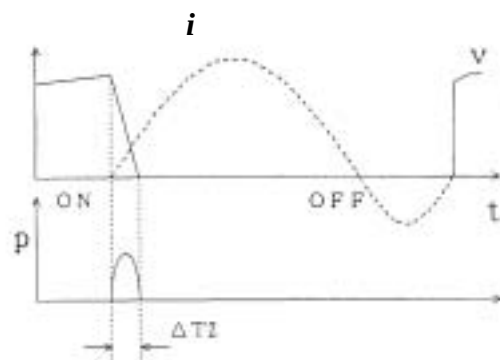


図2-3-4 電流共振スイッチング波形

共振スイッチはこの他にも図2-3-5、6のように多くの種類が有り、2-5-2にて詳述するが、DC/DCコンバータだけでも多数の組み合わせ回路が成立する[117]。

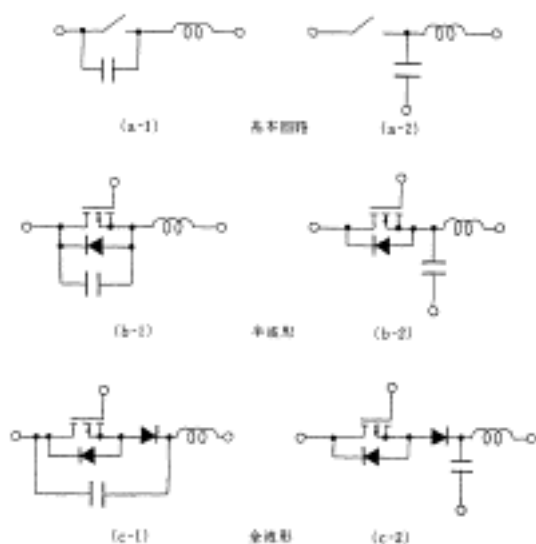


図2-3-5 各種の電圧共振スイッチ

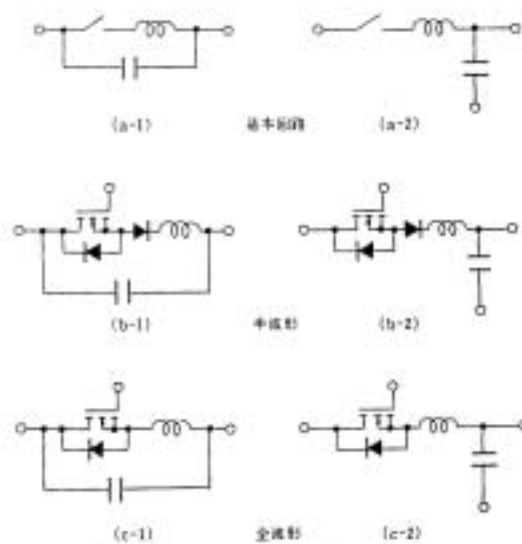


図2-3-6 各種の電流共振スイッチ

2-3-3 共振技術応用の課題

スイッチング損失低減には極めて効果があるが、共振技術の応用は必ずしも簡単ではない。DC/DCコンバータに应用する場合の課題を挙げれば、

- (1) 負荷変動や入力電圧の変動でスイッチング周波数が大幅に変動することが多く、出力フィルタを最低周波数で設計せざるを得ず、不経済となる。
- (2) 電圧共振ではスイッチに加わる電圧のピーク値が共振現象により増大し、電流共振では電流のピーク値が増大する。このため、スイッチデバイスの定格はより大きいものを選定する必要があり、また、共振回路のL、Cもそれらによる損失を考慮する必要がある。
- (3) 共振条件に負荷が影響し、電圧共振型では軽負荷時に零電圧スイッチが出来無くなり、また電流共振では重負荷時に零電流スイッチが出来無くなる範囲も生じる。などの問題がある。

このように、共振技術の応用については、単にスイッチを共振スイッチに変更するだけでは主スイッチのスイッチング損失は低減できても全体システムが不経済になる場合があり、特に簡素な回路構成を要求されるスイッチング電源用のDC/DCコンバータ等では、回路構成自体を大きく変更する必要も生じる。

利用可能な回路方式は極めて多岐に亘り、それぞれがある目的には好都合な性質と同時に場合によっては別の面で大きな障害ともなる特質を併せ持ち、すべての応用に普遍的に適用できる決定的な回路方式を得ることは困難である。従って、用途、目的に応じた評価関数により適正に検討し、採択することが必要となる。

筆者等は、S Iサイリスタを利用した各種の応用装置開発に際し、負荷との共振を利用しスイッチング損失を大幅に低減することを試み、それらの成果と改良点について報告したが[3-8][3-9][3-11]～[3-15]、以下にS Iサイリスタと共振技術を利用した研究事例として、高周波誘導加熱用大出力高周波インバータと、大容量DC/DCコンバータの成果を挙げ、S Iサイリスタを中心にした共振技術利用の要点を述べる。

2-4 誘導加熱用高周波インバータへの応用

2-4-1 開発の背景と概要

歯車のような機械部品では金属面を相互に接触させ、摺動して使用するものが少なくない。これらの部品では摺動寿命を長くするには表面の硬度を高める必要があり、高温に加熱して急冷するいわゆる焼入れが利用される。しかしながら、歯車全体を加熱して焼入れすると、表面は硬化できるものの歯全体が硬化して脆くなり、折損しやすくなる問題を生ずる。そのため、歯車の周囲に数ターンのワーキングコイルを設置し、それに高周波の電流を通流したときに発生する高周波磁界によって歯車内に誘起する渦電流が、表皮効果によって歯車の周辺部、すなわち歯の表面部分に集中することを利用し、硬化させたい歯面の表面部分だけを加熱し、それを急冷して歯面だけを硬化させ、歯全体としては所要の鋼としての特性を保持させることが行われている。

この高周波誘導加熱では、加熱する深さは周波数の平方根に比例するので、対象物の形状寸法により数 kHz 数百 kHz の高周波が用いられる。また、必要な部分に短時間に大電力を集中するので、所要の電力も数百 kW の大電力を必要とすることも珍しくない。

このような高周波誘導加熱は、金属の高周波焼き入れなどにとどまらず、半導体デバイス製造で重要なエピタキシャル成長装置や、金属の真空溶解装置など広い分野にて多数利用されるようになり、周波数範囲も所要の電力も多種多様なものが要求される。

このような電源には、古くは誘導子型の高周波発電機や真空管発振機が利用されたが、小型軽量化、高効率化、制御性能の向上などのため、高性能な高周波インバータ化の要求が高かった。高周波パワーデバイスの進歩はこの分野でも大きな発展をもたらしたが、数十 kW を超える大出力で、数十 kHz 級の電力変換を効率良く達成することは今日でも必ずしも容易ではない。

筆者らは、前述の誘導加熱用的高周波インバータを対象に、大電力に適した高周波デバイスである S I サイリスタを用い、それに共振技術を利用して高性能化することを試み、良好な成果を得た [3-8][3-9][4-5]～[4-8]。

本節では、60kHz 100kW 級高周波インバータへの S I サイリスタ応用と共振技術の利用を中心に、回路方式の選定、共振制御の要点、ならびに高周波パワーエレクトロニクスの技術上の課題の改良について述べる。

2-4-2 開発要求と回路方式の選定

要求仕様としては、表 2-4-1 のように、定格 60kHz 100kW 最高 100kHz 最低 30kHz（最大出力は周波数に応じて増減）が要求された。また、高周波焼入れの用途より、周波数・出力の迅速な調整機能が要求され、また負荷となるワーキングコイルは赤熱まで加熱される被加熱物近傍に設置されるので、絶縁上は極めて過酷な状態で、絶縁劣化による短絡事故も相当な頻度で発生するため、負荷短絡事故に対する確実な保護が要求される。

上記のような大電力の高周波を、デバイスのターンオフ能力だけで遮断するいわゆるハードスイッチングで変換処理することは、如何なる高性能のデバイスを以てしても容易でなく、また、スイッチング損失が大きく不経済な装置となるので、共振技術の利用が不可欠となる。このためには、電流型インバータでは負荷と並列に共振コンデンサを設置していわゆる並列共振を行わせ、電圧型インバータでは負荷と直列に共振コンデンサを設置して直列共振を行わせることが用いられる。

誘導加熱で通常用いられるワーキングコイルは数ターンで極めて低インピーダンスであるため、インピーダンスマッチングのためのトランスをワーキングコイルに近接して設置する必要がある。また、電源装置は、性質より環境が劣悪な作業現場とは相当離れた場所に設置されるのが普通なので、送電損失を低減するため数千Vの高電圧で送電する。そのため、電流型インバータを用いるものでは、インバータの出力側に昇圧用の特殊な高周波トランスを用いる必要がある。一方、電圧型インバータではマッチングトランスの一次巻線と直列共振させるので、共振のQを高くすると回路電圧は必然的に高電圧となり、送電用の昇圧トランスを省略できるメリットがある。

負荷短絡事故などに対する保護については、電流型インバータは直流段に高インダクタンスのリアクトルがあるので、仮に負荷短絡があっても電流が急増せず保護は比較的容易である。一方、電圧型インバータでは直流段に大容量のコンデンサがあるので、負荷短絡があると大電流が流れ保護は容易でない。経済的な保護方式が重要な課題となる。

このように高周波インバータのとしては電流型、電圧型両方式があり、それぞれ特徴がある。これまで高速サイリスタを利用した比較的低周波の装置では、保護重視の観点より、主として電流型が多用されてきた。筆者等は、10kHz 級の比較的低周波用の用途には電流型も開発したが [3-9][4-7][4-8]、通常の S I サイリスタは他のパワーデバイスと同様、

表 2－4－1 誘導加熱用高周波インバータの開発仕様

項 目	標準仕様	備 考
1. 入力 電 圧 周 波 数 相 線 数 定格直流電圧 定格直流電流	440V ± 10% 50/60Hz± 3Hz 3 φ 3線 500V 217A	
2. 出力 容 量 定格周波数 電 圧 電 流 出力調整範囲 周波数同調範囲 定 格 負荷力率 出力整定精度 出力整定時間 変換効率	100kW 60kHz 440V 240A 100～20% 100～20kHz 連 続 0.95 以上 ±1%以内 0.1s 以内 90%以上	基本波実効値 同上
3. 制御機能 出 力 周 波 数	電圧制御(AVR) 電流制御(ACR) 電力制御(APR) 出力低減制御 同調制御	} 選択可能 60kHz 以上にて
4. 保護機能	入力過電流 入力フューズ断 直流短絡 出力過電流 整合コンデンサ過電圧 同調はずれ 停電	
5. 周囲条件 温 度 湿 度	0～40℃ 相対湿度 85%以下	
6. 冷却方式 水 温 流 量 圧 力	水冷 入水温度 40℃以下 10l/min×4 水路 1.1kg/cm ² (10l/min)	水質： 比抵抗 100kΩ－cm PH 6.5～7.5 硬度 100PPM 以下 蒸発残留物 120PPM 以下
7. 外形・質量 外 形 質 量	800W×1950H×1000D 約 820kg	

高周波スイッチング性能を重視し逆導通型デバイスとしていたため、比較的高周波の用途には、逆導通型S Iサイリスタの特質を生かし、負荷との直列共振を用いた電圧型インバータとすることが適していると判断し、所要の保護機能などは装置全体として対処することとして、電圧型を採用した。

金属焼入れ用の誘導加熱電源としては、出力電圧、電流、あるいは電力の制御が必要であり、また、所要の電力規模が大ききことより出力の調整は交流電源を整流し直流電源を作るAC/DCコンバータ側で行い、高周波インバータでは高周波への変換と周波数を調整して行う共振点の同調制御を主体に分担させることにした。

2-4-3 主回路の構成

大電力の高周波インバータでは、デバイスのスイッチング損失とスナバー回路の損失が周波数に比例して増大し、インバータ全体の損失の大部分を占める。そのなかでもターンオフ時の損失が大きな割合となる。そのため、ターンオフ損失を低減することが最も重要な技術課題となる。

図2-4-1に主回路構成を示す。前述のように、直列共振方式の電圧型インバータを採用し、1200V 300A 定格のS Iサイリスタにてフルブリッジ回路で電圧型インバータを構成し、バランスリアクトルを用いて3ユニット並列で使用している。出力側に直列コンデンサを設置し、負荷であるマッチングトランスの一次コイルと直列共振回路を構成する。使用したS Iサイリスタの主要特性を表2-4-2に示す。

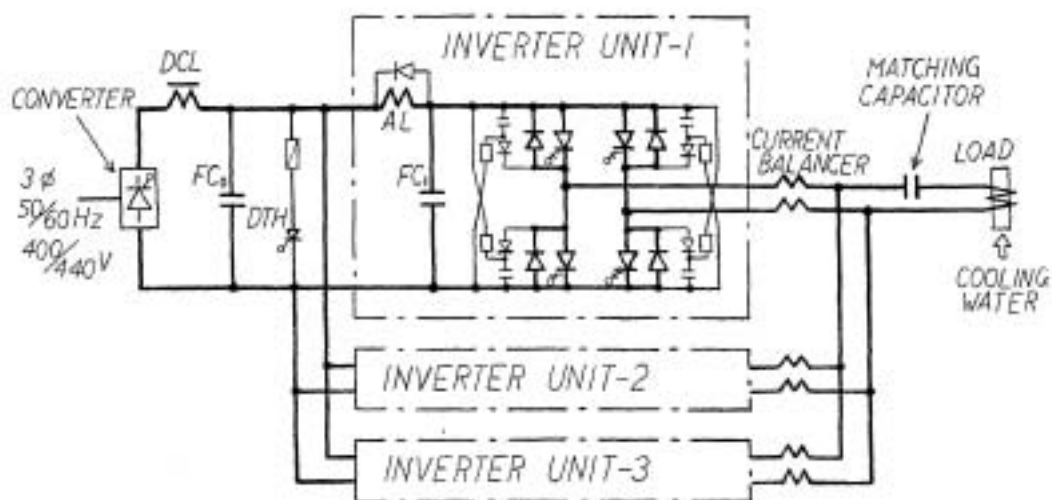


図2-4-1 高周波インバータの主回路

SIサイリスタスタックは、図2-4-2のように主回路インダクタンスが増大せぬよう水冷の冷却フィンを用い、2アーム一体として極力小型のスタックに組み立てている。

スナバー回路については、SIサイリスタの優れた遮断能力を活用し、電源電圧を超えたサージ発生時だけ作用するいわゆるクランプ型スナバー回路を使用し、通常のスイッチングでのスナバー回路損失発生を防止している。

また、直流電源回路には事故時の電流制限用に逆並列ダイオードを設置した小容量のアノードリアクトルを設け、そのインバータ側には高周波用の小容量コンデンサを併置し、常用時の高周波リップルを分担させている。

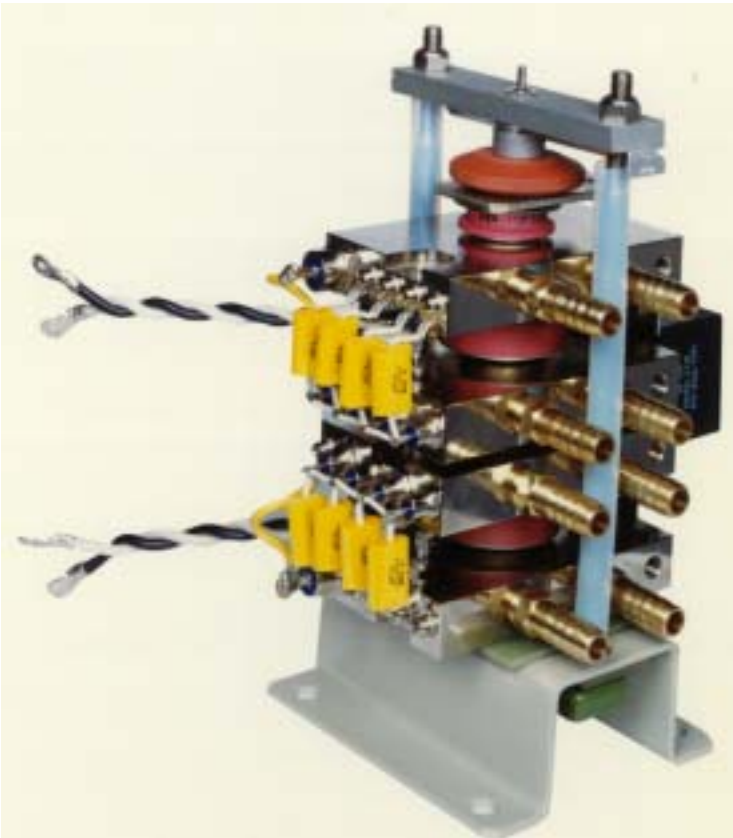


図2-4-2 水冷式SIサイリスタスタック外観

表2-4-2
使用したSIサイリスタの特性

項 目	記 号	単 位	高 速 形	
			特性値	条 件
オフ電圧	V_{DSM}	V	1200	
オン電流	$I_{T(RMS)}$	A	300	
ピークターンオフ電流	I_{TQPM}	A	> 800	$V_D = 600V$ $C_S = 1\mu F$ $T_j = 125^\circ C$
オン電流上昇率	di/dt	A/ μs	> 900	$V_D = 600V$ $I_G = 5A$ $T_j = 125^\circ C$
オフ電圧上昇率	dv/dt	V/ μs	> 2000	
ゲート逆電圧	V_{GSM}	V	160	
オン電圧	V_{TM}	V	2.7	$I_{TM} = 300A$ $T_j = 25^\circ C$
ターンオン時間	t_{gt}	μs	2	$I_T = 600A$ $T_j = 125^\circ C$
ターンオフ時間	t_{gq}	μs	1.5	$I_T = 600A$ $C_S = 0.5\mu F$ $T_j = 125^\circ C$

直列共振を利用するので、デバイスの電流は 図 2-4-3 に示すように正弦波状の波形となり、ターンオフ直前の電流値を極めて小さく出来る。この効果により、デバイスのスイッチング損失は極めて小さく、また、サイリスタスタックを小型にして回路のインダクタンスを減少したことから相俟って、ターンオフ時に発生するサージ電圧も極めて小さくすることが出来る。

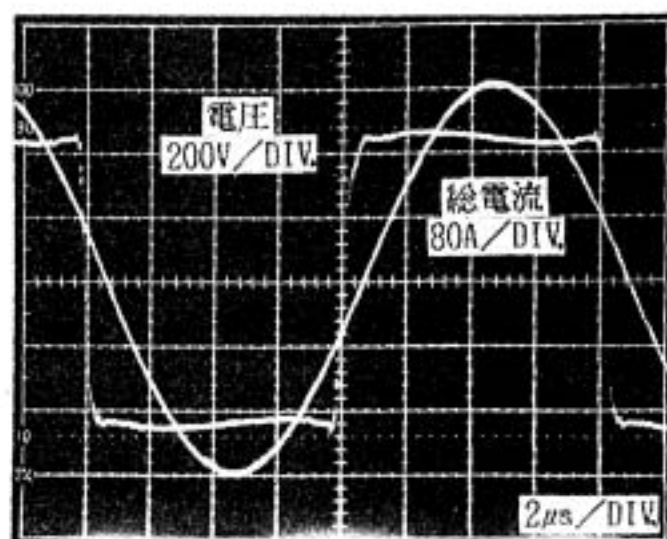


図 2-4-3 出力電圧・電流波形

電圧型インバータでは主スイッチに逆並列に接続するダイオードの逆回復時のリカバリ特性は極めて重要で、高速のまた緩やかな回復特性が望まれる。しかしながら、高電圧大電流のダイオードでリカバリ特性の良いものを得ることは極めて困難である。そのため、この装置ではインバータを若干の遅れ力率で運転することで、ダイオードの責務を減じ比較的特性の良い小電流ダイオードを並列使用することで対処した。なお、直流段に設置している短絡サイリスタ DTH は、保護作用の際、平滑コンデンサの電荷を放電させるもので、詳細については後述する。

2-4-4 ゲート制御

2-2 で述べたように、埋め込みゲート型 S I サイリスタはいわゆるノーマリーオン型のデバイスで、ゲート無電圧時はダイオードの特性となり導通する。しかしながら、ターンオン時間を短縮し損失を低減するため図 2-2-11 のようにゲート電流を加えターンオンを加速する。ターンオフ時には S I サイリスタのゲート-カソード間の逆耐圧が比較的高いことを活用し、高い逆電圧をゲート-カソード間に印加し高速にターンオフさせる。ゲートドライブ回路は、図 2-2-10 に示すものと同様なものを用いた。

2-4-5 制御システム

制御システムの概要を図2-4-4に示す。前述のように電源側のサイリスタコンバータで、AC/DC変換を行い、出力の調整を担当させる。この制御は必要に応じ出力電力制御、電流制御、あるいは電圧制御の3通りの選択を可能とした。

金属の焼入れ用の誘導加熱では、被加熱体が赤熱し素材で決まるキュリー温度を超過するとパーミアビリティが大きく変化する。これは負荷の等価インダクタンスの急変となり、共振回路での大きなパラメータ変動となる。このような共振条件の急変があっても、インバータにとって共振を適正に維持することが極めて重要である。そのため、インバータ周波数を負荷の共振周波数に追従させることとし、図に示すように、検出したインバータ出力電流の位相を出力電圧位相と比較し、その偏差を増幅してフェーズロックループに与え、インバータの周波数制御を行わせることとした。なお、コンバータ側の制御については常用の手法であるので省略する。

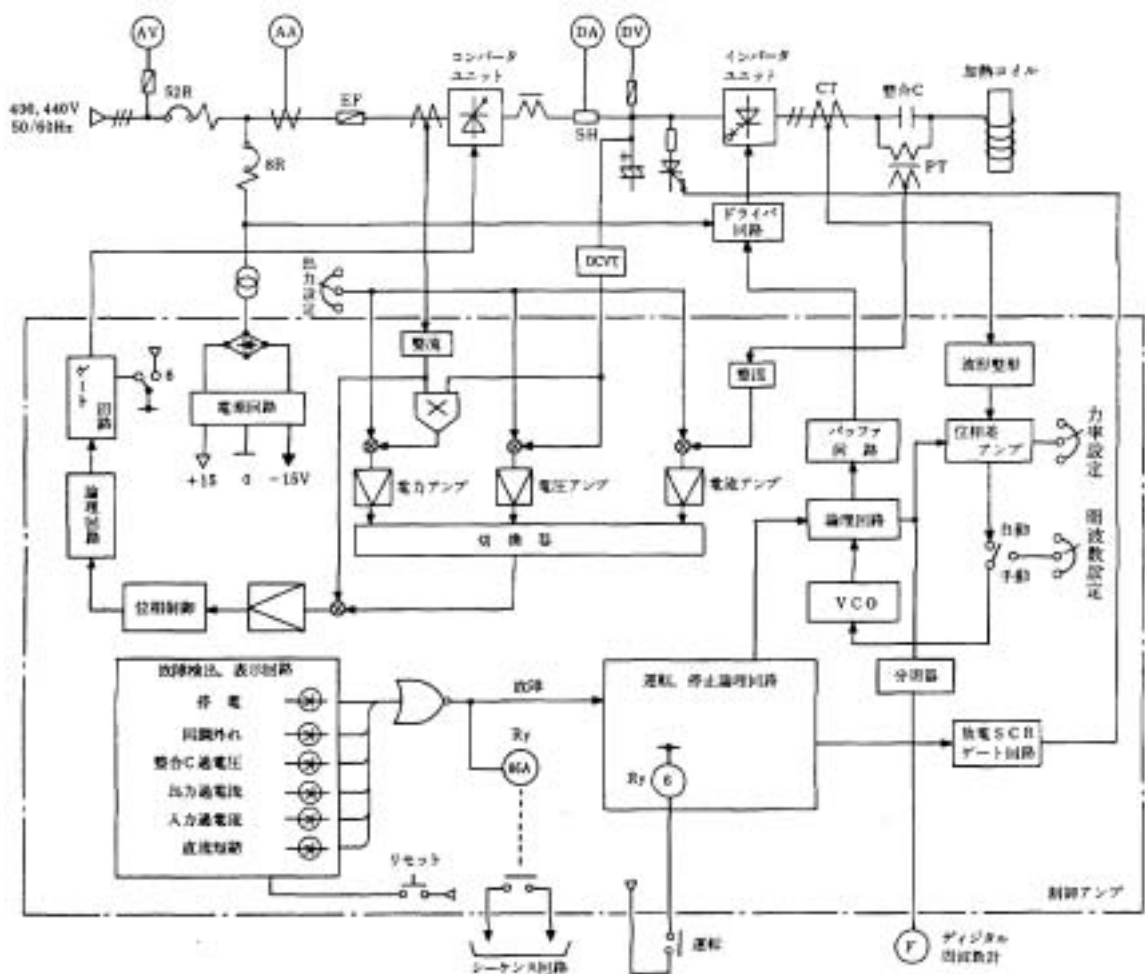


図2-4-4 誘導加熱用高周波インバータ制御システムの概略

2-4-6 保護システム

高周波スイッチングに限らず、パワーエレクトロニクス装置では異常時のデバイスの保護が重要な課題である。特に、金属焼入れ用の高周波誘導加熱装置では使用環境が極めて過酷であり、ワーキングコイルの短絡事故などが発生することは珍しくない。電圧型インバータではこのような負荷短絡時の過電流は極めて大きくなるので、デバイス破壊を防止する保護機能は極めて重要である。

S Iサイリスタは過負荷電流に対する耐量はトランジスタ構造のデバイスよりも大きい。が、ターンオフ可能な電流には限界があり、従って、事故時の過大電流をデバイスのターンオフ能力に依存して遮断する方式を用いると、常用の容量を大幅に上回る大型のデバイスが必要となり、極めて不経済な装置となる。

この課題を解決するため、2-2-3 (f) 過負荷耐量の項で述べたように、過電流の保護にターンオフ機能は利用せず、オン電流の過負荷耐量が大いことを積極的に活用するように構成した。すなわち、図2-4-1のALのようにインバータ回路の直流側に電流急増を抑制する限流リアクトルを設けておき、

- (i) 過大電流を検知したときは、インバータの全S Iサイリスタをターンオンさせ、過電流を分流させる。同時に、インバータを停止する。
- (ii) これにより、図2-4-1に示すように直流電源に付加した小容量のコンデンサ FC_1 とS Iサイリスタスタック回路のインダクタンスが直列共振状態となる。
- (iii) 直列共振により、コンデンサ FC_1 の電圧が反転するとS Iサイリスタが逆バイアスされることを利用し、その時点で自動的にターンオフさせる。
- (iv) 同時に電力の続流遮断のため、放電用サイリスタDTHをターンオンして平滑コンデンサ FC_0 の電荷を放電し、サイリスタコンバータの作動を停止する。

このようなステップで、S Iサイリスタを安全にターンオフさせ、インバータを停止する。

図2-4-5にその保護作動を示すように、仮にインバータの出力端子短絡などの極端な事故が発生しても、S Iサイリスタの大きな過電流耐量を利用し、デバイスを保護し安全に停止させることができる。

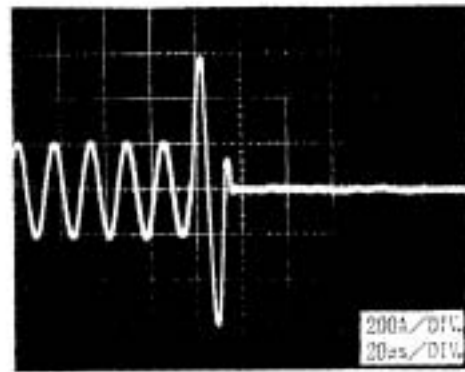


図2-4-5 出力短絡保護が作動したときの電流応答

2-4-7 シミュレーション負荷による試験とその結果

通常の金属焼入れでは短時間の作動が反復し、負荷への注入電力の計測は通常の方法では不可能である。このため、負荷電力を定常的に計測可能にするよう図2-4-6に示すような水冷式の負荷装置を製作し、これを用いてインバータの諸特性を実測した。

すなわち被加熱材に相当する金属管に冷却水を通流して負荷状態を一定とし、冷却水の入出力両端の温度差と流量を計測演算することにより負荷で消費される電力を測定する。なお、重要な評価データであるデバイス損失も、同様にサイリスタスタックの冷却水両端温度差と流量を計測することで観測した。

図2-4-7に試作した高周波インバータの外観と、シミュレーション負荷装置による試験状況を示す。上記のシミュレーション負荷装置を用いて最高 100kHz までの負荷試験を連続的にを行い、定常的な性能を詳細に実測した。

直流入力で計測した通過電力に対する S I サイリスタの平均損失を図2-4-8に、直流入力より高周波出力までの変換効率を図2-4-9に、また、直流入力より被加熱体での消費電力すなわち加熱に利用した電力までの総合的な効率を図2-4-10に示す。

加熱コイル	内径	250mmφ
	コイル銅パイプ径	14mmφ
	加熱コイル巻数	24
	インダクタンス	90 μH
	長さ	500mm
模擬負荷	長さ	600mm
	外径	140mmφ
	材質	SGP

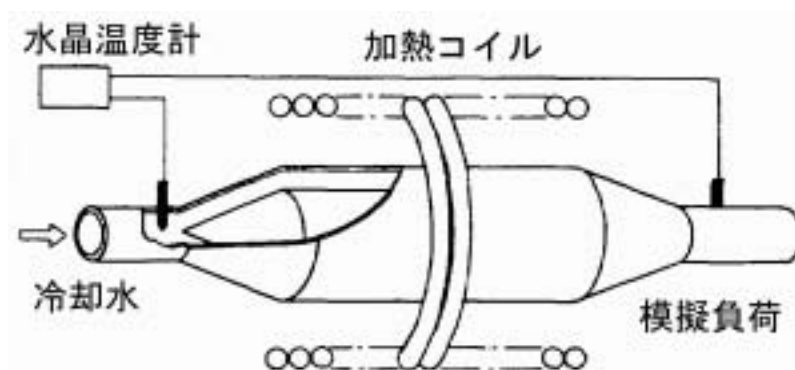


図2-4-6 誘導加熱の水冷式模擬負荷装置



図2-4-7 試作した高周波インバータと模擬負荷装置を用いた試験状況

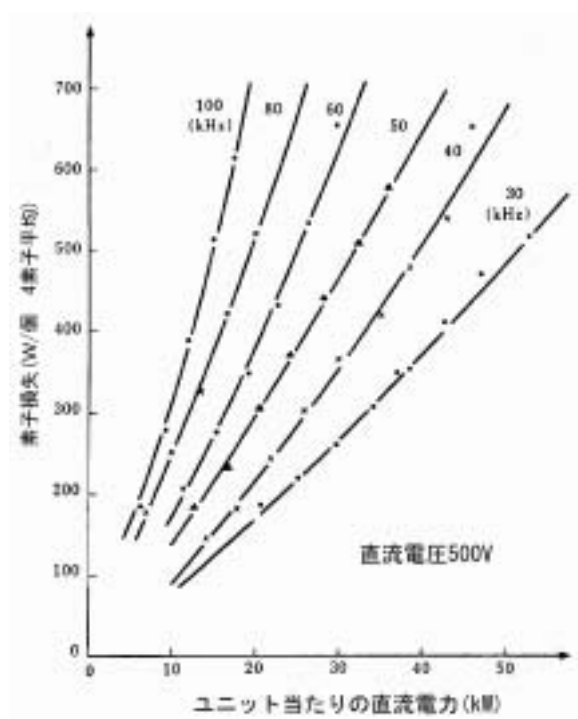


図2-4-8 冷却水温度差で測定した
SiCサイリスタ平均損失

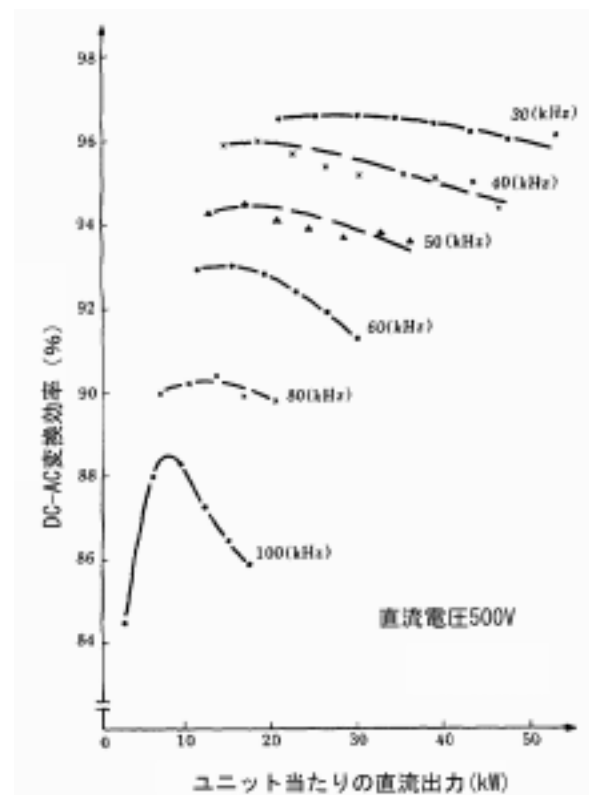


図2-4-9 直流より高周波出力
までの変換効率

損失と効率は出力周波数によって決り、S Iサイリスタの許容損失より最大出力も出力周波数によって決る。これらの結果より、下記に示すように良好な成果を得た。

出力周波数	最大出力	効率
30 kHz	150 kW (50 kW /ユニット)	96 %
60 kHz	100 kW (33.3kW/ユニット)	91 %
100 kHz	50 kW (16.7kW/ユニット)	86 %

なお、100kHz で作動しているとき、冷却水の温度上昇と流量より算定したデバイス損失実測値と、波形よりの算定値を図2-4-11に示す。両者は極めて良く一致しており、波形よりの計算が適正であることを示している。

この計算結果は、かかる共振技術を利用してもデバイスのターンオフが損失の大部分を占め、さらにこのターンオフ損失はテール電流損失が大きな割合を持っており、デバイスのスイッチング損失低減とともにテール領域での損失発生を防止する共振技術の重要性を示している。

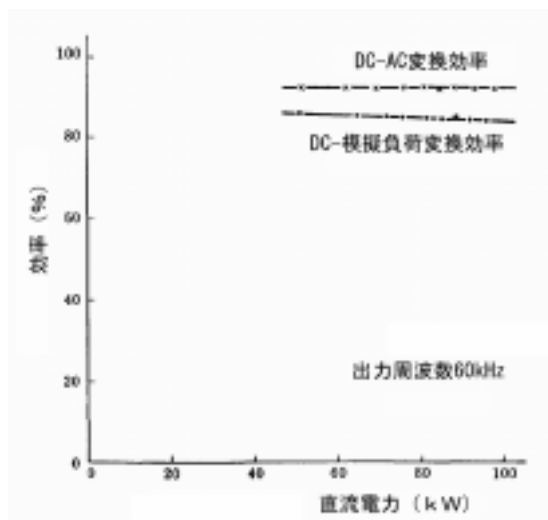


図2-4-10 総合変換効率

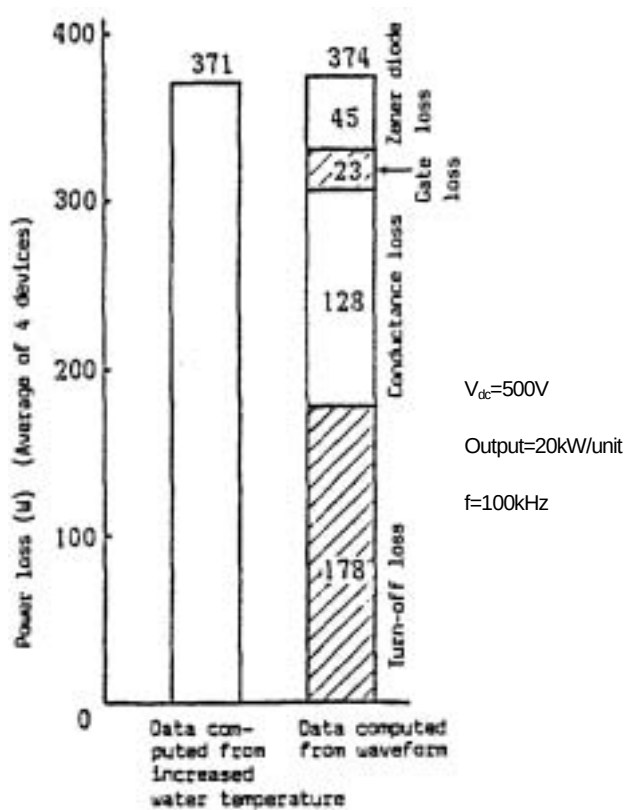


図2-4-11 S Iサイリスタの損失分析

図2-4-12はこの装置の運転状態の一例で、加熱の進行により被加熱素材のキューリー一点温度を通過し負荷の電気的特性が大きく急変しても良好な運転が遂行されている。

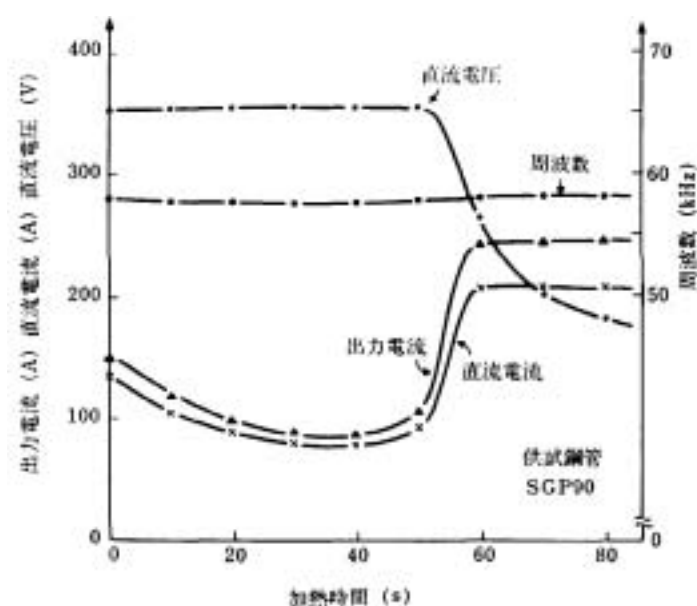


図2-4-12 誘導加熱作業中に赤熱状態を通過したときの作動の一例

2-4-8 本節のまとめ

以上、電力用高周波デバイスであるS Iサイリスタを大電力の高周波インバータに応用し、共振技術を利用することでデバイスのスイッチング損失を低減し、同時に変換出力の増大、変換効率の大幅な向上を達成し、共振技術が高周波デバイス利用に際しての多くの技術的課題を解決する有力な手段であることを示した。

実用上、このような装置は極めて多種多様な、広範囲に亙る使用状態が考えられ、インバータ制御だけでこれらの機能すべてを完遂することは容易でないが、電力的な制御をAC/DCコンバータで担当させ、インバータ側はもっぱら高周波への変換を中心に分担させることで、広範囲な出力電力制御と高周波インバータの効率向上を両立させ、システムが要求する各種の機能を十分に満たすことが出来た。

また、電圧型での課題である保護については、異常電流を直接遮断せず、主回路共振を利用して無電流遮断を行わせることで解決し、また、直列共振を利用することで出力側の昇圧トランスを省略するなど、直列共振技術を巧妙に組み合わせ利用することでより経済的な改善を実現した。さらに、冷却水を利用しての電力計測を開発し、困難の多い高周波の電力計測手法も併せて改良した。

2-5 DC/DCコンバータへの応用

2-5-1 研究開発の背景と概要

スイッチング電源などで多量に使用されているDC/DCコンバータは、一般には変動する直流電源より高周波スイッチングで脈流を作り、電源側と出力側を絶縁するトランスを介して再度整流して直流出力を得、閉ループ自動制御により出力電圧制御を行い安定した直流としている。高周波スイッチングを用いて電源側と出力側を絶縁するトランスやフィルタを小型化し、高性能の電源が作られている[117]。

この種の電源装置は高効率、高性能の要求は当然であるが、用途よりそのコストを極限まで低減すること、信頼性を高めるために主スイッチはデバイス1個にするなど使用部品点数を出来る限り少なくすること、また、小型軽量とするためスイッチング周波数をより高くすることなどが強く要求される。

筆者等は、SIサイリスタを利用して1個のデバイス用いた簡素な回路で大容量のDC/DCコンバータを開発することを試み、図2-5-1に示すような一石フォワード型の回路方式にて5kW級のDC/DCコンバータを試作し、良好な成果を得た[3-10][4-9]。また、このような電源装置で重要な過電流の保護システムなどの改良を試み、それらの成果を報告し、いくつかの特許も獲得した[B1-4][5-5]～[5-8]。

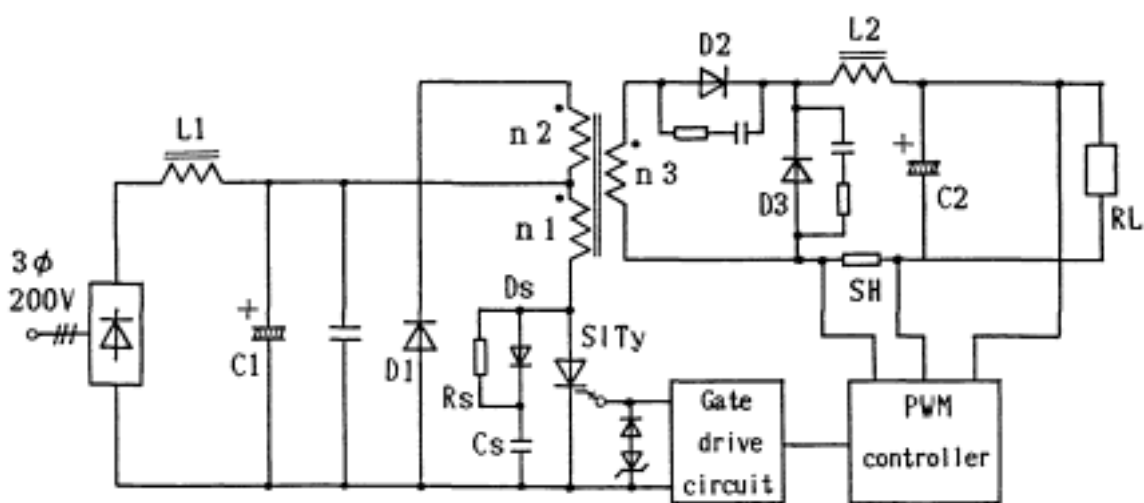


図2-5-1 SIサイリスタを用いた5kW級フォワード型DC/DCコンバータ

このような比較的大容量のDC/DCコンバータでは、デバイスのスイッチング損失を低減し、さらに高性能を得るために共振型変換技術の応用が必要となる。しかしながら、このような電源装置では、当然ながら電源電圧の変動や大幅な負荷変動があり、単純に共振型変換を利用すると、電源電圧の変動や出力の大小でスイッチング周波数が大きく変動する問題を生ずる。すなわち、図2-5-1のようなフォワード型コンバータの主スイッチを単純に共振スイッチに置き換えると、デバイスの一回のスイッチングによる出力パルスが共振条件で決まった形状となる。従って、負荷が大きいときはパルス密度を増やし（スイッチング周波数を高め）、軽負荷の場合はパルス密度を減じ（スイッチング周波数を下げる）て出力電圧を調整することとなる。

一方、これらの装置では、平滑な直流を得るに出力回路に平滑用フィルタを設置する必要があるが、スイッチング周波数が変動すると、発生する最低周波数にて十分な平滑性能を持つ大型のフィルタを用意する必要を生じ、共振型変換技術利用による効果を減殺する不具合が生じる。そのため、使用範囲でスイッチング周波数変動が少ない共振型DC/DCコンバータ回路が望まれる。

また、前述のように共振スイッチではスイッチに印加される電圧や通流電流が大きなピーク値を持つ現象、所謂、ピークストレスが増大することもあるが、そのためにさらに高圧大電流のデバイスを用いることになると極めて不経済な装置になる。そのため、ピークストレスがより少ない方式であることが重要な評価点となる[102][117]。

これらの観点より、SIサイリスタ1個で構成する5kW級DC/DCコンバータを対象に、共振技術を導入してデバイス損失低減を試みるにあたり、共振技術を応用するに適した回路方式を広く検討し、従来大容量機には適さないとされていたフライバック方式が寧ろ有用であることを見出し利用した。

さらにパラメータの選定で従来の通念と若干異なる動作領域があり、それを積極的に利用するよう主スイッチの両端電圧と同期して制御することで、周波数変動の少ない方式を開発した [3-12][4-10][4-11]。

以下にそれらの成果を挙げ、DC/DCコンバータに共振技術を応用する要点を示す

2-5-2 共振方式の選択

周知のとおり共振回路方式には電流共振、電圧共振両方式があり、それぞれに半波型、全波型両回路がある。さらに、回路方式としては降圧型、昇圧型など、図2-5-2に示すように各種の回路方式がある。これらの一般的な特徴を挙げれば、表2-5-1、表2-5-2などのようなことが言える [4-33]。

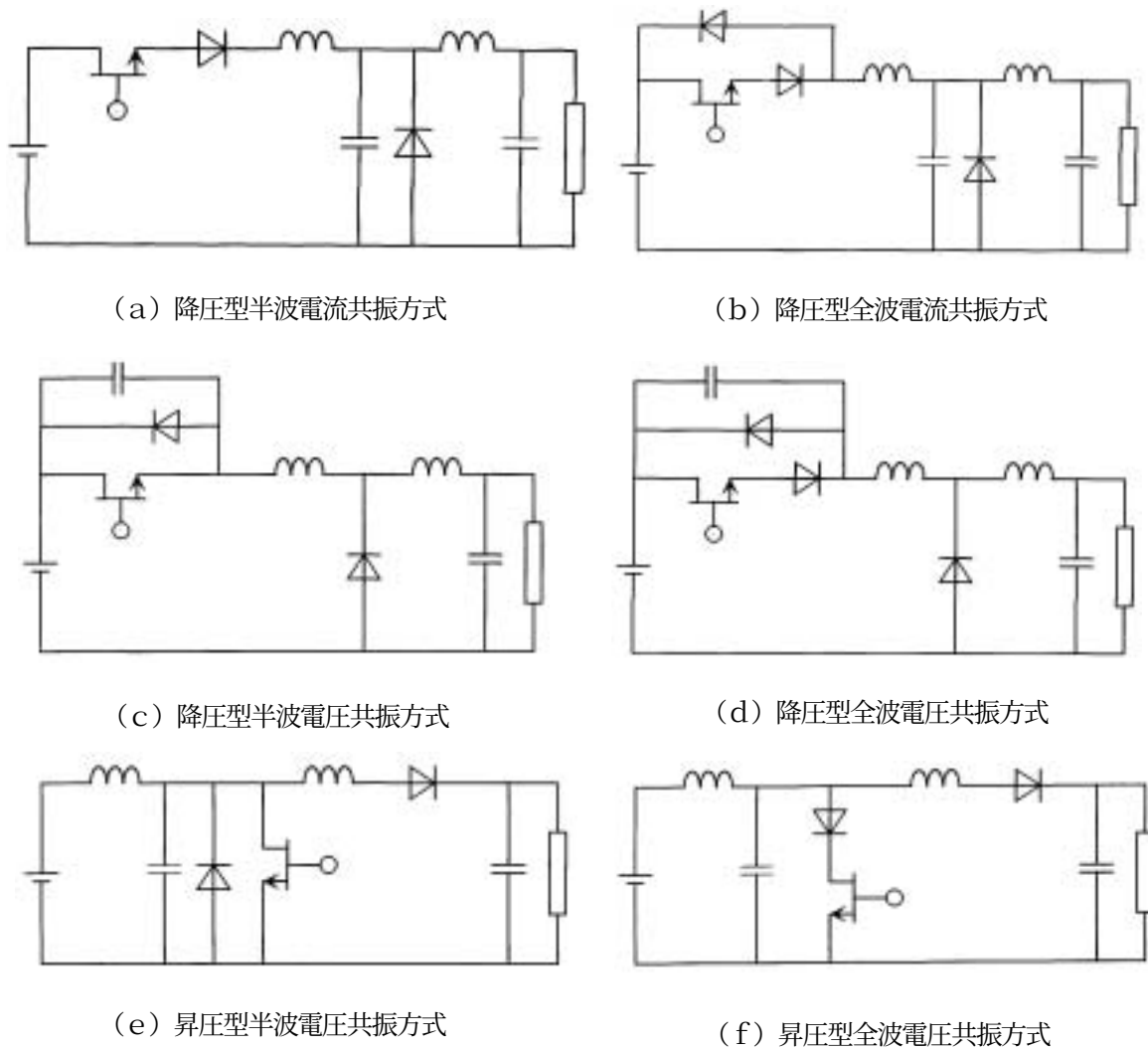


図 2-5-2 各種の共振型コンバータ

表 2-5-1 DC/DCコンバータ共振方式の比較

比較項目	電流共振型		電圧共振型	
	半波型	全波型	半波型	全波型
高周波化	良	可	優	可
変換効率	良	可	優	可
制御範囲	良	優	可	可
部品点数	良	良	優	良

表 2－5－2 共振型降圧コンバータの特性比較

	電圧共振型	電流共振型
負荷条件	$I_o \geq V_i / Z_n$	$I_o \leq V_i / Z_n$
デバイスの最大電圧	大 $V_i + Z_n \cdot I_o$	小 V_i
デバイスの最大電流	小 I_o	大 $I_o + V_i / Z_n$
スイッチング条件	零電流・零電圧ターンオン 非零電流・零電圧ターンオフ	零電流・非零電圧ターンオン 零電流・零電圧ターンオフ

I_o : 出力電流

V_i : 電源電圧

Z_n : 共振特性インピーダンス

$$Z_n = \sqrt{L/C}$$

L, C : 共振素子

実用上は入出力間を絶縁できることが望ましく、図 2－5－3 のような回路方式が考えられるが、同図 (b) (c) が有用性が高い。

この両者を比較すると下記の特質がある。

〔電流共振全波型〕

- a) 高周波時の損失大.
- b) ターンオフ損失大.
- c) 電流ピーク大.

〔電圧共振半波型〕

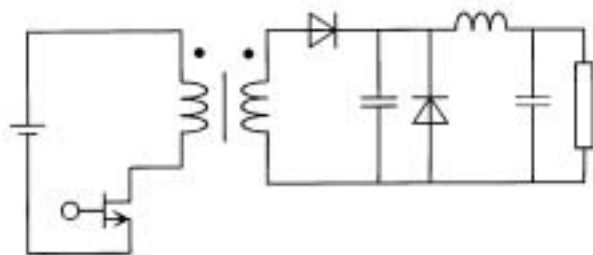
- a) 電圧ピーク大.
- b) 制御性が悪い.
(軽負荷時に零電圧スイッチが困難になりやすい)
- c) トランスの磁束利用度が低い.

大容量機としての評価ポイントは、それぞれに適当なデバイスの有無にもよるが、

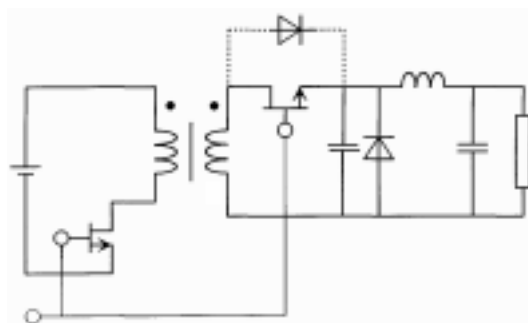
- イ) 高周波化が容易なること. (スイッチング周波数は少なくとも 20kHz 以上)
- ロ) 部品が少なく、回路構成が簡単なること. (大容量デバイス 1 個としたい)
- ハ) スwitchング周波数の変動が少ないこと.
- ニ) 入出力間のトランスによる絶縁が可能なること.
- ホ) 入出力間の電圧比を昇圧, 降圧を含め自由に選定できること.

などが重要となる。

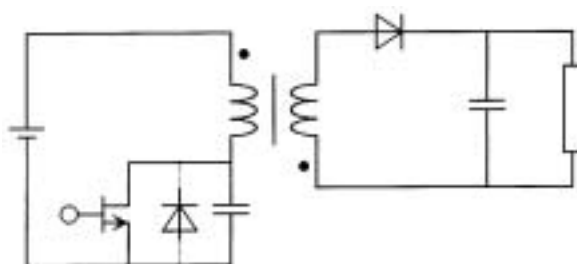
制御技術での改善に可能性があることより、電圧共振半波型が比較的有利と考えられるので、図 4－2－3 (c) に示す半波型電圧共振 1 石フライバック方式を選定した。



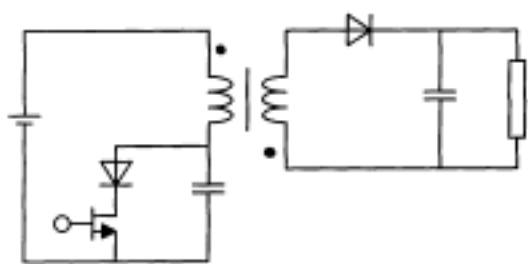
(a) フォワード型半波電圧共振方式



(b) フォワード型全波電流共振方式



(c) フライバック型半波電圧共振方式



(d) フライバック型全波電圧共振方式

図2-5-3 入出力が絶縁可能なDC/DCコンバータ回路方式

2-5-3 選定した回路とその動作

図4-2-4は選定した半波電圧共振DC/DCコンバータの回路構成を示す。フライバック方式DC/DCコンバータ回路の主スイッチ素子 S_{ITy} にSIサイリスタを用い、それと並列に共振コンデンサ C_1 を、逆並列にダイオード D_1 を接続しており、基本動作は通常のフライバック方式DC/DCコンバータ回路と同様、主スイッチ素子 S_{ITy} がオンしている期間にトランスに励磁エネルギーを蓄え、オフするとトランスの励磁インダクタンス L_m 、コンデンサ C_1 との共振ループが形成され、同時にエネルギーが負荷へ供給される。出力制御は、トランスの励磁エネルギー（主スイッチ素子がオンしている期間）を変えることで行う。

この回路方式は、下記の各点で実用性が高い。

- a) 回路方式が簡単で、部品点数が少ない。
- b) 入出力間をトランスで絶縁することが出来る。
- c) 入出力の電圧比を、昇圧、降圧両範囲に亘り自由に選定できる。

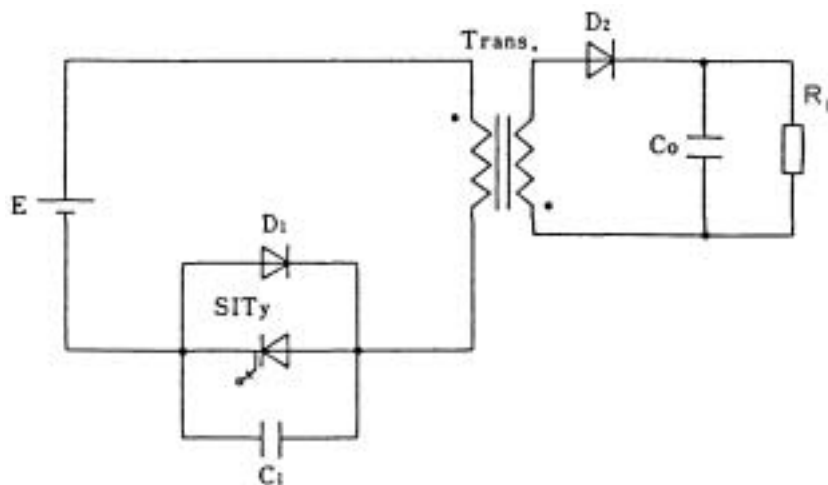


図 2-5-4 フライバック方式半波電圧共振DC/DCコンバータの回路構成

2-5-4 特性解析

この回路の等価回路は図 2-5-5 のとおりで、 i_t, i_d, i_s, i_L は、それぞれ主スイッチ SITy、ダイオード D_1 、トランスの 1 次側、2 次側の電流で、 v_c, v_m, v_o は、それぞれ共振コンデンサ C_1 、トランスの 1 次側、出力の電圧である。

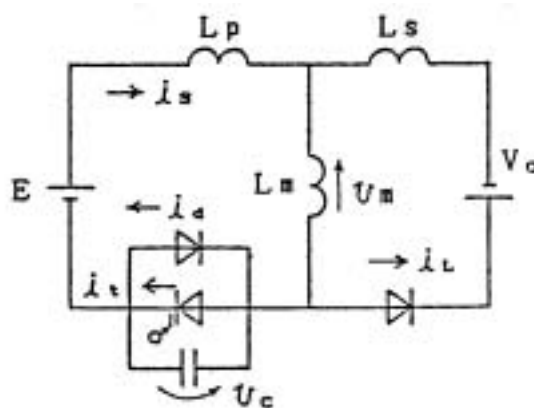
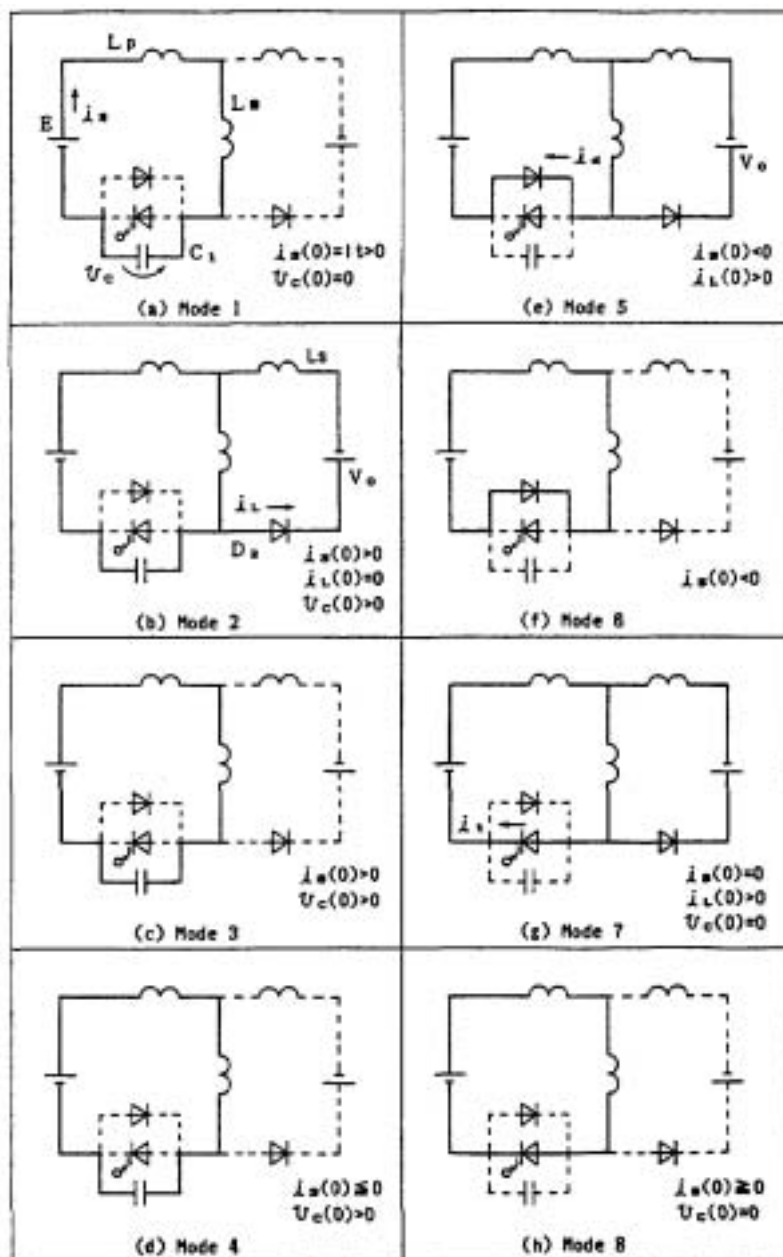


図 2-5-5 等価回路

動作状態は図 2-5-6 のように 8 種のモードがあり、モード遷移は図 2-5-7 に示すような数種のケースがある。通常は図 2-5-8 に示すように、モード (1) - (2) - (4) - (6) - (8) で作動するが、始動時や過負荷などの異常時にはこれと異なるモード遷移も発生する。



[各モードの説明]

Mode 1: 素子で共振ループ形成。
 V_c 上昇。

Mode 2: L_m の電圧が1次側換算の
所定電圧 V_o になると
ダイオードが導通、負荷へ
エネルギー供給。 V_c 上昇し、
ある点で下降に転ずる。

Mode 3: $L_p + L_s$ が小さいとき存在。

Mode 4: 2次電流が零となると、
再度共振ループ形成。 V_c は
下降し無電圧となる。

Mode 5: 過渡的なモード。
Mode より、 $V_c = 0$, $i_s(0) < 0$,
 $i_l(0) > 0$ の時に発生。

Mode 6: Mode 4 で V_c が無電圧と
なるとダイオードが導通し、
電流がコンデンサよりダイオード
へ移る。

Mode 7: 過渡的なモード。
Mode 5 より $i_s(0) = 0$,
 $i_l(0) > 0$ の時に発生。

Mode 8: ダイオード電流が零となり、
素子に信号が与えられ
ていればダイオード電流は
素子に切り替わり、 L_m に
エネルギーが蓄積される。
素子がわると次のサイクル
へ移行する。

図2-5-6 動作モード

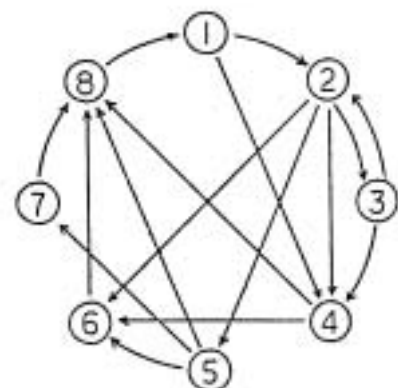


図2-5-7 モード遷移

図2-5-8のように主スイッチ SITY は電圧が零の状態にターンオンし、ターンオフ後に共振電圧が印加されるため主スイッチ SITY の電圧は正弦波状に立ち上がり、いわゆる ZVS が行われる。そのため、非共振方式に比しスイッチング損失は大幅に低減できる。

始動時や過負荷などの異常時、あるいは、回路パラメータによっては、モード4の期間にコンデンサ電圧が零まで低下せず、主スイッチがオンしたときコンデンサ電荷を短絡する状態が発生する。

この状態では、モード(1) - (2) - (4) - (8)のモード遷移で作動している。(これをコンデンサ短絡モードと称する)。この状態では主スイッチに短絡電流が流れるため、ターンオン損失が増加し、また、トランスの損失も増大し好ましくない。

表2-5-3のように特性値を規格化して評価すると、この回路方式の特性は、主スイッチ遮断時電流 I_t^* 、出力 P_o^* 、スイッチング周波数 f^* 、主スイッチピーク電圧 V_m^* 、ダイオード D_1 のオン期間 T_d^* などの関係は、図2-5-9、図2-5-10のようになる。

出力 P_o^* は、主スイッチ遮断時電流 I_t^* に比例して増大し、無負荷より全負荷まで制御可能である。

スイッチング周波数 f_o^* の変動が極めて少なくできている。

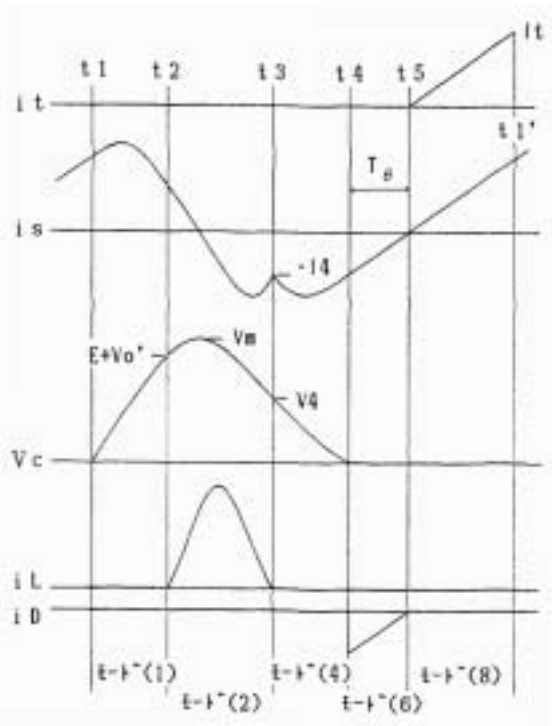


図2-5-8 動作波形模式図

表2-5-3 特性値の規格化

Standard impedance	$Z_s = \sqrt{(L_m + L_p)/C_l}$
Standard current	$I_s = V_o \sqrt{C_l / (L_m + L_p)}$
Standard power	$P_s = V_o^2 \sqrt{C_l / (L_m + L_p)}$
Standard frequency	$f_s = 1 / 2\pi \sqrt{C_l (L_m + L_p)}$
Normalized current	$I^* = I / I_s$
Normalized power	$P^* = P / P_s$
Normalized frequency	$f^* = f / f_s$
Normalized time	$T^* = T / T_s, T_s = 1 / f_s$

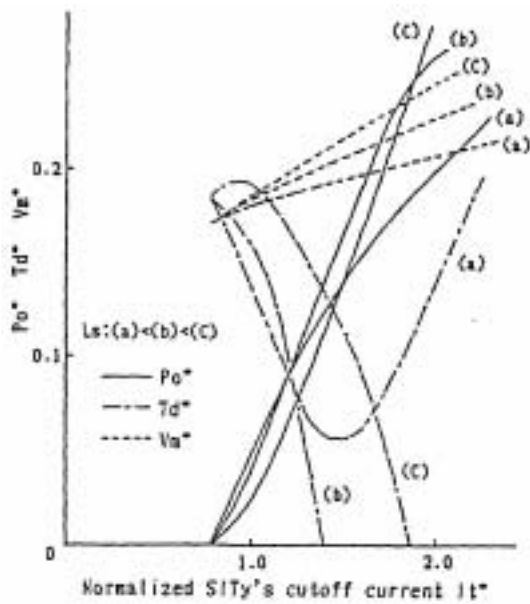


図2-5-9 ピーク遮断電流 I_t^* に対するデバイスのピーク電圧 V_m^* などの特性

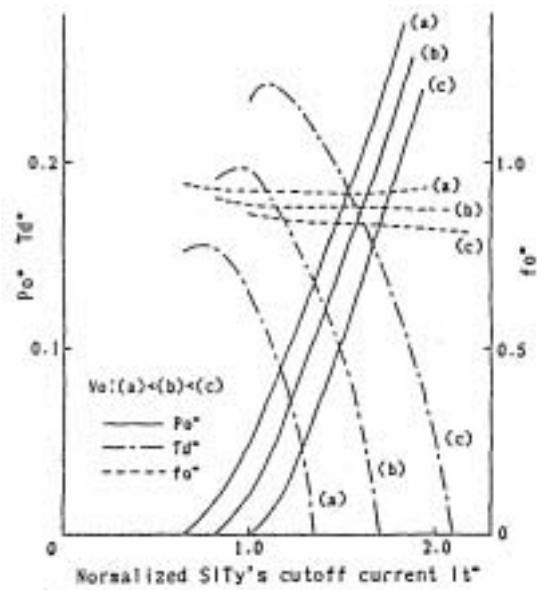


図2-5-10 ピーク遮断電流 I_t^* に対するスイッチング周波数 f_0^* などの特性

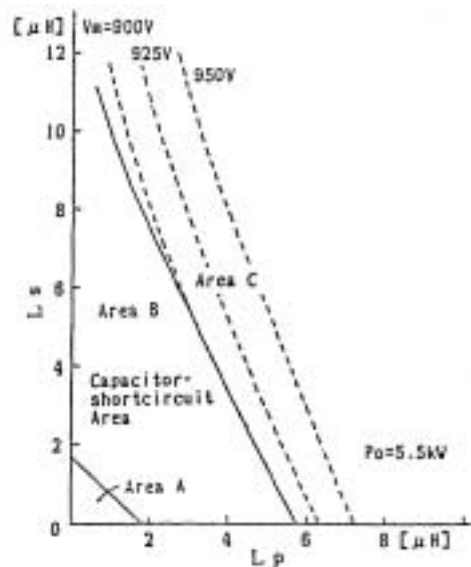


図2-5-11 インダクタンスとスイッチング状態領域

2-5-5 制御面よりの改良

上述のZVSを行うには、インダクタンス L_p , L_s などのパラメータの選定が極めて重要で、これらのパラメータの変化に対する作動状態は、図2-5-11に示すような関係となる。コンデンサ短絡モードを避けるには、領域A、または、領域Cとなるが、領域Aは実用性がなく、領域Cを利用することになる。一方、主スイッチのピーク電圧は図中

の破線で示したような値となり、デバイスの定格で制限せざるを得ないので、利用可能な範囲が限定される。

このため、下記のような観点より、制御的に改良することを行った。すなわち、上記のような電圧共振型DC/DCコンバータでは主スイッチの両端電圧が零になってから若干の時間経過後スイッチに電流が流れる。図2-5-8で $t_4 - t_5$ の間の時間 T_θ は、通常は負荷電流の減少と共に小さくなり、 $T_\theta = 0$ で非ZVS状態となる。

このZVSを行える負荷電流の下限は、従来はリアクトルのインダクタンスに関わらずほぼ一定と考えられていたが、ある範囲のパラメータでは無負荷状態まで伸びていることを見出し、それを積極的に利用することにし、また、その作動を確実にするため、図5-2-12のように、主スイッチ両端電圧が零になったことを検知する回路を設け、その信号を得て主スイッチのオン信号を発生させるように構成した。

共振回路があるため、主スイッチの電流は、主スイッチ零電圧信号よりさらに T_θ 遅れるので、確実にZVSが行われる。

このようにパラメータを選定することで、 T_θ は負荷電流の増大によって減少する傾向になり、負荷電流の増大に対応するリアクトルへのエネルギー蓄積時間の増大を相殺して、スイッチング周波数変動を抑制する効果も得られる。

なお、各部の損失などを考慮した詳細な解析を行い、負荷変動に対するZVSの限界がパラメータの選定により変化する状況等を解明し、その成果を報告したが詳細は省略する[3-15][4-13][4-14]。

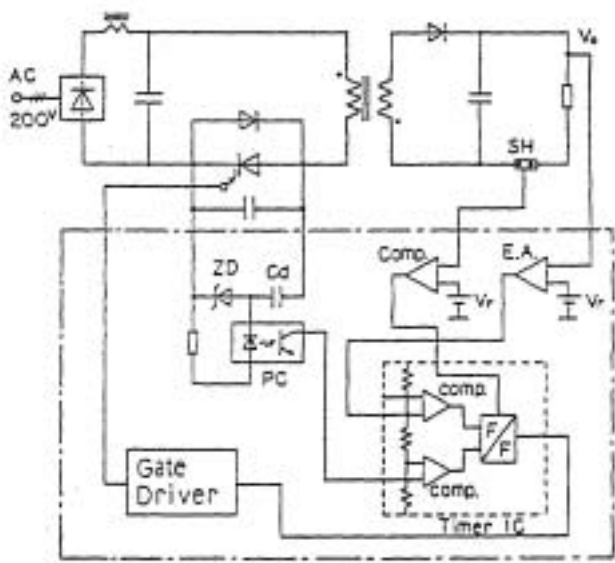


図2-5-12 制御回路の構成

表2-5-4 使用した
SIサイリスタの特性

項目	特性値	単位	条件
オフ電圧	900	V	
オン電流	300	A	
ピークターンオフ電流	600以上	A	$V_D=600V$ $C_s=1\mu F$ $T_J=125^\circ C$
ゲート逆電圧	100	V	
オン電圧	3.4	V	$I_T=300A$ $T_J=125^\circ C$
ターンオン時間	1.5	μs	$V_D=500V$
ターンオフ時間	1.2	μs	$I_T=300A$
ゲイル電流	14	A	$C_s=1\mu F$ $T_J=125^\circ C$

2-5-6 試作成果

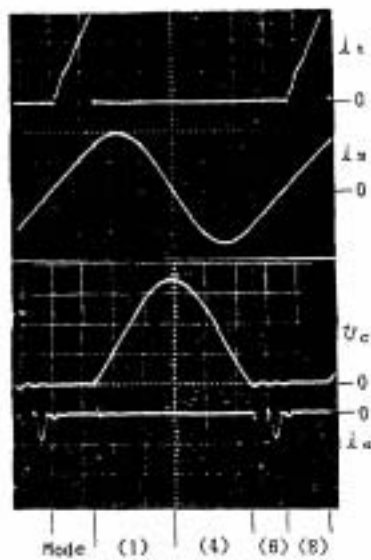
前述の検討と改良を基に、半波電圧共振型DC/DCコンバータを試作した。
目標仕様は下記の通りである。

入力電源： 3φ 50/60Hz 200V
出力： DC 50V 100A 5kW
冷却方式： 自然冷却（ヒートパイプラジエータ使用）
作動周波数： 20kHz 以上
変換効率： 90 %以上

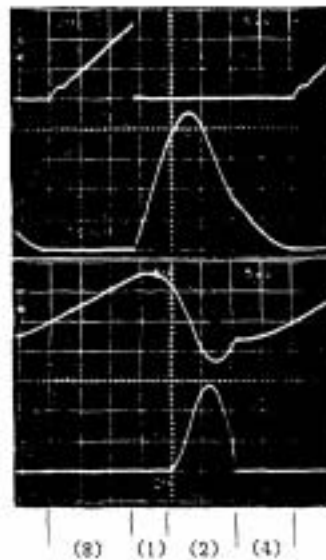
主スイッチには表2-5-4に示す特性のSIサイリスタを用い、トランスの巻数比は7:1、また、励磁インダクタンス $L_m=30\ \mu\text{H}$ 、共振コンデンサ $C_1=1\ \mu\text{F}$ を用いた。

制御回路は図2-5-12に示すような構成とし、コンデンサ C_1 の電圧変化がなくなった時点でSIサイリスタゲートを付勢して無電圧にてターンオンさせ、出力電圧の制御偏差信号により定められた時間後にターンオフさせるように構成した。

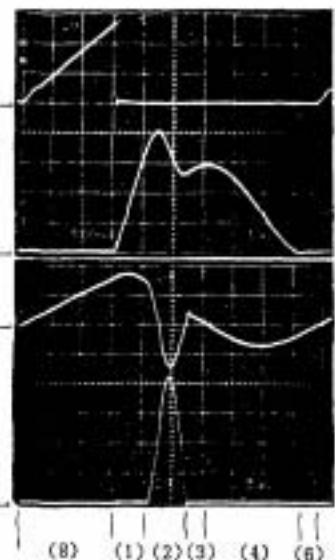
図2-5-13に代表的な動作波形を、図2-5-15～17に定常特性を示す。無負荷より最大負荷まで良好に制御出来ており、スイッチング周波数 f_0 は一定せず諸条件の結果として決る値で作動するが、負荷変動があっても周波数の変動は極めて少ない。また、効率は定格出力で92 %を超え、良好な成果が得られた。



a) at no-load
($I_{gt} : 20\text{A/D}$, $V_{ce} : 200\text{V/D}$,
 $I_{ps} : 40\text{A/D}$, $I_{sd} : 50\text{A/D}$,
horizontal : $5\ \mu\text{s/D}$)



b) at 5kW output
($I_{gt} : 50\text{A/D}$, $V_{ce} : 200\text{V/D}$,
 $I_{ps} : 80\text{A/D}$, $I_{sd} : 200\text{A/D}$,
horizontal : $5\ \mu\text{s/D}$)



c) at 5kW output with small L_p and L_a
($I_{gt} : 50\text{A/D}$, $V_{ce} : 200\text{V/D}$,
 $I_{ps} : 80\text{A/D}$, $I_{sd} : 160\text{A/D}$,
horizontal : $5\ \mu\text{s/D}$)

図2-5-13 実測動作波形
(トランス巻線比 7:1)

図2-5-14 実測動作波形
(トランス巻線比 2:1 参考データ)

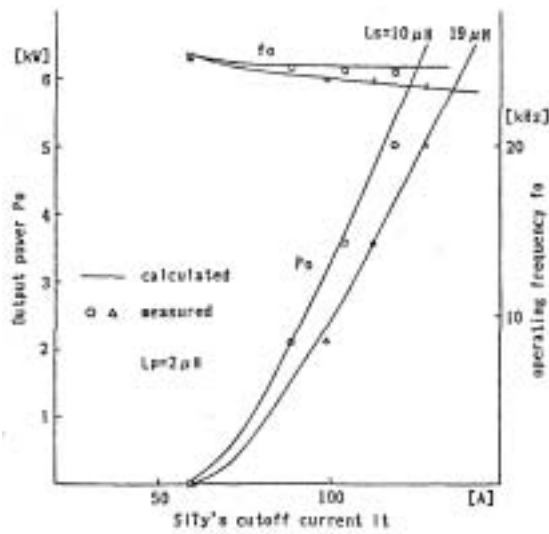


図2-5-15 定常特性
(デバイス電流 I_t に対する
出力 P_o , スイッチング 周波数 f_o)

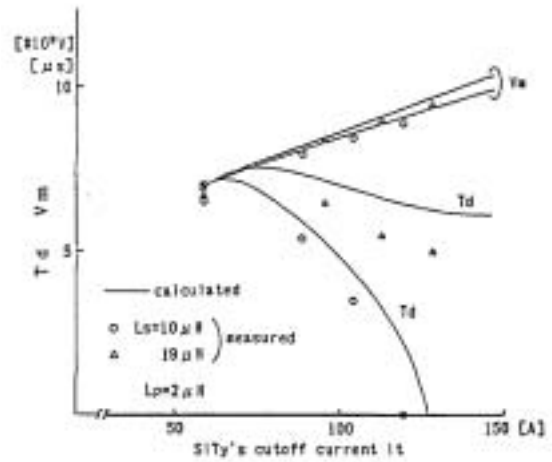
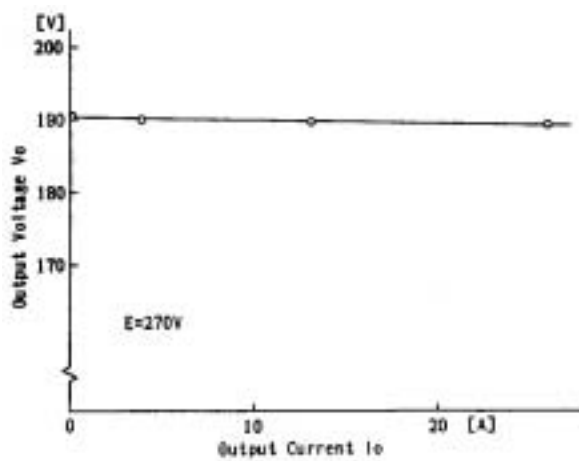
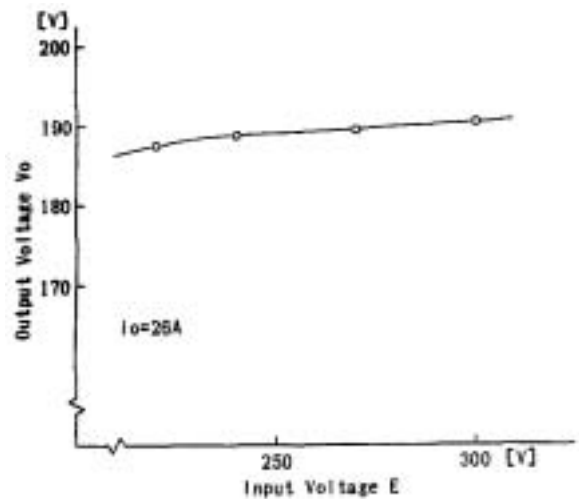


図2-5-16 定常特性
(デバイス電流 I_t に対する
ピーク電圧 V_m , デイットウェル期間 T_d)



(a) Load regulation



(b) Power supply regulation

図2-5-17 負荷変動, および 電源変動に対する出力電圧制御特性

図2-5-18は、同一デバイスで同程度のフォワード型電源を構成したときのデバイス損失を比較した参考図である。

SIサイリスタは、GTOサイリスタと同様、ターンオフ時のテール電流があるので、ターンオフ損失があるが、共振電圧が緩やかに立ち上がるのでターンオフ損失は少なくなり、ターンオン損失は皆無で、全体の損失は大幅に低減されている。

図2-5-19に試作装置の外観を示す。

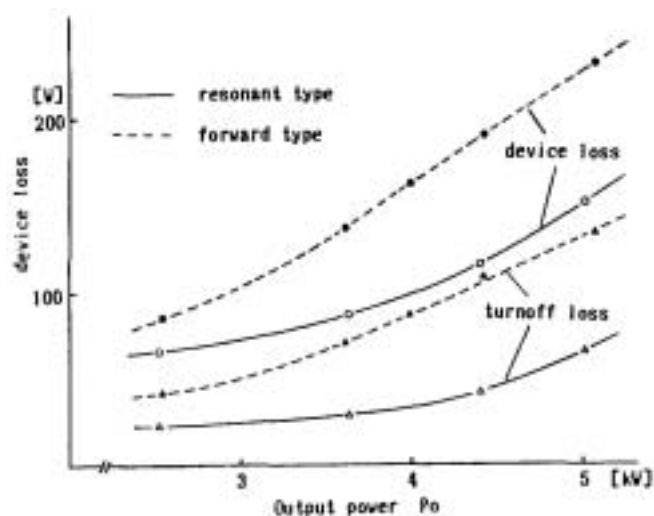


図2-5-18 共振-非共振回路でのデバイス損失比較



図2-5-19 試作した5kW級フライバック方式電圧共振DC/DCコンバータ外観

2-5-7 本節のまとめ

以上のように、S Iサイリスタ1個の簡単な構成で高周波スイッチングDC／DCコンバータを構成し、共振技術を用いてデバイスのピークストレスを増やさずにスイッチング損失を低減すること、制御方式を検討して広い制御範囲で良好な零電圧スイッチングを可能とすること、負荷変動また電源電圧変動に対するスイッチング周波数の変動を極めて少なくすることなどを達成し、極めて良好な成果を得、S Iサイリスタと共振技術の応用が極めて有用であることを示した。

高周波スイッチングでの損失増大の対策として共振技術の応用は極めて有用であるが、比較的簡単な回路構成の装置でも共振のモードは多岐に亙り、モード遷移も複雑となる。したがって、単に通常のDC／DCコンバータに共振回路を付加するだけでは良い制御特性を得ることは不可能で、用途・目的により原回路方式と全く異なる回路方式も対象に含めて最適な主回路方式を選定することが肝要である。また、各種の動作状態での共振状態を詳細に解析し、零電圧あるいは零電流スイッチングが的確に行えるように、パラメータを選定することが極めて重要となる。

装置全体の機能を適正に発揮させるため制御が重要であることは申すまでもないが、特に共振型DC／DCコンバータでは、使用状態の広い範囲で適正に共振を維持することが極めて重要であり、そのために作動状態のいかなる値・条件を制御の基盤とし、いかなる作動量を操作するかを、非共振回路の場合以上に綿密に検討することが不可欠である。

2-6 各種の共振技術の検討

2-6-1 共振技術応用の問題点

以上，S Iサイリスタを利用するに当たり，スイッチング損失低減を主眼に負荷共振の利用の要点を述べたが，広い速度範囲で使用され，また，大きな負荷変動がある誘導電動機のインバータドライブや，電源変動と負荷変動範囲が広大な鉄道車両用の補助電源のように，PWM制御を広範囲に行うことを要求されるものでは，使用状態の全範囲で適正な負荷共振を行わせるように構成することは極めて困難である．各種のパワーエレクトロニクス応用で利用可能な共振方式の概略を検討する．

2-6-2 共振リンク方式

詳細な論議は省略するが，主としてモータードライブを対象に，図2-6-1に示すように，インバータの直流回路部に共振回路を設置し，直流入力を変動させ電圧や電流が零となったところでインバータを構成するデバイスをスイッチさせ，ZVSやZCSを行わせるいわゆるDC共振リンク方式が多数提案されている [118][119][140][143][145] ．

この方式では，インバータを構成するスイッチではZVSやZCSが可能となるが，出力を調整するには，PWM制御に相当する出力の調整を，共振で決まる出力パルスの連続数を変えて行うことが普通であり，広範囲の制御を可能とするには，出力の基本波周波数に比較して極めて高い共振周波数を必要とすることになる．

また，デバイスのピークストレスが大きく，それを制限するために図2-6-2のように共振回路にクランプ回路を設置する必要もある．

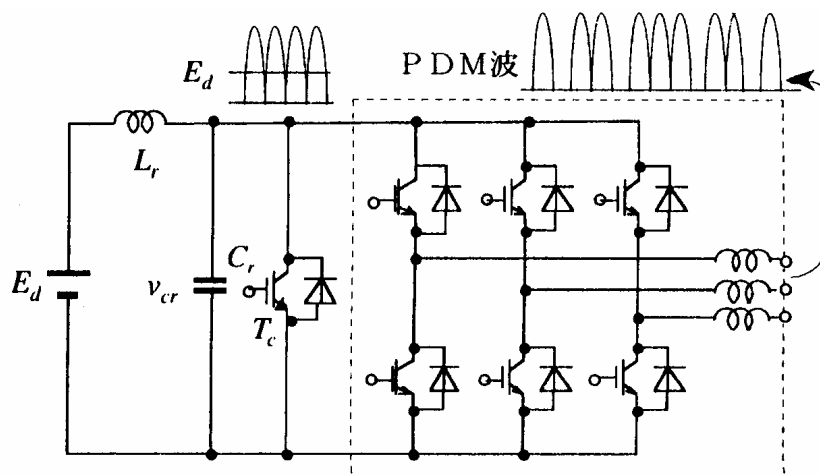


図2-6-1 DC共振リンクインバータ

目的とする効果は認められるが、前述のように極めてワイドレンジのPWM制御を必要とする高性能パワーエレクトロニクス装置では、制御面の要求との協調が難しく、また、軽負荷でも共振回路での損失が継続的に発生する問題もある。

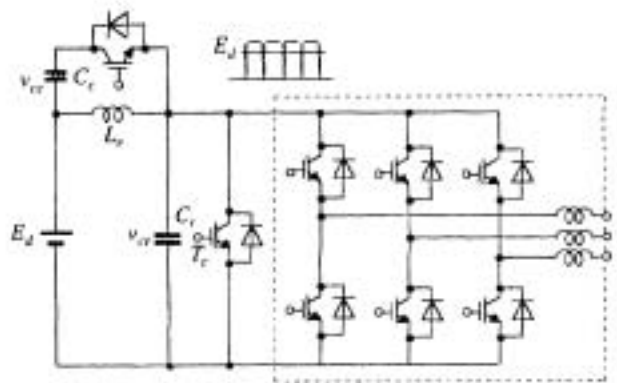


図2-6-2 電圧クランプ型並列共振
DCリンクインバータ

2-6-3 部分共振方式

図2-6-3のように、デバイスがオン・オフする部分のみ共振させ、PWM制御を行いながらソフトスイッチングを可能とする部分共振方式についても多くの提案がある[144][150]。

近年、図2-6-4に示すようなARCP(Auxiliary Resonant Commutated Pole)インバータが注目を集めており、活発な研究が行われている [120][121][146][151]。

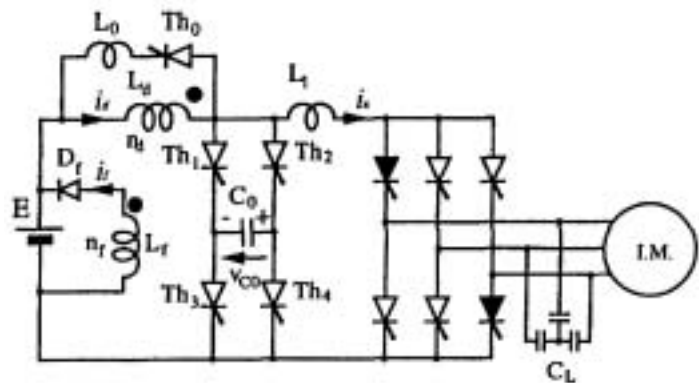


図2-6-3 部分共振型インバータの一例

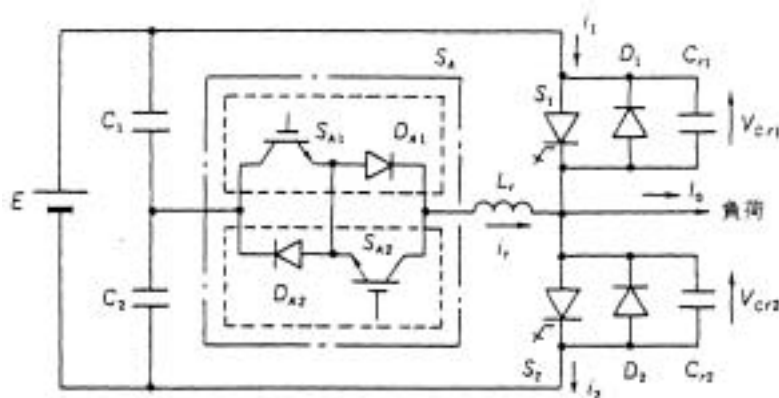


図2-6-4 ARCPインバータ (1相分)

このARCPインバータは、補助デバイスが増加し、回路が複雑となる難点はあるが、使用状態が大幅に変化しても共振状態を維持することが容易で、ピークストレスもあまり増大せず大型装置には有用な方式と考えられる。

このARCPインバータを実用的な装置に応用した事例として、図2-6-5のように、SIサイリスタを利用した入力 DC1500V 出力 440V 250kVA の鉄道車両用補助電源装置で、5kHz の高周波スイッチングを行い、IGBTを用いたマルチレベルインバータ方式を凌駕する良好な出力波形と、優れた制御性能を得た成果も発表されており[122][147]、ARCPインバータは、今後のソフトスイッチング利用の中心となるものと思われる。

しかしながら、

- (a) 高耐圧のIGBTのようにターンオフ時のテール電流が長大なデバイスを用いる場合には適用が困難。
- (b) 小容量の装置では回路が複雑でコスト面より利用しにくい。
- (c) オン・オフ時に共振期間を設けるので出力電圧パルスの最小幅を小さくし難く、広い範囲のPWM制御を必要とするものには応用困難。

などの課題がある。

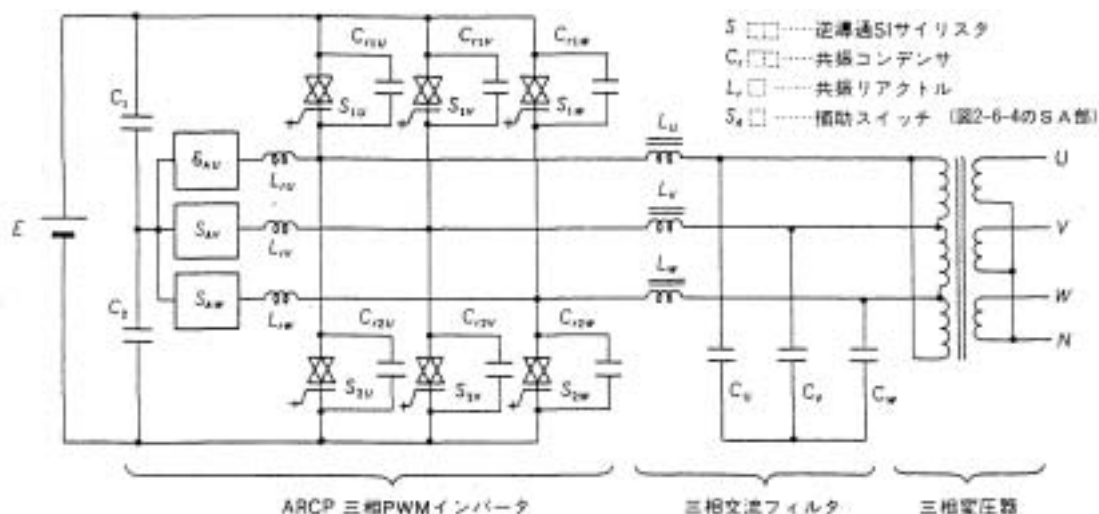


図2-6-5 SIサイリスタを用いたARCPインバータ方式鉄道車両補助電源主回路
(入力 DC1500V 出力 3φ 440V 250kVA)

2-7 本章のまとめ

以上，S I サイリスタの特質とその応用，特に高周波スイッチングを行う電源装置にS I サイリスタを利用する要点を示し，誘導加熱用高周波インバータとDC/DCコンバータを事例に，高周波スイッチング利用で課題となるスイッチング損失低減のために負荷共振技術の応用が極めて有用であること，この共振技術の応用については，共振条件を適正に維持する制御が重要であることなど負荷共振技術応用の要点を示した。

特に，共振条件を適正に維持する制御については，全体システムの要求より出力制御をAC/DCコンバータで担当させた誘導加熱用高周波インバータなどでは，制御回路構成の自由度が高く，共振制御についても各種の方式が利用できるが，DC/DCコンバータのように，一個のパワーデバイスですべての機能を満たさねばならぬと言う極めて簡素な回路方式を使用せざるを得ないものでは，非共振型と全く発想を異にした主回路構成を検討する必要があること，また，共振条件を維持する制御系の構成には，主回路の動作より得られる情報の何を用い，何を制御するようにするかを選択が極めて重要な要点となることを示した。

詳細な検討は割愛したが，共振型回路では軽負荷時でも大きな共振電流が継続して流れることが有り，リアクトルなど共振回路を構成する部品の損失が大きいと全体の効率を大きく減殺する。良いパワーエレクトロニクス装置とするには，これら回路要素を適正に設計・製造するハード技術が極めて重要であることは勿論である。

共振技術の利用については，モータドライブなどでは容易でない課題が少なくないが，避けて通れない重要技術となっている。基礎的な方式の研究開発と共に，対象製品・応用・容量によって使い分ける応用技術の役割がますます重要と考える。

3．高周波スイッチングと高度制御技術の融合

3-1 はじめに

パワーエレクトロニクス装置は、利用される全体システムでの自動制御系の主要な構成要素であり「制御装置」と「電力変換装置」がカスケードにつながるのではなく、パワーエレクトロニクス装置そのものが自動制御装置の構成体となる。当然ながら、制御系の構成と密接に関わり合い、制御システムの要求に応える複雑且つ高度な機能を満たすことを要求される。また、制御システムの構成についても、誘導電動機出力トルクを推定して制御するベクトル制御のように、パワーエレクトロニクス装置と制御対象の機器・装置とが密接に組合わされ、システム制御と一体となって構成されるものも少なくない[1-5]。

まず速応性が要求されるが、前述のように、大出力のパワーエレクトロニクス装置ではPWM制御で出力を調整するので、その応答特性はパワーデバイスのスイッチング周波数で制約され、高周波スイッチングがまず必要となる。しかしながら、単純にキャリア周波数を高めるとデバイスの損失が増大し、電力変換装置としては大きな問題となる。そのためデバイスの損失を極力増やさず、所要の効果を得るような手法が重要となる。

さらに制御に関する要求は高度化の一途であり、電動機巻線抵抗の温度変化のような制御系のパラメータ変動に対するロバスト性も要求される。これらの高度の制御を的確に達成するには、現代制御理論の各種手法の導入が必要であるが、このような所謂「アドバンス制御」の応用には精緻で複雑な演算を高速に行うことが必要であり、DSPのような高速のマイクロプロセッサを用いた離散値制御系を構成することになる[112][113]。このような高速演算を利用した高度の制御技術を活用するにも、出力装置は高速応答と、高い分解能を持つことが不可欠となる。

したがって、高度の全体システムの要求を満たすパワーエレクトロニクス装置としては、単に電力変換装置として「良いパワーエレクトロニクス装置」とするだけではなく、迅速な応答性と微細な分解能を可能とする高周波スイッチングの利用と、高速離散値制御によるアドバンス制御とを融合することが極めて重要となる。

これらの観点より、SIサイリスタを用いた高周波スイッチングインバータにアドバンス制御を応用し、極めて高性能のパワーエレクトロニクス装置を開発した事例を挙げ、高周波スイッチングとアドバンス制御を融合した高性能化の要点を述べる。

3-2 デッドビート制御を用いた高周波スイッチングPWMインバータの瞬時値制御

3-2-1 高性能制御を必要とした背景

高周波スイッチングとアドバンス制御を融合して高度の機能を達成した事例として、電源の波形歪みや変動が各種の電子装置に及ぼす影響を調査するための装置で、出力電圧の瞬時値を制御可能とした高性能電源装置の開発成果を紹介する[3-1][3-2][4-1][4-2].

産業用パワーエレクトロニクス装置や、民生用エレクトロニクス機器の利用拡大に伴い電源系統の高調波が著しく増加し、それによる障害が大きな問題となってきた。また、コンピュータでは瞬時停電や電圧低下などで大きな障害を発生するが、パーソナルコンピュータ利用の広範囲な普及拡大は、以前は問題にならなかった程度の電源の短時間低下が大きな社会的影響を惹起する要因となり、電源の品質が重要な問題となってきた [4-3].

高調波の問題は、発生メカニズムも多岐に亘り、民生用機器のように、個々の発生量は僅少でも全体の使用個数が増大すれば、結果として高調波の総量が増大するので、この総量規制は容易でない課題であるが、先年、通産省より高調波発生を抑制するためのガイドラインも通達され抑制への努力が始まっている [111].

電源に含まれる高調波や瞬時停電により、各種の電子装置がどのような影響を被るかを調査し評価するためには、供試される電子装置の電源に、必要な高調波の含有状態と電源の異常変動を発生させることが必要になる。しかしながら、現実の配電系統では複数の次数の高調波が混在するのが普通で、その次数、位相、含有率は無数の組み合わせがある。それらの高調波を、任意の次数、任意の位相、任意の含有率、任意の組み合わせで正確に発生させることは容易でなく、また、それによって生ずる電圧波形歪みを正確に作ることもまた簡単ではない。瞬時電源変動については、仮に送電系統が完全停電しても負荷機器の組み合わせによっては緩慢な電圧変化を生ずることもあり、低下量、低下時間の組み合わせは多岐に亘り、それらを任意に創出することは仲々面倒な作業となる。

そのため、任意の次数、任意の位相、任意の含有率、複数の高調波の組み合わせによる波形歪みを発生させ、且つ、任意の変動幅、任意の時間、任意の変化率での電圧変動を発生させられる電源装置が必要となった [2-6][4-2].

このような特殊な波形や電圧変動を信号として発生するものに任意関数発生機があるが、上記のような用途では供試機が必要とする電源を供給し、その電源自体を変動させる必要があるので大きな電力容量を要求され、計測器とは比較にならぬ困難があった。

3-2-2 電源障害試験装置の開発目標と方式の選定

対象となる高調波は 40 次までが規制対象であるが、電源系統で発生する波形歪みの試験用としては少なくとも 13 次まで任意の値で設定可能なことが必要で、実用的には 20 次程度まで利用出来ることが希望された。電源電圧変動については、数 ms より数十秒の範囲で任意の変動幅で発生させることが要求され、さらに、電源電圧変動と高調波歪みの複合も可能なることが要請された。出力容量は供試機が多岐に亘り、コンデンサインプット型の整流回路など極めて非線形性の高い負荷もあることより 30kVA 程度が必要とされた。

これらの要求仕様は表 3-2-1 および 図 3-2-1 に示すとおりで、極めて短時間の瞬時停電で極端な状態では停電前と同じ極性の出力を再度発生させる機能も必要となる。これらをパッシブな回路要素の組み合わせで創出することは極めて困難なので、必要とする電源波形と電圧変動をコンピュータで演算合成して設定値とし、大出力の電力増幅器でそれに一致するよう出力電圧の瞬時値を追従制御させる方式を採用した。

表 3-2-1 電源障害試験装置の主要な仕様

項目	仕様	項目	仕様
1. 入力 電圧 周波数 相・線数	420V ±10% 60Hz ±3Hz 3φ 3w	4. 高調波混入機能 混入調波次数 混入調波量 混入調波位相	3~13 の奇数次 0~100%/次数 0~360°
2. 出力 電力・定格 電圧・電流 周波数 相・線数 負荷力率 電圧調整範囲 電圧整定精度 電圧過渡精度 周波数精度 効率	30kVA 連続 420V 150A 60Hz 1φ 3w 0.9 {遅れ} 90~220V ±2% 以内 ±7% 以内 (負荷変動 50%にて) ±0.1Hz 以内 80% 以上	5. 複合機能	電圧変動と 高調波同時混入
3. 電圧変動機能 低下時間 ディップ量 ディップ時間 上昇時間 低下開始位相	8ms~10s 0~100% 8ms~10s 8ms~1.5s 0~360°	6. 保護機能	入力電圧異常 直流短絡 出力過電流 出力電流制限
		7. 周囲条件 温度 湿度	0~40℃ 30~90%
		8. 冷却方式	強制風冷
		9. 外形・質量 外形 質量	750W×1950H×800D ×3 面 1350kg

この電力増幅器は、大出力であるためリニアアンプでは非現実的な装置となるのでPWM制御方式を利用することになるが、必要な周波数特性を得るためキャリア周波数に少なくも 30kHz 以上の高周波を用いる必要があり、非線形性の高い負荷も考慮して出力電圧波形を正確に制御するには極めて高精度の瞬時値制御を行う必要があった。

そのため、図3-2-2に示すように、大電力で高周波スイッチングが可能な S I サイリスタを用い、21.6 kHz の高周波キャリア PWM インバータを構成し、それを2台多重化して等価的に 43.2 kHz のキャリアとし、さらにデッドビート制御を用いてPWM制御の各パルスの瞬時値制御を行うこととした。この制御は、キャリア1パルスに相当するサンプリング時間 46.3 μ s の高速の離散値制御系で構成した。

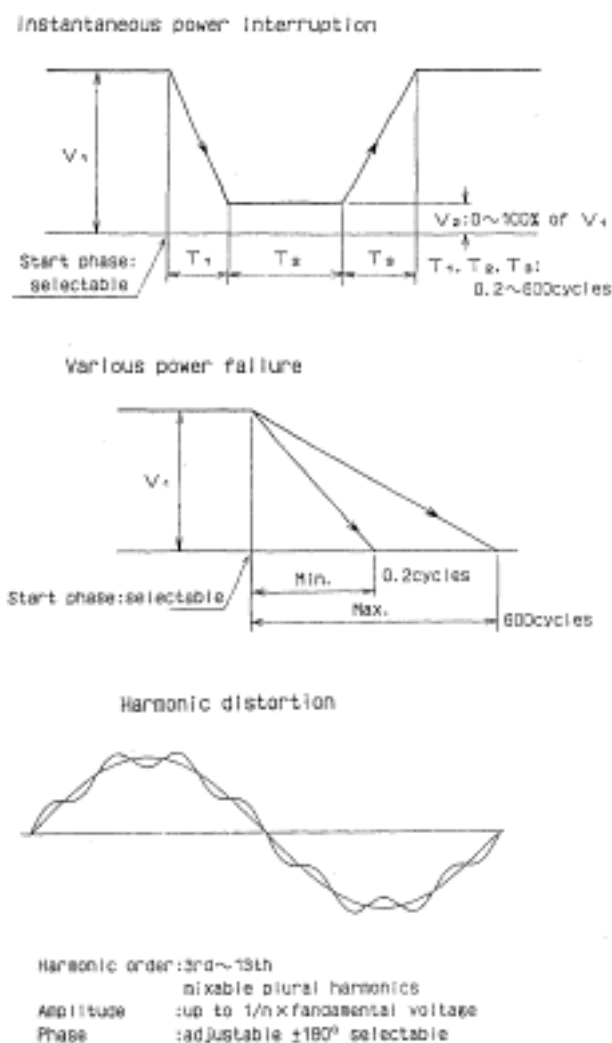


図3-2-1 電源障害試験装置で要求される波形と変動の模式図

3-2-3 装置の主回路構成

図3-2-2に主回路構成を示す。大容量の高周波スイッチングを必要とするので S I サイリスタを用い、キャリア周波数 21.6 kHz の単相電圧型 PWM インバータ 2 台使用し、スイッチング位相をずらし、等価的にキャリア周波数 43.2 kHz とした。

3 相 200V 電源よりダイオードにて整流し、LC フィルタで平滑にした直流を 2 台の単相電圧型 PWM インバータに供給する。各インバータの出力は多重化トランスにて絶縁、降圧され、2 次側にて直列合成し、出力側の高周波フィルタにて高周波成分を除去し負荷に供給する。

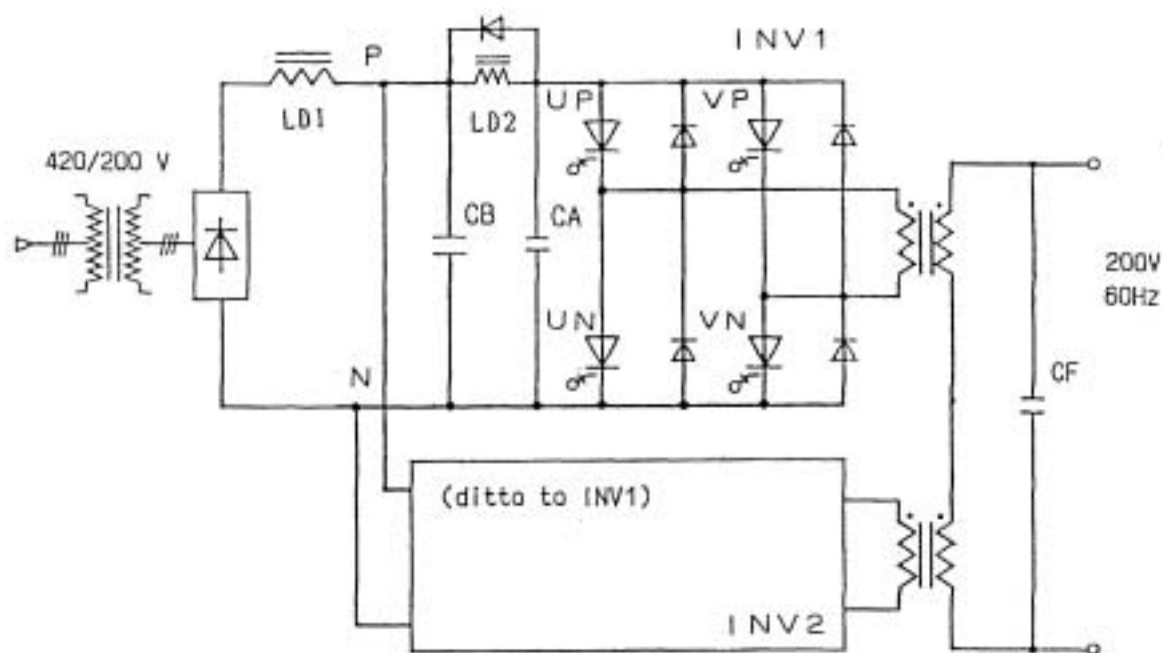


図3-2-2 主回路構成

極めて短時間の瞬時停電を発生させた場合、停電前と同じ極性の出力を再度発生させる状態もあるので、多重化トランスは偏磁による飽和を防止するため若干のエアギャップを設け、リーケージインダクタンスは出力側の高周波フィルタのインダクタンスとして利用している。なお、各インバータの直流入力端に設置されているリアクトルは、負荷側の短絡事故の際に発生する過電流制限用のものである。

使用したS Iサイリスタは、耐圧1,200V 300A のもので、スイッチング時間はオン、オフとも $2\mu s$ 、900A/ μs 以上の高い di/dt 耐量と、実用上無制限の dv/dt 耐量を持っている。主要な特性を表3-2-2に示す。

第2章にて述べたようにゲート無電圧で導通状態となる所謂ノーマリーオン型で、スイッチング特性を向上せしめるため全拡散を行い、アノードエミッタ短絡構造としているので逆阻止能力はない。

表3-2-2 使用したS Iサイリスタの特性

Item	Symbol	Unit	Characteristics	Condition
Forward blocking voltage	V_{DRM}	V	1200	$I_D = 5mA$
RMS on-state current	$I_{T(RMS)}$	A	300	
Controllable on-state current	I_{TC}	A	>800	$V_D = 800V$ $C_S = 1\mu F$ $T_J = 125^\circ C$
Critical rate of rise of on-state current	di/dt	A/ μs	>800	$V_D = 800V$ $I_{GO} = 5A$ $T_J = 125^\circ C$
Gate reverse voltage	V_{GRM}	V	164	$I_G = 5mA$ $T_J = 25^\circ C$
On-state voltage	V_{TM}	V	2.7	$I_{TM} = 300A$ $T_J = 25^\circ C$
Turn-on time	t_{gt}	μs	2.0	$V_D = 800V$ $I_T = 800A$ $T_J = 125^\circ C$
Turn-off time	t_{gq}		2.0	$V_D = 800V$ $I_T = 800A$ $T_J = 125^\circ C$
Thermal resistance	$R_{\theta f(J-T)}$	$^\circ C/W$	0.05	

3-2-4 PWM制御

出力電圧瞬時値を高精度に制御するため、PWM制御の各パルスをデッドビート制御した。図3-2-3にPWM制御の原理と各部の波形を示す。ここで V_c^* は、出力電圧波形の設定値で、所要の高周波混入や、電圧変動などの指令値を基にマイクロプロセッサで演算して目標の波形を作成する。

この図は片側のインバータ INV_1 の動作を説明するもので、出力基本波 60Hz の波形 1 サイクルを電気角 1deg 毎に 360 等分し、その 1 区間 $46.3\mu s$ 内に、前の区間中に演算された極性とパルス巾を持つ電圧パルスを出力させる。従って、出力される電圧パルスの周波数は $60\text{Hz} \times 360 = 21.6\text{kHz}$ となる。 U_p 、 V_p はインバータを構成している S I サイリスタの点弧状態を示す。

もう 1 台のインバータ INV_2 の出力パルスは、インバータ INV_1 の出力パルスに対し半区間の位相差を持たせ、独立した PWM 制御を行っているため、2 台のインバータ出力を合成したトランス 2 次側では、実質 43.6 kHz のチョッピングに相当する。

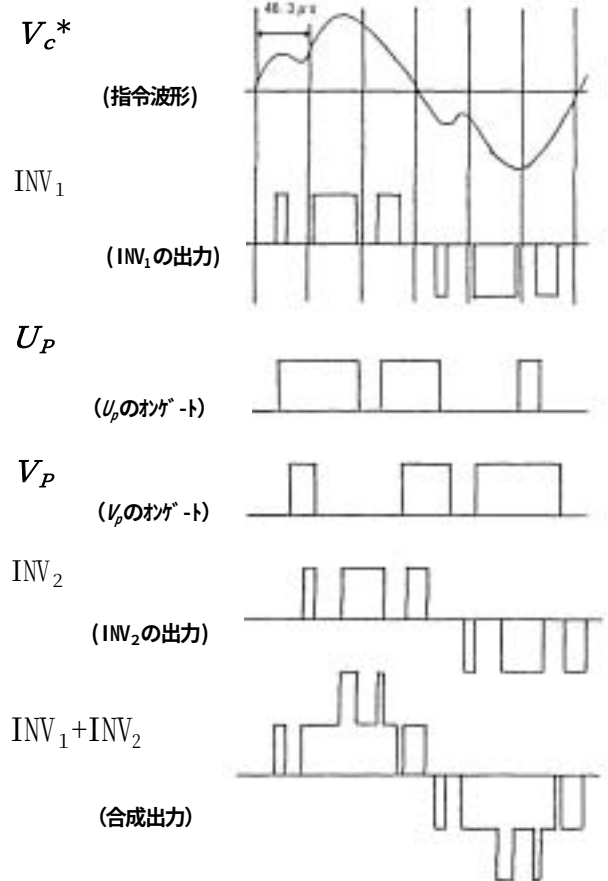


図3-2-3 所要の波形を得るための PWM 制御説明

3-2-5 デッドビート制御 [112][113]

図3-2-4にデジタルシグナルプロセッサDSPを利用した離散値制御系のブロック図を示す。出力電圧瞬時値の設定値 V_c^* と実際の出力電圧瞬時値 V_c との偏差電圧が電圧制御装置に与えられ、電圧制御装置の出力 V_e は係数 m を乗じてインバータ出力電流 i_A の制御装置に与えられる。インバータ出力電流 i_A の制御装置出力 V_d は出力パルスの極性とパルス巾を決定する。ブロック $[A]$ 、 $[B]$ および $[C]$ は、出力側の高周波フィルタを含むインバータ主回路で、ブロック $[D]$ は出力電流 i_L の外乱要素である。

出力電流 i_L のインパクトの影響は補償要素 $[d2/b2]$ により補償している。

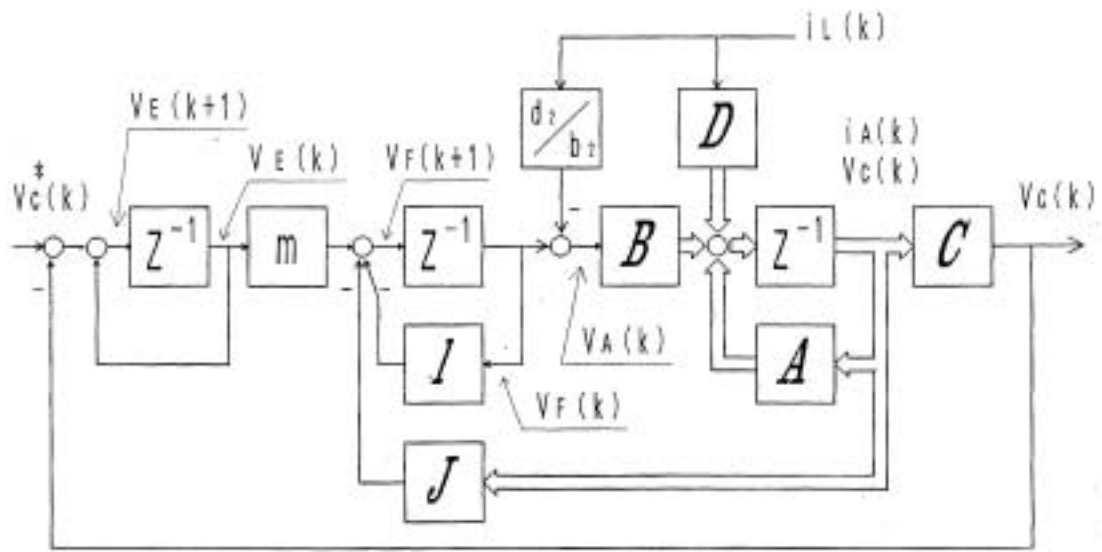


図3-2-4 制御系のブロック図

要素 $[A]$ $[B]$ が n 行 n 列のマトリクスなるとき，フィードバックゲインを $[F]$ とすれば，デッドビート条件を満足する条件は次の (3-2-1) 式となる．

$$(A - BF)^n = 0 \quad (3-2-1)$$

一方，図3-2-4で示すシステムでは，要素 $[I]$ ， $[J]$ ， $[m]$ が次の (3-2-2) ～ (3-2-4) 式で示される時，出力 V_c はデッドビートで高速に制御される．

$$I = FB + 1 \quad (3-2-2)$$

$$[J, m] = [FA^2, FAB + FB + 1]E^{-1} \quad (3-2-3)$$

ここで

$$E = \begin{bmatrix} A - I & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \quad (3-2-4)$$

ここで，出力側の高周波フィルタのインダクタンスを L ，コンデンサを C ，サンプリング時間を T とすれば，主回路の要素 $[A]$ $[B]$ $[D]$ は，それぞれ次式のように示される．

$$A = \begin{bmatrix} \cos \omega T & -\frac{1}{L\omega} \sin \omega T \\ \frac{1}{C\omega} \sin \omega T & \cos \omega T \end{bmatrix} \quad (3-2-5)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L\omega} \sin \omega T \\ 1 - \cos \omega T \end{bmatrix} \quad (3-2-6)$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 - \cos \omega T \\ -\frac{1}{C\omega} \sin \omega T \end{bmatrix} \quad (3-2-7)$$

$$\text{ここで} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad C = [0 \quad 1]$$

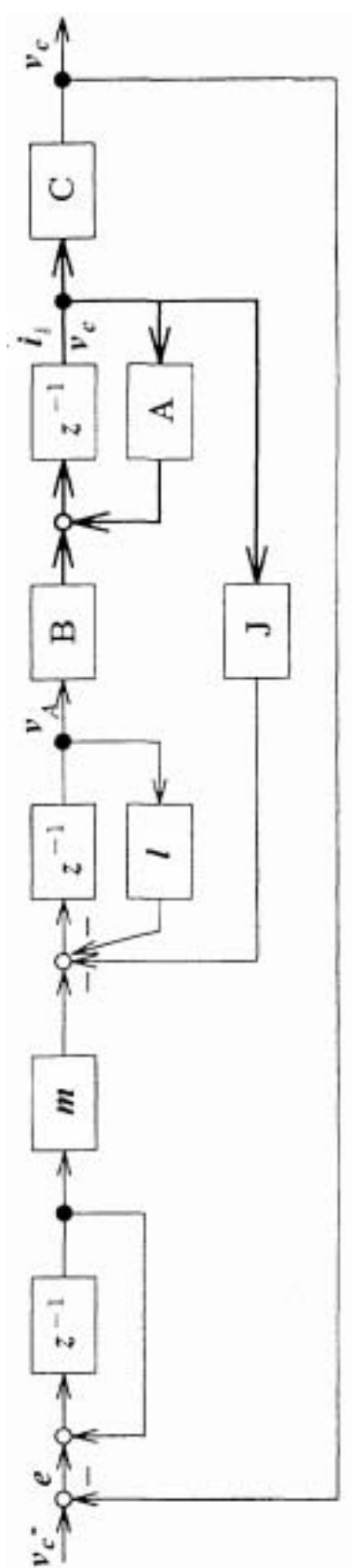
実際の装置では、 $T=46.3\mu\text{s}$ であり、フィルタ常数は、 $L=125\mu\text{H}$ 、 $C=166\mu\text{F}$ に選定した。

この条件にてシミュレーションを行った。シミュレーションに使用した制御系のブロック図と常数を図3-2-5に、シミュレーションプログラム [Matlab] での構成図を図3-2-6に示す。

図3-2-7に、この制御系のステップ応答のシミュレーション結果を示す。理論的に要素 [A] は2行2列のマトリクスであるから n は2となり、図3-2-5のシステムは $n+1=3$ ステップにて整定する系となるが、 V_c^* に1ステップの遅れが生じるので、全体としては4ステップ、 $185.2\mu\text{s}$ で整定する。

図3-2-8より図3-2-12は、それぞれシミュレーションによる出力電圧波形と、実際の装置での同一条件での出力波形である。図3-2-11および12は電圧変動の事例を示す。なお、図3-2-11で、実際の装置の出力波形で若干のオーバーシュートがあるが、これはシミュレーションにて省略した回路の漂遊インダクタンスや静電容量と、デバイスのスナバー回路の影響と考えられる。

これらの事例が示すように、実測結果はシミュレーションでの推定値と良く一致し、制御系の設計が適正なることを示している。



$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0.048788 & -0.364055 \\ 0.274138 & 0.948788 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0.364055 \\ 0.051212 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 10.8444 & 30.2741 \end{bmatrix} \quad l = 2.80758 \quad m = 9.76334$$

図3-2-5 シミュレーションに使用したブロック図

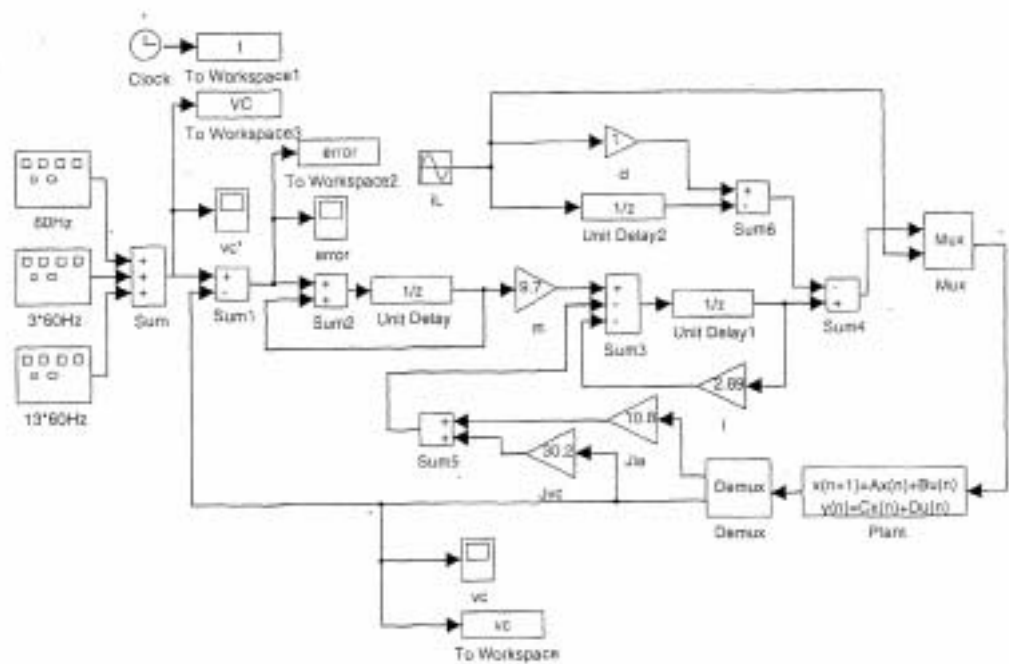


図3-2-6 Matlabによるシミュレーションのシステム図

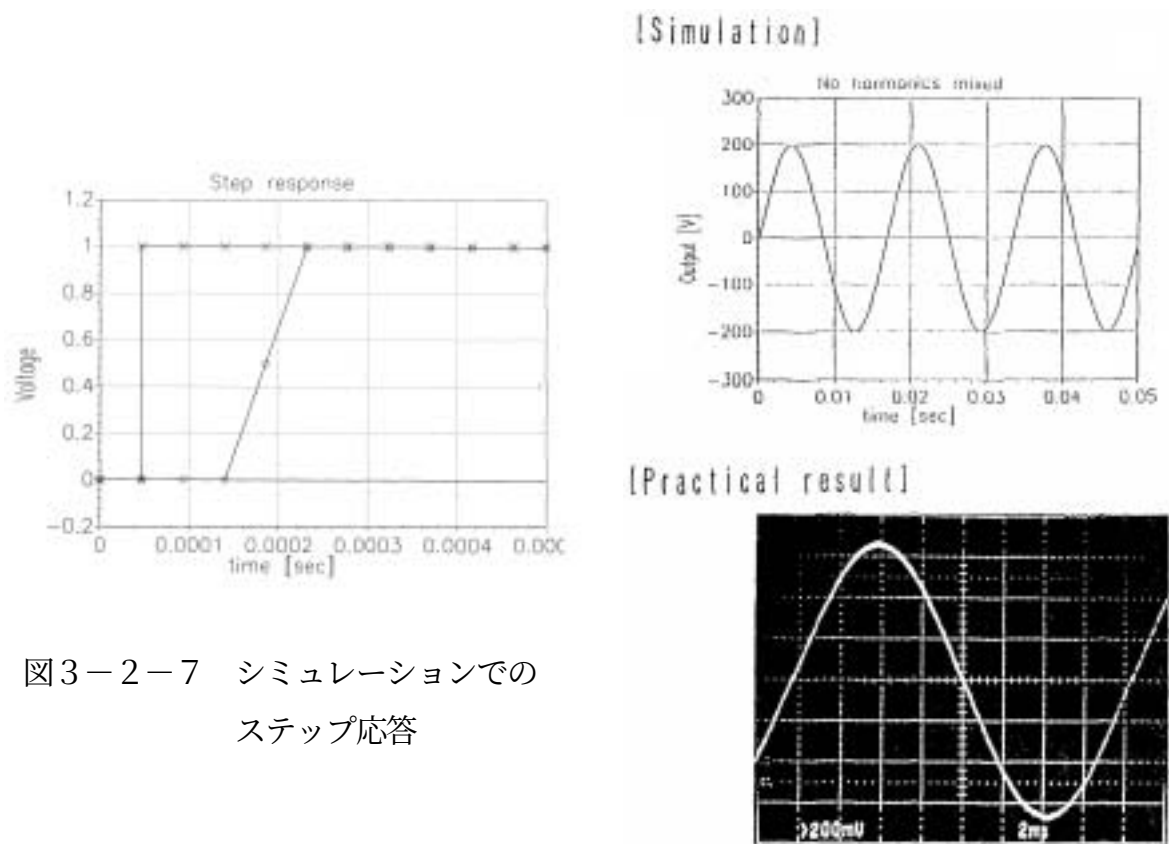
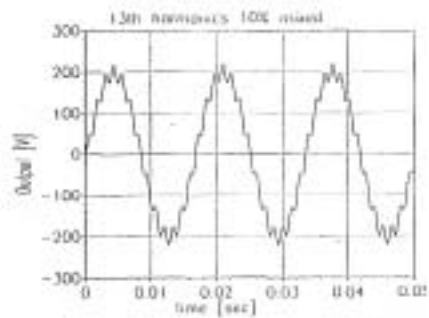


図3-2-7 シミュレーションでの
ステップ応答

図3-2-8 出力電圧波形
(基本正弦波)

[Simulation]



[Practical result]

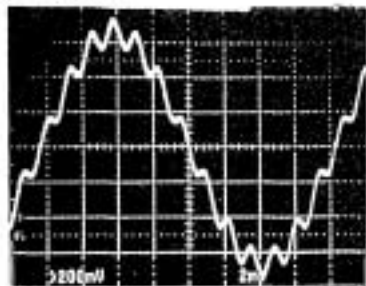
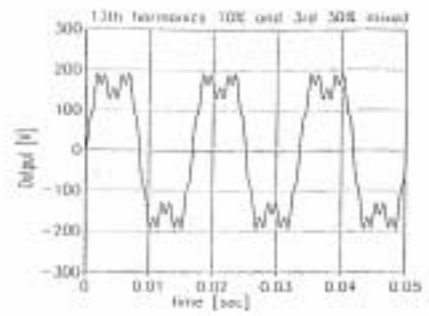


図3-2-9 高調波を含む出力波形
(13次 10%含有)

[Simulation]



[Practical result]

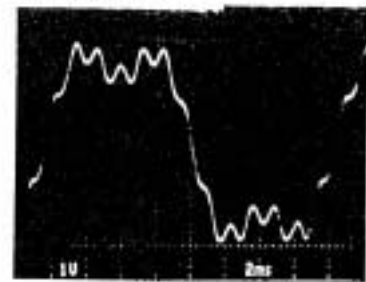
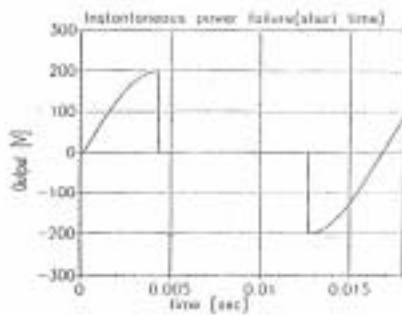


図3-2-10 高調波を含む出力波形
(13次10%+3次30%)

[Simulation]



[Practical result]

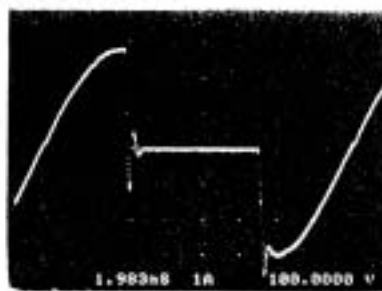
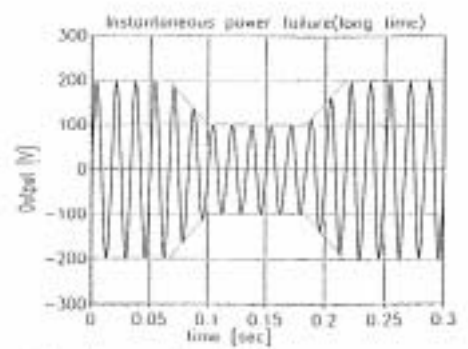


図3-2-11 出力電圧変動波形
(短時間の停電)

[Simulation]



[Practical result]

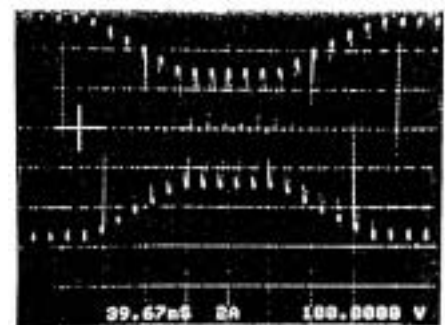


図3-2-12 出力電圧変動波形
(やや緩やかな電圧低下)

3-2-6 開発した装置

図3-2-13は制御系のハードウェア構成の概略で、マシンサイクルタイム200nsを持つ高速のDSP2個を用い、DSP₁にて各種の設定、表示、出力電圧瞬時値の設定値 V_c^* の生成、INV₁のPWM演算制御などを行い、DSP₂にてINV₂のPWM演算制御を行わせている。ソフトウェアの概略を図3-2-14に示す。

これらのプログラムはROMに格納しておき、ROMの低動作速度を補償するため、始動時、または操作リセット時にRAMへ転送し、以後、RAMをベースに作動させている。出力電圧、電流などの観測データはアナログ→デジタル変換器[A/D]でデジタルデータに変換し、PWM演算後のデータは外部タイマー[TIM]を用いてパルス波形に変換し、SIサイリスタのゲートドライブ回路へ送る。位相同期回路[PLL]は出力周波数を±5 Hzの範囲で調整を行わせるためのものである。

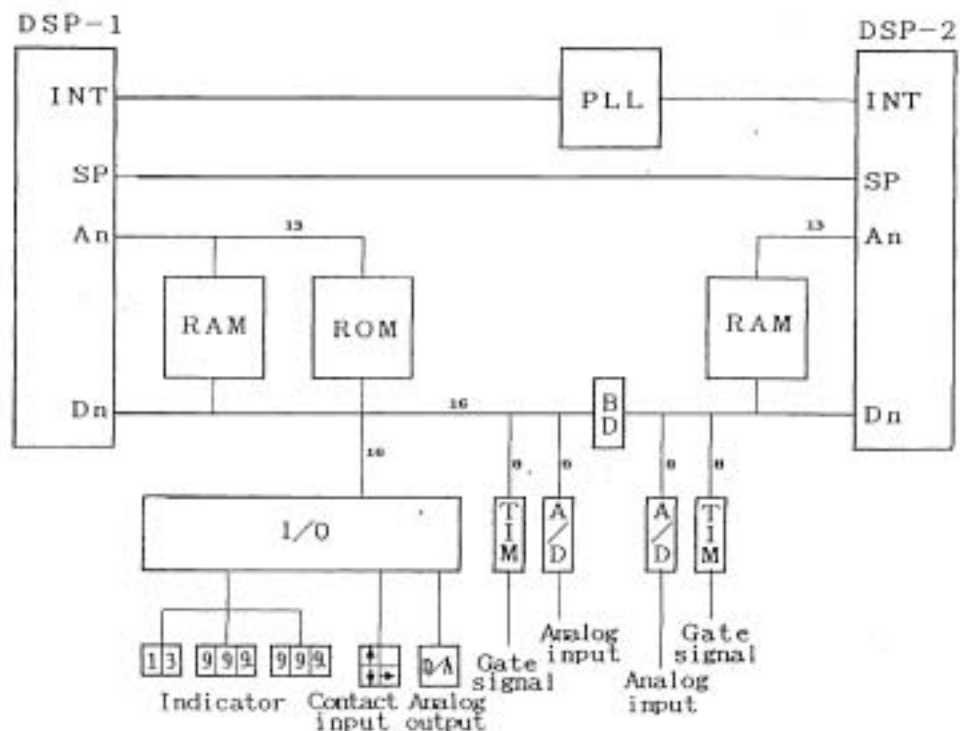


図3-2-13 制御回路の構成

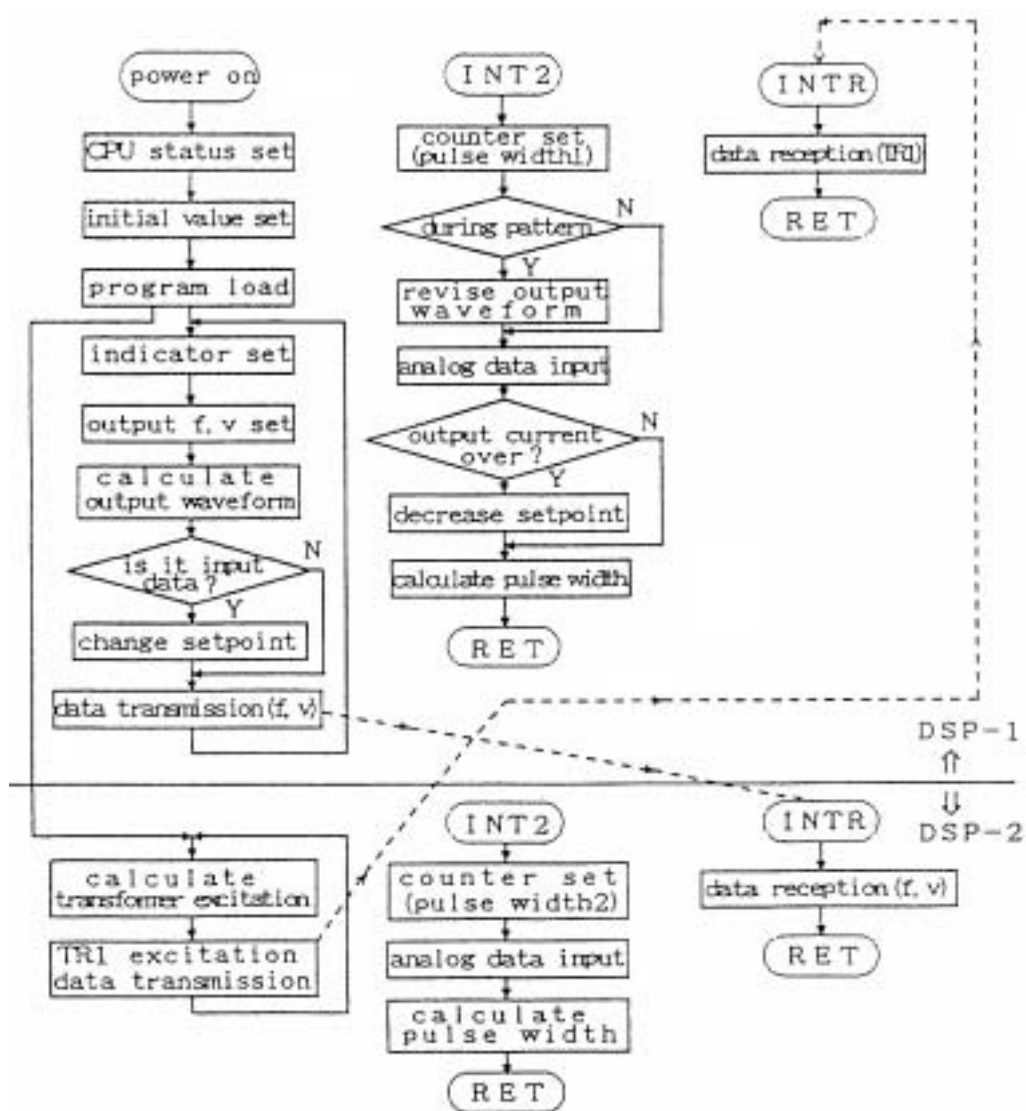


図3-2-14 制御プログラムの概略フロー

図3-2-15は製作した装置の外観で、奥行き 800×幅 750×高さ 1,950 の制御盤3面で構成し、左端の制御盤に所要の出力波形などの設定、操作、表示を行う機構と、観測用のオシロスコープ等を配置している。図3-2-16および17は装置の内部構造である。

図3-2-18より20は、各種の電源変動を発生させた事例で、指定される高調波含有率の電圧波形ひずみを正確に発生させ、また、任意の電圧変動を発生させる事が出来ている。また、コンデンサ入力方式の整流器のように非線形性の高い負荷であっても正確な波形制御を行うことが出来、デッドビート制御の成果は顕著であった。



図3-2-15
電源障害試験装置
の外観



図3-2-16 電源障害試験装置内部



図3-2-17 サイリスタスタック
および制御ボード

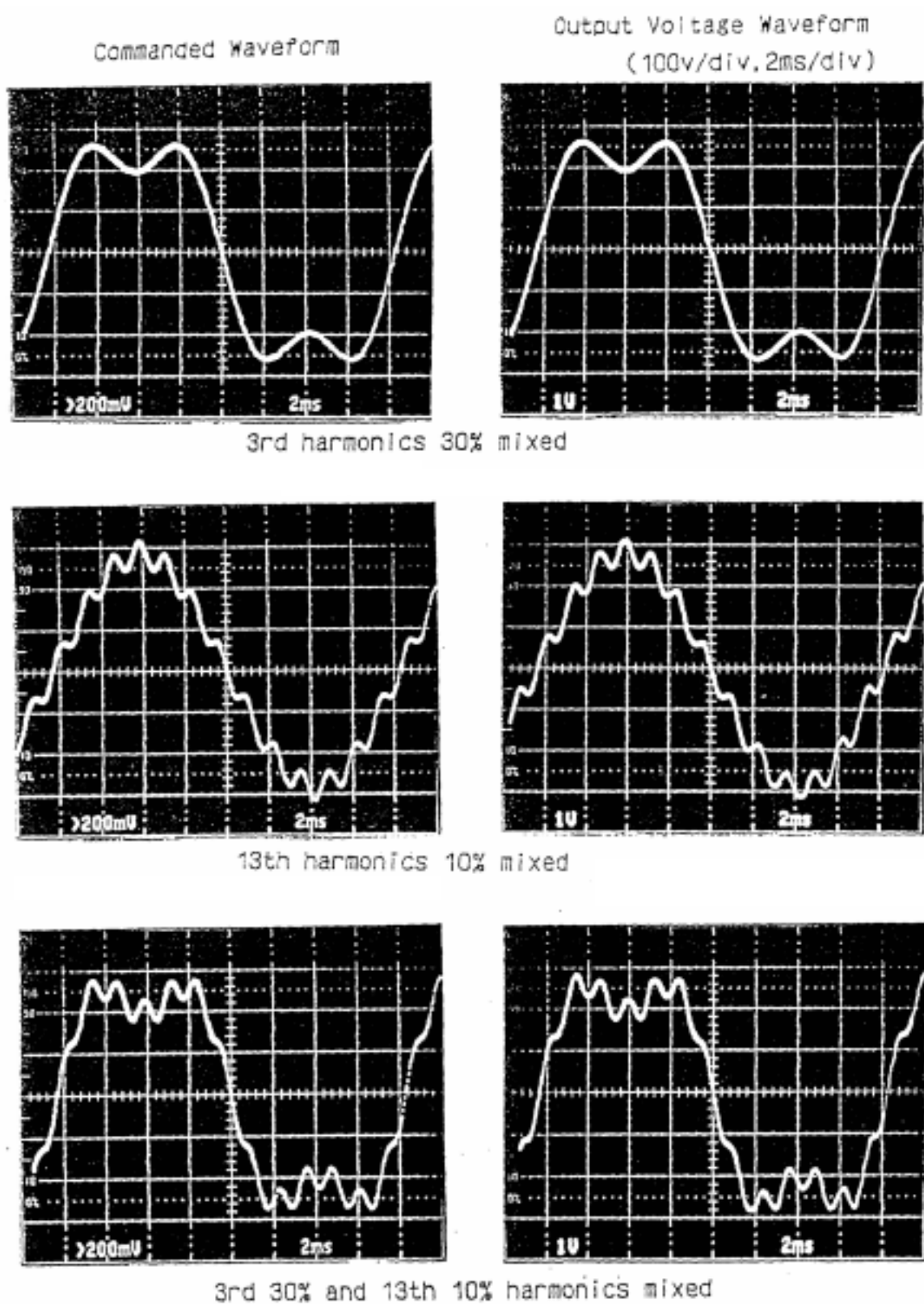
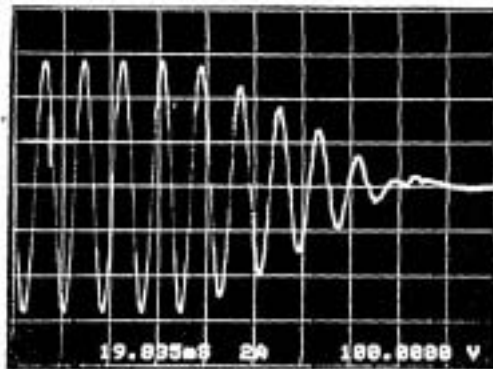


図3-2-18 発生させた歪み波の例

[Slow down 5 cycles]



[Quick Stop 0.2 cycle from peak]

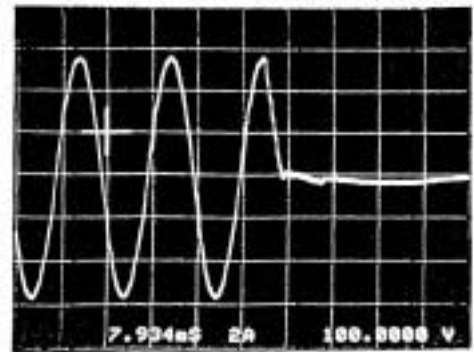
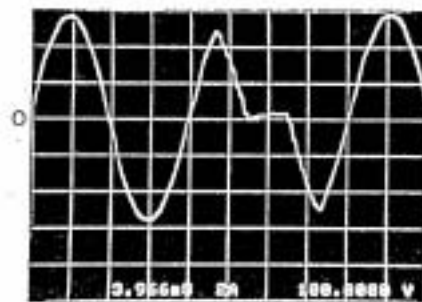
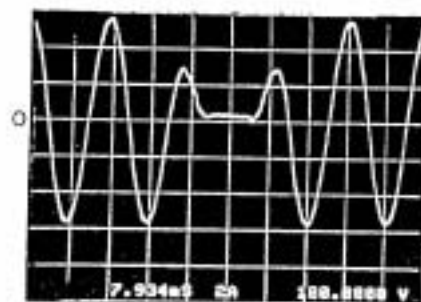


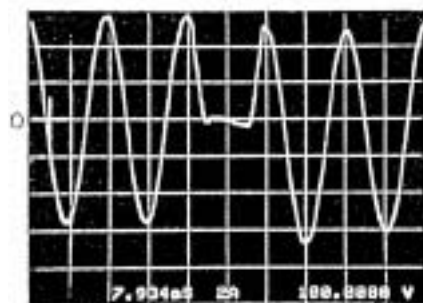
図3-2-19 発生させた完全停電に至る変動の例



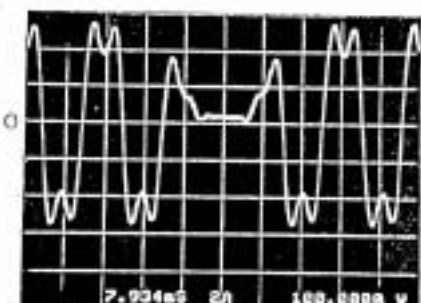
Instantaneous power failure
(short time)



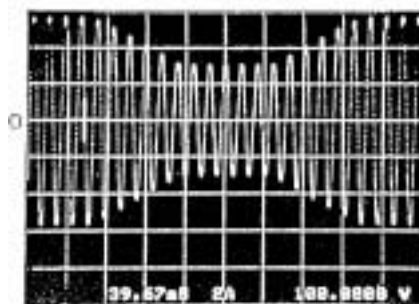
Instantaneous power failure
(short time)



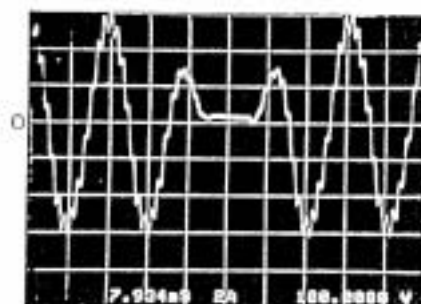
Instantaneous power failure
(short time)



Instantaneous power failure and
3rd harmonics 30% mixed



Instantaneous power failure
(short time)



Instantaneous power failure and
13th harmonics 10% mixed

図3-2-20 発生させた各種の電圧変動の例

3-2-7 本節のまとめ

上述のように，高周波スイッチングを用いるインバータをデッドビート制御し，出力電圧の瞬時値を極めて高精度に制御し，要求される機能・性能を十分に満たし，顧客はもちろん，工業会でも高い評価を得た[152]．

高周波スイッチングとデッドビート制御の成果は極めて顕著で，このような「高周波スイッチングとアドバンス制御の融合」が，パワーエレクトロニクス装置の高性能化には強力な手段であることを示した．

パワーデバイスの高周波性能とマイクロプロセッサは今後も進歩が期待されるので，高周波スイッチングと高速の離散値制御を基盤にしたアドバンス制御の応用はさらに容易になり，アドバンス制御の応用が加速されるものと思われる．今後の高性能パワーエレクトロニクス装置の基本的な形態を示すものと言えよう．

3-3 高周波スイッチングを用いた誘導電動機のベクトル制御

3-3-1 研究の背景

高周波スイッチングを利用して高度の制御を行っているものとして誘導電動機のベクトル制御がある。これは誘導電動機のインバータドライブの分野で、制御範囲の広いPWM制御と、高度の制御理論を組み合わせ、大きな発展を遂げた技術で、直流機の電機子電流のような出力トルクに直接関連する電流量がない誘導電動機を駆動する場合、その出力トルクを間接的に演算推定し、それを利用して出力トルクを制御することが基本である。今日ではトルク制御だけでなく、速度センサーを利用せず電動機速度を精度良く制御できる速度センサーレスベクトル制御まで実用化されており、直流機時代を超える高度の電動機制御が可能となっている。

特徴のあるいくつかの基本的な方式があり、また、制御に必要な電動機パラメータの同定や、外乱オブザーバの利用、モデル規範型制御など、各種の制御技術が多数応用されており、高周波スイッチングの利用と制御技術の融合の代表的な事例である [2-3][3-6]。筆者らはこのベクトル制御の研究開発にも携わり、主として瞬時空間ベクトル制御理論を応用したベクトル制御についていくつかの研究を報告した [1-5][3-4][3-5][3-7]。

ベクトル制御の方式、関係する内容は極めて多岐に亘り、それらを網羅することは簡単でないのでそれぞれの詳細は割愛し、高周波スイッチングの利用と瞬時空間ベクトル制御の組み合わせにより、高速トルク制御を実現した基礎的な試みを中心に紹介する。

3-3-2 研究の狙いと主要内容

この研究では、

- (a) 誘導電動機の出力トルクを簡易に高速制御すること、
- (b) 出力トルクリップルを少なくすること、
- (c) そのために必要となる高周波スイッチングは瞬間的には利用するが、平均的なスイッチング周波数を必要で十分な程度に抑制し、スイッチング損失の発生を極力低減すること、等を目指した。

そのため、誘導電動機の出力トルクを高速制御する簡易な方法として、長岡技術科学大学高橋 勲教授らの提案になる瞬時空間ベクトル制御理論により1次磁束を指令制御し、得たる1次磁束と1次電流にて固定子側の反力トルクを演算推定して出力トルクを制御する方法[114]を用い、S Iサイリスタを用いた高周波スイッチングインバータを、DSPを用いて高速に演算制御した。

この制御方式は、一定周波数のキャリアを用いPWM制御する通常の方式と異なり、1次磁束の制御、あるいは出力トルクなどの制御対象を所要の精度に入れるようにスイッチングするので、スイッチング周波数は一定周波数にはならない。瞬間的なスイッチング周波数は高くなることもあるが、精度を維持するに必要なして十分なスイッチング周波数となり、平均的なスイッチング周波数はかなり低くできる利点がある。これによりリップルの少ない高速のトルク制御を行い、また、出力トルク高速制御の機能は損なわずデバイスのスイッチング周波数の平均値を下げ、スイッチング損失を低減することを目指した。

3-3-3 制御原理

瞬時空間ベクトル制御の理論、ならびにそれを利用した誘導電動機制御の研究開発については多数の研究発表や開発報告がある [115][116] のでここでは詳細は省略し、利用した制御原理の要点を紹介する。

誘導電動機の1次磁束 Ψ_1 および瞬時トルク T は次式により求められる。

$$\Psi_1 = \int (v_1 - R_1 i_1) dt \quad (3-3-1)$$

$$T = |\Psi_1 \times i_1| \quad (3-3-2)$$

ここで v_1 : 1次電圧瞬時空間ベクトル
 i_1 : 1次電流瞬時空間ベクトル
 R_1 : 1次巻線抵抗

3相電圧型インバータでは1次電圧ベクトル V_1 として図3-3-1 に示す8種類の状態を取ることが出来る。磁束を制御するには図3-3-2に示すように、(3-3-1)式にて求めた磁束ベクトルが磁束の指令値 $|\Psi_1^*| = \phi_1^*$ を半径とする円周上に沿って動くように最適な1次電圧ベクトル V_1 (u, v, w) を選択して行く。

トルクの制御においては、文献 [114] により電動機回転子の磁束に対するすべり角周波数を大きくするほどトルクが増大することが示されており、よってトルクを増大させるときは磁束ベクトルの回転が増加する1次電圧ベクトルを選択する。一方、トルクを減少さ

表3-3-1 3相電圧型インバータの電圧ベクトルの組み合わせ

以組合	0	1	2	3	4	5	6	7
Su	0	1	1	0	0	0	1	1
Sv	0	0	1	1	1	0	0	1
Sw	0	0	0	0	1	1	1	1

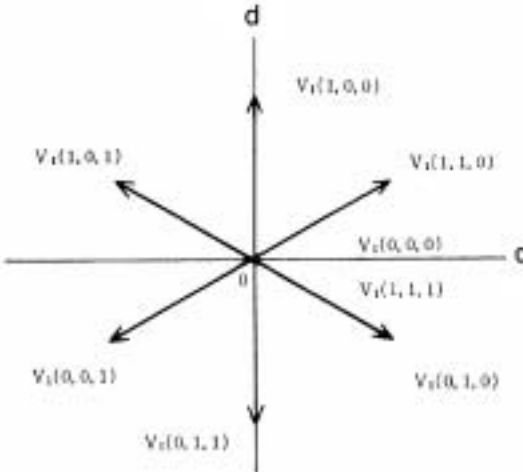


図3-3-1 3相電圧型インバータの出力電圧ベクトル

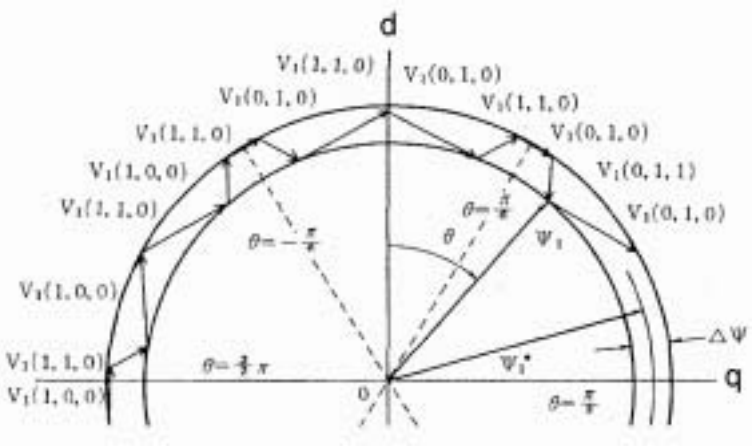


図 3-3-2 出力電圧ベクトルの組み合わせでの 1 次鎖交磁束制御説明図

せるには磁束ベクトルの回転が停止する1次電圧ベクトル, すなわち $V_I(0, 0, 0)$ あるいは $V_I(1, 1, 1)$ を使用する.

以上の手法で磁束とトルク双方を適切な1次電圧ベクトルを用いることにより独立に制御することが出来る.

3-3-4 回路構成

図3-3-3に主回路と制御回路の概要を示す。主回路は3相200V電源をダイオードにて直流に変換し、LCフィルタを通した後、SIサイリスタによる電圧型インバータにて3相電力を作る。インバータの直流側には短絡保護用の限流リアクトルを設け、SIサイリスタには小容量のスナバー回路を使用している。SIサイリスタは1200V 300A定格のもので、主要な特性を表3-3-2に示す。

利用した誘導電動機の定格は、4p 2.2 kW 3φ60Hz 200V 9A 1710 rpm の汎用電動機で、1次抵抗は 0.5Ω と推定した。

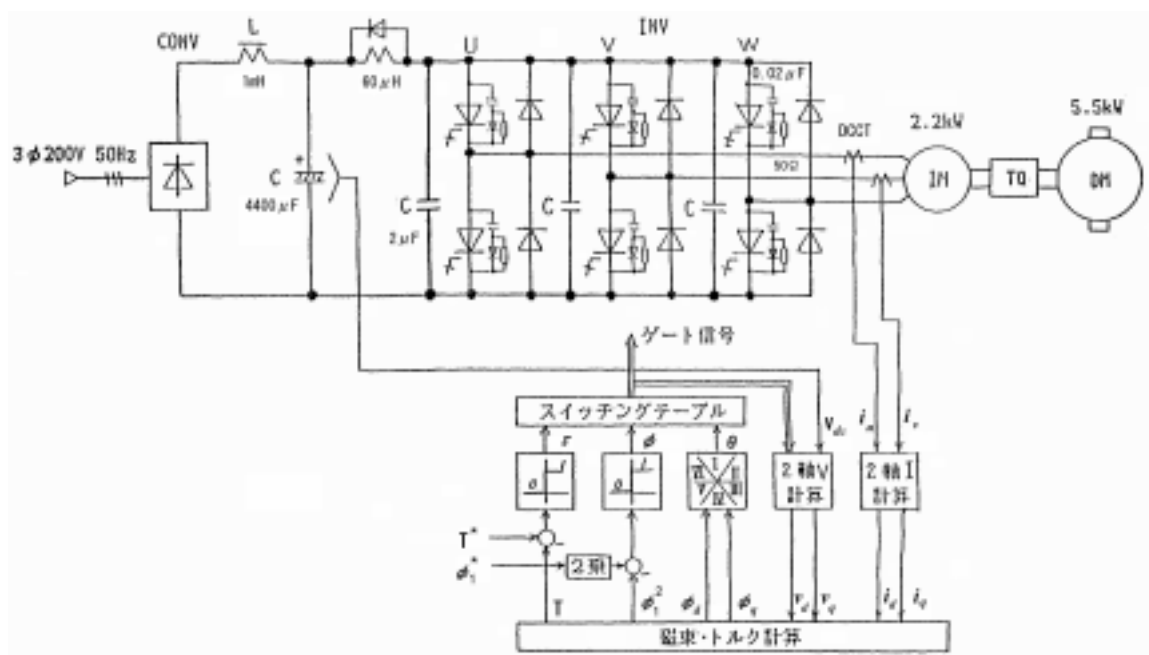


図3-3-3 主回路と制御回路の機能概要

3-3-5 制御回路

制御回路は2個のDSP（TMS320C25）を用い、図3-3-3下部に示すように構成した。この図に示すように、電動機電流 i_u, i_v は、 $i_u + i_v + i_w = 0$ として座標系電流 i_d, i_q に変換する。高周波スイッチングに対応して高速に処理するためこの部分の演算をDSP₂で担当させ、他の演算制御をDSP₁で行わせている。

電動機電圧は、直流電圧 V_{dc} とSIサイリスタがオン状態にあることの情報を用いて推定し、これを電流と同様d-q座標系電圧 V_q, V_d に変換する。

これらの電圧、電流から（3-3-1）（3-3-2）式に基づく以下の式により電動機の磁束 ϕ_1 およびトルク T_1 を算出する。

$$\phi_d = \int (v_d - R_1 i_d) dt \quad (3-3-3)$$

$$\phi_q = \int (v_q - R_1 i_q) dt \quad (3-3-4)$$

$$\phi_1^2 = \phi_d^2 + \phi_q^2 \quad (3-3-5)$$

$$T = \phi_d i_q - \phi_q i_d \quad (3-3-6)$$

(3-3-5) 式で求めた ϕ_1^2 は 2 乗された磁束の大きさの設定値 ϕ_1^{*2} と比較され、コンパレータにより磁束を増加すべきか否かを判別する。これ以前の瞬時空間ベクトル制御を利用したインバータ制御では、コンパレータを用いてヒステリシス巾によりスイッチング周波数の調整を行うのが一般的であったが、この場合は S I サイリスタを用いスイッチング周波数の上限を大幅に高めることが出来たので、コンパレータにはヒステリシスは設けていない。

(3-3-6) 式のトルクも同様にトルク指令 T^* と比較されヒステリシスコンパレータにより過不足を判別する。

これら 2 つのコンパレータ出力と ϕ_d , ϕ_q から磁束ベクトルがどの方向を向いているかの情報により、前述の原理で作成された表 3-3-3 のスイッチングテーブルにて最適な 1 次電圧ベクトル V_1 (u, v, w) を選択する。

この試みでは高周波スイッチングの効果を確かめるのを主目的としているので、ブレーキや、逆回転などのモードは除き、スイッチングテーブルは簡略なものとしている。なお、図面には省略しているが、デバイスのスイッチングに際し必要なデッドタイム時間を付与する回路を介してゲートドライブしている。

図 3-3-4 に両 DSP に分担させているフローチャートを示す。DSP₁ では初期設定に続き、観測用に演算したトルクや磁束を外部に設置した D/A コンバータへ出力する。以後、トルク、磁束の指令値の読み込み、ゲート信号と直流電圧よりの電圧ベクトルの計算、磁束の計算、およびコンパレータ演算、トルクの計算およびコンパレータ演算などを行い、最後にスイッチングテーブルに基づき電圧ベクトル V_1 (u, v, w) を出力する。

演算1サイクルに要する時間は、スイッチング周波数の制限や電流制限動作などを省略してプログラムの簡略化を図ったため、これ以前より大幅に短縮され最小 $12\mu s$ である。

DSP₂は初期設定後タイマーによりDSP₁との演算時間の協調後、電動機電流を読み込んで、 $d-q$ 変換を行い、DSP₁へ出力している。

表3-3-2 使用したSIサイリスタの主要特性

項 目	記号	特 性	単 位	条 件
順阻止電圧	V_{ORM}	1200	V	$I_D=25mA$
逆阻止電圧	V_{RRM}	5	V	$I_R=5mA$
実効電流	I_T	300	A	
$g-r$ 逆電圧	V_{GRM}	>160	V	$I_{RG}=20mA$
on 電圧	V_{TM}	2.6	V	$I_{TM}=300A$
on 時間	t_{gt}	2.4	μs	$I_T=300A$ $I_{GP}=5A$
on 時間	t_{gq}	1.1	μs	$I_T=300A$ $V_D=500V$
臨界電流上昇率	di/dt	>800	A/ μs	$V_{AKP}=600V$
臨界電圧上昇率	dv/dt	>2000	V/ μs	$V_{AKP}=750V$ $V_G=-5A$
熱 抵 抗	$R_{\theta JA}$	0.06	$^{\circ}C/W$	
圧 接 力		750	kg $\cdot$ m	

$T_J=125^{\circ}C$

表3-3-3 出力電圧ベクトル選択テーブル

ϕ, τ		θ					
		I	II	III	IV	V	VI
$\phi=1$	$\tau=1$	$V_1(1,1,0)$	$V_1(0,1,0)$	$V_1(0,1,1)$	$V_1(0,0,1)$	$V_1(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$
	$\tau=0$	$V_1(1,1,1)$	$V_1(0,0,0)$	$V_1(1,1,1)$	$V_1(0,0,0)$	$V_1(1,1,1)$	$V_1(0,0,0)$
	$\tau=-1$	$V_1(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_1(1,1,0)$	$V_1(0,1,0)$	$V_1(0,1,1)$	$V_1(0,0,1)$
$\phi=0$	$\tau=1$	$V_1(0,1,0)$	$V_1(0,1,1)$	$V_1(0,0,1)$	$V_1(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_1(1,1,0)$
	$\tau=0$	$V_1(0,0,0)$	$V_1(1,1,1)$	$V_1(0,0,0)$	$V_1(1,1,1)$	$V_1(0,0,0)$	$V_1(1,1,1)$
	$\tau=-1$	$V_1(0,0,1)$	$V_1(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_1(1,1,0)$	$V_1(0,1,0)$	$V_1(0,1,1)$

I : $-\pi/6 < \theta \leq \pi/6$
 II : $\pi/6 < \theta \leq \pi/2$
 III : $\pi/2 < \theta \leq 5\pi/6$
 IV : $5\pi/6 < \theta \leq 7\pi/6$
 V : $7\pi/6 < \theta \leq 3\pi/2$
 VI : $3\pi/2 < \theta \leq 11\pi/6$

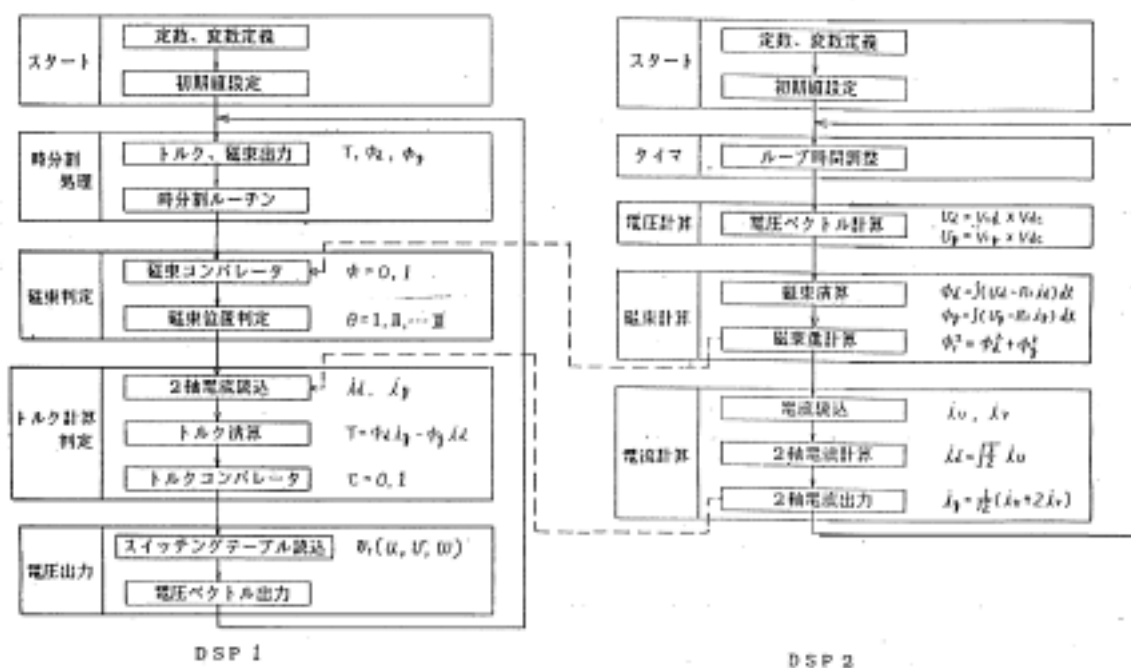


図3-3-4 制御プログラムの概略フロー

3-3-6 試験結果

デバイスのスイッチングに際してのデッドタイムの影響は極めて大きい。この試作でのデッドタイムは約 $1.4\mu\text{s}$ であるが、比較のためGTOサイリスタやバイポーラトランジスタ並のデッドタイム $30\mu\text{s}$ 、平均チョッピング周波数 1kHz での実験も行った。図3-3-5に各部の動作波形を示す。左がこの試作機の演算時間 $T_c=25\mu\text{s}$ 、デッドタイム $1.4\mu\text{s}$ での特性であり、右が比較のために行った演算時間 $T_c=40\mu\text{s}$ 、デッドタイム $30\mu\text{s}$ 、磁束コンパレータヒステリシス 6% での結果である。なおトルクコンパレータのヒステリシスは両者とも零である。

プログラムの演算1サイクルの時間をさらに短縮し、 $T_c=12\mu\text{s}$ までの実験を行った。図3-3-6に回転速度が変化したときの各部波形を、図3-3-7にトルクリップルを、また、図3-3-8に各種の演算サイクルタイムでのトルク指令 T^* に対する演算トルク T のステップ応答を示す。また、図3-3-9は出力電圧の最小パルスの波形で、演算のサイクルタイムと一致した最小オン幅となり、図のように $12\mu\text{s}$ で、瞬間的なスイッチング周波数は最高 83.3kHz に達する。

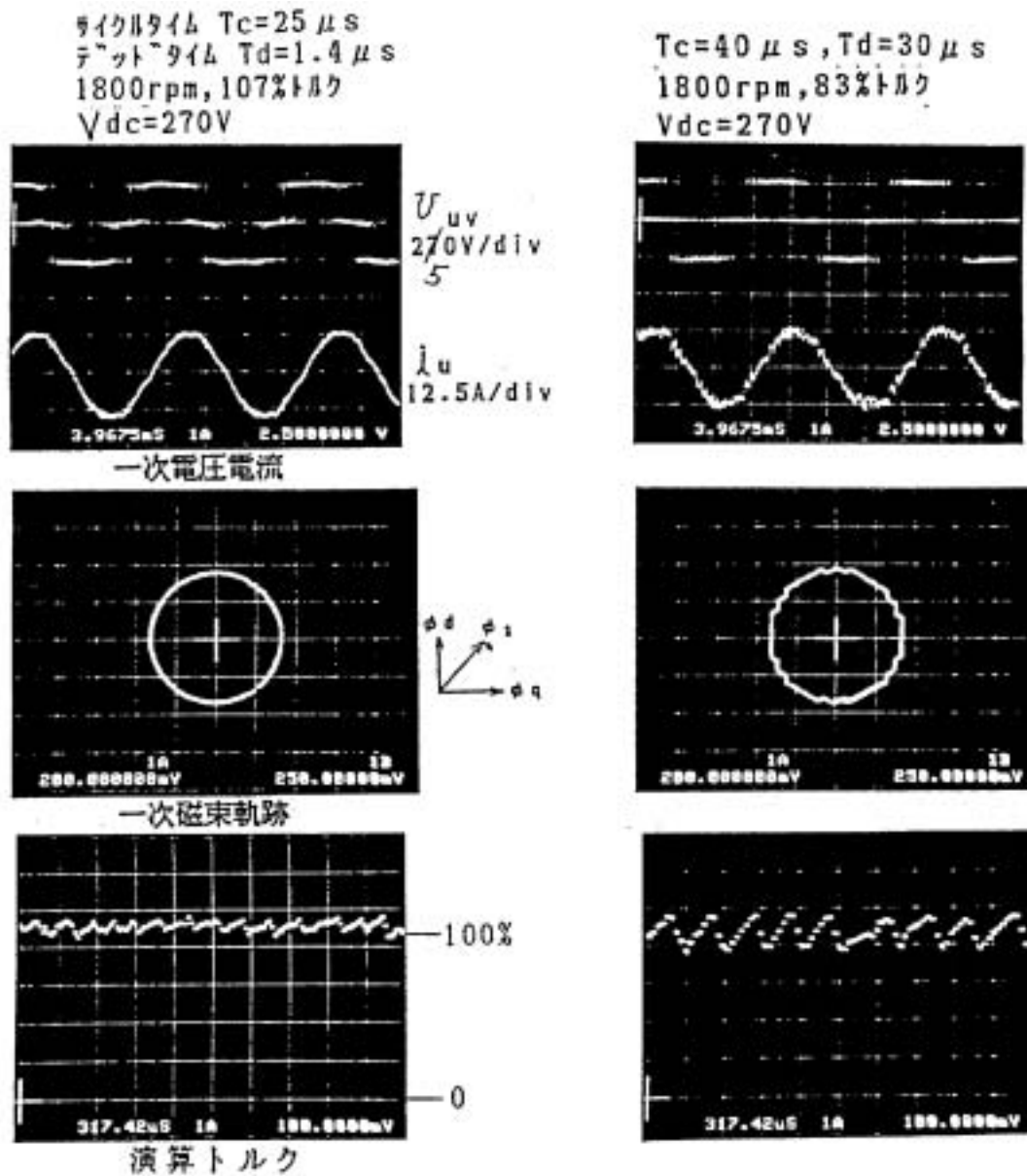
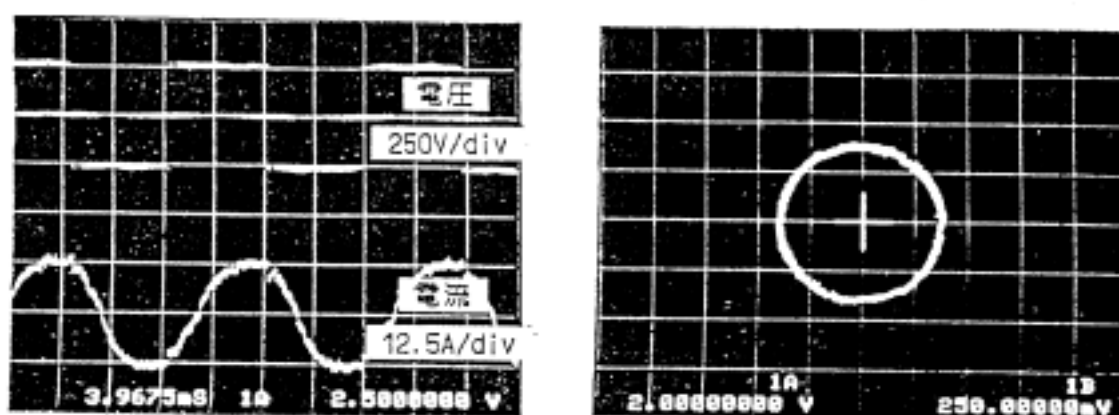
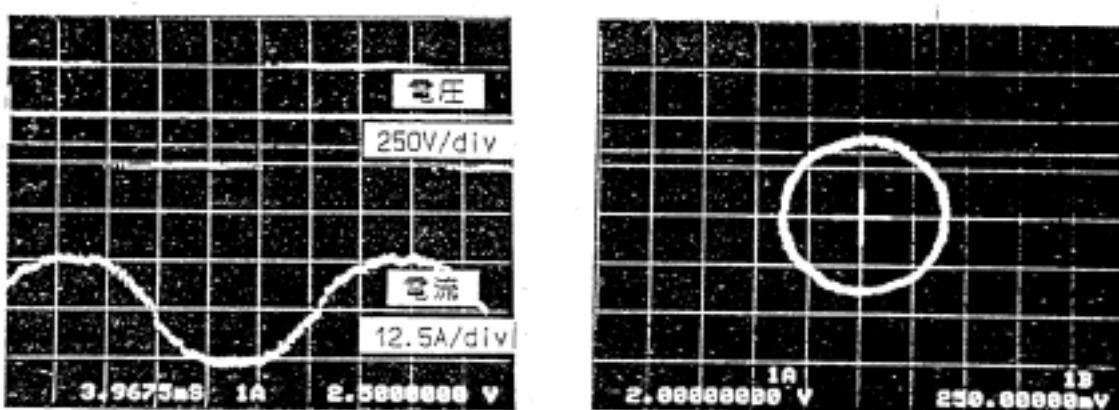


図3-3-5 各部の動作波形

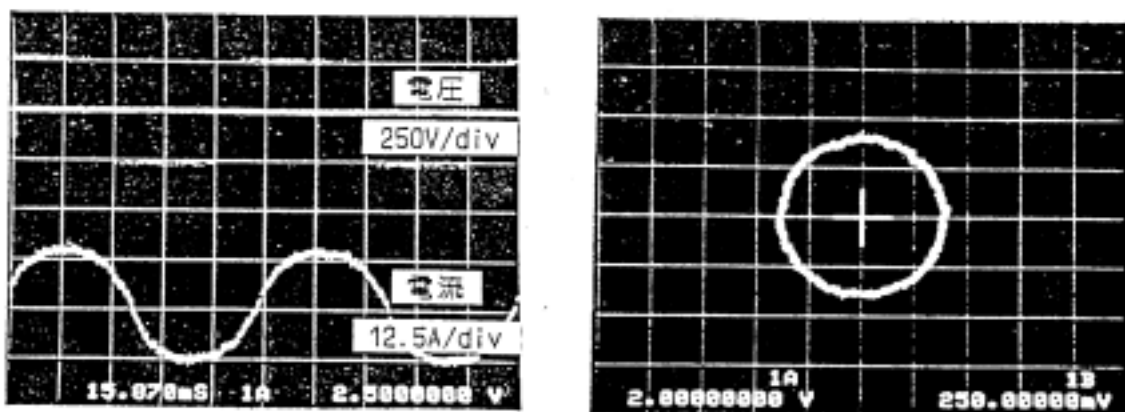
トルクリップルは大幅に減少しており，指令の急変に対する応答も極めて高速である．トルク制御を主体として制御しているので，磁束制御系についてはトルク制御のため特定の1相だけオンオフし，他層が停止している状態があり，高周波化しても電流波形はあまり改良されていないように見えるが，電流 i_u ，磁束 ϕ_1 トルク T の何れの波形もリップルが減少していることが判る．精密計測の結果では，磁束リップルは1%以下であった．



(a) 1800rpm



(b) 1000rpm



電圧・電流

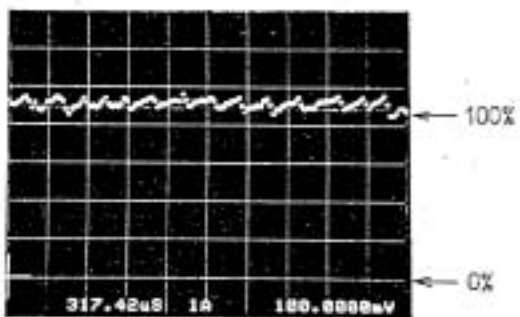
(c) 50rpm

磁束

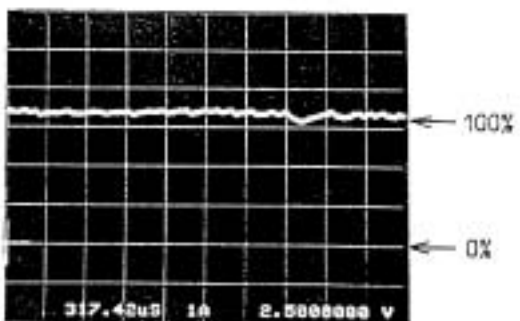
図3-3-6 各種の回転速度での動作波形



(a) $T_c=40\ \mu s$

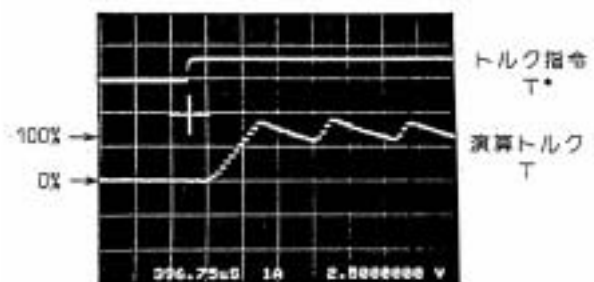


(b) $T_c=25\ \mu s$

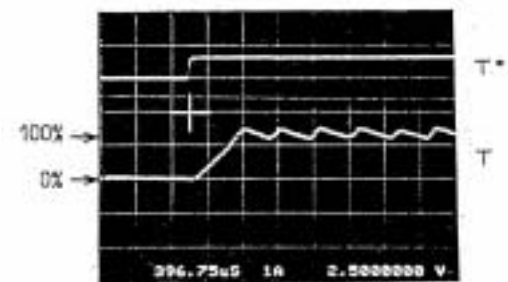


(c) $T_c=12\ \mu s$

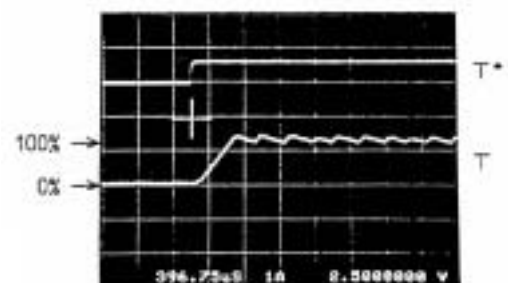
図3-3-7 各種のサイクル時間でのトルクリップル



(a) $T_c=50\ \mu s$



(b) $T_c=25\ \mu s$



(c) $T_c=12\ \mu s$

図3-3-8 各種のサイクル時間でのトルクのステップ応答

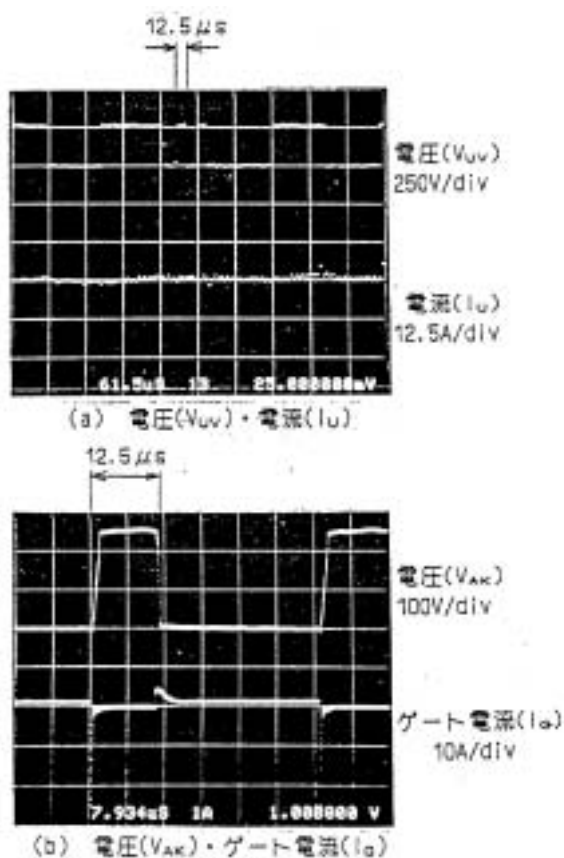


図3-3-9 最小オンパルスでの
電圧・電流波形

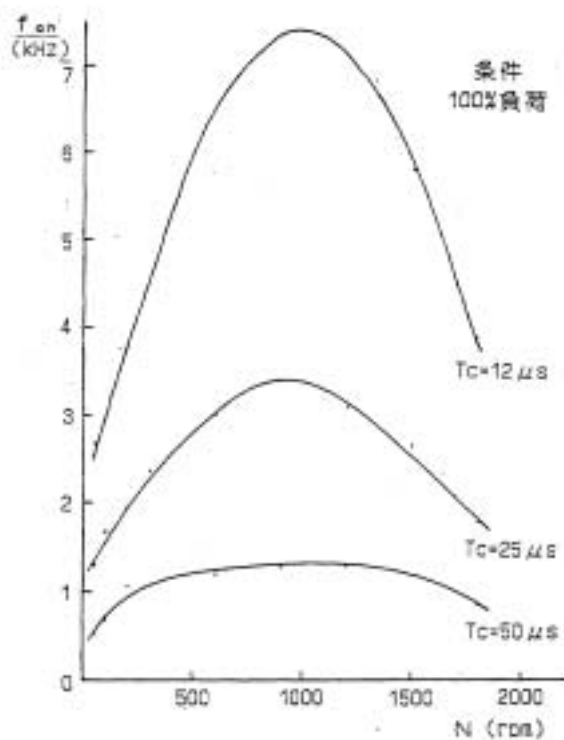


図3-3-10
回転速度に対する
デバイスのスイッチング周波数

線間電圧の最小オン幅は図3-3-9のように 12 μ s で、瞬間的なスイッチング周波数は最高 83.3kHz に達するが、演算のサイクルタイム T_c の変化に対するスイッチング周波数は図3-3-10の通りで、電動機速度により変動する。このように平均的なスイッチング周波数はかなり低い5~6kHz でありながら、高精度、且つ高速のトルク制御を可能としており、目指したスイッチング損失低減にも成果が得られた。

3-3-7 本節のまとめ

以上のように、高周波スイッチングと高速の離散値制御を利用し、瞬時空間ベクトル制御方式を応用した簡素な制御系を用いて誘導電動機の出力トルクを高速に制御し、トルクリプルも大幅に減少することを示し、高周波スイッチングとアドバンス制御を融合することの効果を確認した。

それに併せて、単純に高周波スイッチングを用いて電流波形を改善し、結果としてトルクリプルを低減する一般的な手法でなく、瞬時空間ベクトル制御を巧妙に組み合わせて磁束、あるいは出力トルクなど最終の制御対象を直接制御するように制御系を構成することで、瞬間的には高周波のスイッチングを利用するが平均的にはスイッチング周波数を下げ、所要の制御精度を得られることを示した。

このような制御方法、いわば、必要にして十分な周波数のスイッチングで所要の制御性能を得る手法を用いれば、スイッチング損失低減と制御性能の向上を両立させることが可能となり、特に、大容量の装置では極めて有用である。

電力を対象とするパワーエレクトロニクスでは、徒に腕力に頼るだけでなく、智慧のある制御系を工夫することが、省資源的な観点よりもますます重要になることは当然で、このような取り組みにさらに大きな努力の傾注が必要であろう。

3-4 本章のまとめ

以上述べたように、パワーエレクトロニクス装置の高性能化は、単に効率や波形などの電力変換での特性だけでなく、全体システムの構成要素として要求される制御特性を満たす必要がある。

全体システムの構成は「コントローラ」＋「パワーエレクトロニクス装置」が縦続するのではなく、パワーエレクトロニクス装置自体が制御装置であり、どこがパワーエレクトロニクス装置で何処がシステム制御か区分できないほど完全に一体化した装置となっている。従って、高度の制御特性を得るには、高周波スイッチングにてパワーエレクトロニクス自体の即応性と分解能を高め、アドバンス制御を融合することが肝要となる。

3-2にて、S Iサイリスタの特質を最大限に活用し、極めて高い周波数のスイッチングとデッドビート制御とを組み合わせ、大出力の装置でありながら高度の制御性能を得ることが出来た事例を示し、また、3-3にても、同様にS Iサイリスタの特質を活用して高周波スイッチングの利用と高速の演算制御を基盤に、瞬時空間ベクトル制御を適用して高速のトルク制御を可能としたことを示し、高周波スイッチングとアドバンス制御の融合の効果を明確にした。

応用面での高度化は際限がなく、パワーエレクトロニクスについてもますます高性能化の要求が高まることが予想されるが、高周波スイッチングと高性能のマイクロプロセッサによる制御手段を基盤に、アドバンス制御を活用して対応することが必然的な技術動向である。

本章では上記の研究開発に併せて、単純に高周波スイッチングにアドバンス制御を組み合わせるだけではなく、瞬時空間ベクトル制御を巧妙に組み合わせて最終的な制御対象を直接制御するように制御系を構成し、瞬間的には高周波のスイッチングを利用するが平均的にはスイッチング周波数を下げて所要の精度を得る手法の成果も示した。

如何にパワーデバイスの進歩があろうとも、大容量のパワーエレクトロニクス装置では、デバイスコストを圧縮することが常に重要な命題であり、工業的な有用性を高めるには、このような観点よりの取り組みがさらに重視されねばならない。

4. 究極のAC-AC変換を目指す

PWMサイクロコンバータ

4-1 はじめに

4-1-1 PWMサイクロコンバータを検討する背景

前章にて高周波スイッチングとアドバンス制御を融合することで極限的な性能を達成できることを示した。この取り組みはモータードライブの分野では急速に加速され、誘導電動機のベクトル制御では、IGBTを用いた高周波スイッチングと極めて制御範囲の広いPWM制御を用い、精緻な制御を行い高度の性能を実現している。

このようなインバータドライブでは、3相交流を一旦直流に変換し、得たる直流をインバータを用いて可変電圧可変周波の3相交流に変換するが、近年、電動機の4象限制御や電源高調波の低減のために、図4-1-1に示すようなPWM制御方式のAC/DCコンバータを用いるものが増加している。

前述のように、パワーエレクトロニクスの高性能化は、パワーデバイスのスイッチング速度の高速化を基盤に達成された。図のような電圧型の装置では、出力電圧はパルス状の矩形波になるが、その出力電圧の立ち上がりはパワーデバイスのスイッチング速度で決まるので、スイッチング速度の高速化により立ち上がり (dv/dt) が極めて急峻となり、出力に含まれる高周波成分をさらに高周波化することになった。

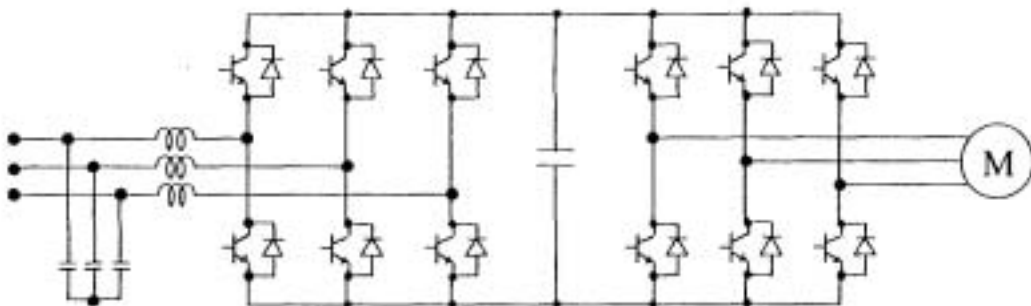


図4-1-1 AC/DCコンバータ+DC/ACインバータ方式

この高い dv/dt を持つパルスが負荷機器に繰り返し印加されるが、配線ケーブルの持つ静電容量と共振して高いピーク電圧を発生して巻線の絶縁劣化を生じたり、また、通常の構成では負荷機器にはコモンモードの電位変動が加わることとなるので、巻線と鉄心との間の静電容量によりアースに対する高周波漏れ電流が増加して電力保安装置の漏電検知装置を誤動作させたり、さらに厄介なことに、軸受けの電触を発生することもある [103] . インバータ駆動の普及はこれらの問題も顕在化させ、なんらかの対応を必要としている。

また、放射電磁波による障害も論議が多く、ある範囲では社会的な問題にもなりつつあるが、パワーエレクトロニクス装置の発生する電磁波の周波数帯域は、問題とされる周波数帯に近づき、扱う電力が大きいため避けて通れない状況にある。

これらの対策としては各種の方策が考えられるが、基本的には発生源で低減することが望ましく、そのために、出力電圧の dv/dt を緩和するソフトスイッチングを行わせることが最も効果的である。

ソフトスイッチングには各種の方法があり、IGBTを用いるものではゲート電流を制御する方法なども提案されているが、当然のことながらスイッチング損失が増大するので大電力の装置に利用には困難がある。第2章にて述べた共振技術を利用する方法は、出力に共振周波数以上の高周波は含まれないので有力な対策であるが、2-6で述べたように、極めて制御範囲の広いPWM制御を行っているものでは、最小出力の幅の狭いパルスと共振利用とを両立させるのに極めて大きな困難がある。

このように高周波スイッチングとアドバンス制御にて達成した高性能化に別の角度よりの問題を生じ、これまでの流れと発想を異にした新たな取り組みが求められている。

4-1-2 3相／3相変換の見なおし

産業用のモータードライブでは3相／3相変換が基本であるが、パワーデバイスの利用より見ると、上述のAC／DCコンバータ＋DC／ACインバータ方式では、一旦最高出力に見合う高い電圧の直流に変換し、その高い直流電圧を繰り返し断続するという些か極端な利用法になっており、デバイスの利用面よりも必ずしも効率的とは言えない。

一方、パワーエレクトロニクスの発展過程を振り返ると、サイクロコンバータと同期電動機を組み合わせ、誘起電圧を利用して負荷転流を行せるサイリスタモータ（いわゆる無整流子電動機、商品名：BLモータなど）がインバータ駆動に先立ち多数利用された経緯がある[2-1] 。

このサイクロコンバータ方式サイリスタモータは、サイクロコンバータの特質よりパワ

ーデバイスの利用度が高く，4象限制御が可能で超低速での特性も優れ，電源周波数の2倍を超える高速運転も行え，また，仮に転流失敗があっても電源転流にて安全に回復しそのまま運転を継続できるなど多くの特徴があり，今日でもなお継続して製作されている。

筆者はこのサイリスタモータの開発・製造に関わり，サイクロコンバータのマトリクス構造に着目し，デバイス開発を期待して交流制御デバイスによるマトリクス構造の変換器を考え特許取得[5-10]するなど検討を続けてきた。

また，多年，応用技術者として，高周波スイッチングとアドバンス制御を融合することによる制御性能の高度化を推進してきたが，その一方で，上述のAC/DCコンバータ+DC/ACインバータ方式での諸問題を予見し，ソフトスイッチングの導入も可能性がある，より良いパワーエレクトロニクスを模索して来た。

これらの観点より，多くの特徴があり，また，逆阻止特性も可能なS Iサイリスタを応用することで簡素な回路構成が実現できるPWMサイクロコンバータに着目した。

4-1-3 PWMサイクロコンバータの開発状況

サイクロコンバータは各種の回路方式があるが，最も簡単なものは，図4-1-2に示すように3φ-3φの如何なる極性の電流も通流を可能とするよう，2個のサイリスタを逆並列に接続した双方向スイッチ9組で構成される。

直流に変換しないのでリアクトルやコンデンサなどの大型のエネルギー蓄積要素は不要である。図4-1-1に示すAC/DCコンバータ+DC/ACインバータ方式では，全体デバイス数は12個で電源より出力に至る通流デバイス数が4個であるのに対し，サイ

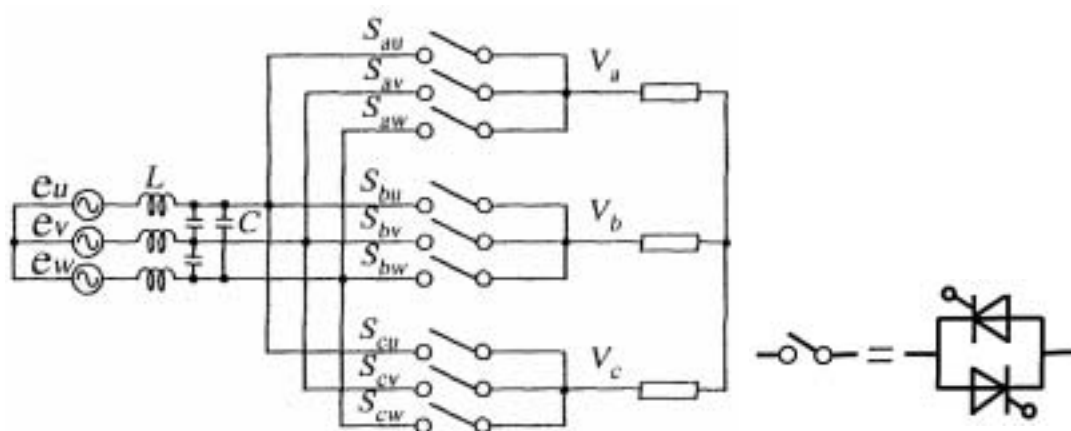


図4-1-2 サイクロコンバータの原理構成

クロコンバータでは全体デバイス数は逆阻止型デバイス18個が必要であるが、電源より出力に至る通流デバイス数は2個で済み、通流デバイス数が半減するので変換効率を改善できるメリットがある。また、全体デバイス数は多いがそれぞれのデバイスは小電流のもので良く、素子全体の定格は却って小さくなるなどの特質を持っている。回路構成は、電源－出力の何れの向きも対称であるから可逆動作が可能であり、完全な4象限変換が出来ることも特徴である。

しかしながら、通常のサイクロコンバータでは、出力電圧波形は電源電圧波形の組み合わせとなるので高周波出力では波形が悪く、実用的な出力周波数は電源周波数の $1/3 \sim 1/2$ に制限され、電源側の力率が低く、また、電源側に特異な高調波を発生するなどの問題もある。そのため、これまでは大出力電動機駆動や、超高速リニアモーターカー駆動などの大容量でしかも比較的低周波での特殊な用途に限られていた。

図4-1-2のサイリスタの部分にターンオフデバイスを用い、PWM制御を行えるように構成したPWMサイクロコンバータについては、これまでも多くの試みがなされている。すなわち M.Venturini 氏らによる「マトリクスコンバータ」と名付け提案されたGTOサイリスタを用いる基礎的な提案[123]～[126]を嚆矢として、入出力電圧比を高めた P.d.Ziogas 氏らなどの提案[128]～[132]や大熊・石田氏らの提案[133][134]があり、空間ベクトル理論を用いて入力電流あるいは出力電圧波形を改善した大熊らの研究 [135]があり、電源変動などに即応するオンライン制御については石黒氏ら[136]と、G.Roy 氏ら[137]の研究などがあり、そのほかにも空間ベクトルを利用する各種の方法が提案されている[138][139]。

しかしながら、これらの方法はそれぞれの段階で改良されているものの、良好な入力電流波形と出力電圧波形を同時に得ることが困難であったり、電源電圧の変動に対して難点があったり、電源電圧に非対称あるいは歪みが大きいときに入力電流を正弦波にするのが困難などの課題があり、実用的なレベルに到達するはさらに改良の必要があった。

4-1-4 PWMサイクロコンバータへの取り組みと狙い

以上を要約すれば、PWMコンバータ+PWMインバータ方式に比べ、PWMサイクロコンバータは下記のような特徴を有している。

- (1) PWMコンバータ+PWMインバータの直流段での平滑コンデンサやリアクトルのようなエネルギー蓄積手段が不要である。
- (2) デバイスの総数は18個でPWMコンバータ+PWMインバータの12個より多

いが、デバイスのス容量は小さくデバイス総容量は理論的には小さくて済む。

すなわち、PWMコンバータ+PWMインバータの場合、電流供給は正極性・負極性1対のデバイスが通流するのに対し、PWMサイクロコンバータの場合は3対のデバイスによって分担通流するので、電流容量は1/3となる。

従って、PWMサイクロコンバータのデバイスの電圧定格は、PWMコンバータ+PWMインバータに比べ1/0.866となり、各デバイス容量は0.385、デバイスの総容量はPWMコンバータ+PWMインバータに比べ0.57倍で足りる。

(3) 電源より負荷へ直列に通流するデバイスが少ないので、変換効率が高い。

PWMコンバータ+PWMインバータの場合は計4個通流するのに対し、PWMサイクロコンバータでは逆阻止デバイスを利用すると2個で済む。

(4) 常に直流全電圧をスイッチするPWMコンバータ+PWMインバータ方式に比べスイッチング周波数が低くても良好な波形が期待できる。

(5) 逆阻止型のデバイスが利用出来れば回路構成が簡単で、また、通電損失を低減することが可能となる。

なお、4象限制御が容易であること、電源よりの入力力率を高く出来ること、入出力の波形制御も行えることは、PWMコンバータ+PWMインバータ方式と同様である。

一方、PWMサイクロコンバータでの欠点・課題は下記のようなものがある。

(a) 逆阻止特性を持つ高周波デバイスが必要。

汎用性より電圧型の利用が多いことと、逆導通型デバイスが高周波特性の向上に好都合であったことが相俟ってほとんどが電圧型という現状になり、それがまた逆阻止デバイスの生産衰退・入手難をもたらしている。

(b) スwitchングの際に電圧・電流のスパイクが発生しやすい。

PWMサイクロコンバータでは双方向スイッチであるので、転流時の処理が適正でないと入力側短絡、あるいは出力開放となり、電流スパイクあるいは電圧スパイクが発生する。

(c) 最大入出力電圧比 v は0.866が限界である。

汎用電動機の利用などに若干不便がある。

(d) 高速のオンライン制御が不可欠。

前述のように入出力間にエネルギー蓄積手段がないことが特徴であるが、一方、電源電圧の急変などが直ちに出力側に影響する。そのため状態の急変に対応出来る高速のオンライン制御が必要となる。

前述のように、筆者は高速スイッチングに伴う諸問題を懸念し、技術的に成熟したPWMコンバータ+PWMインバータによる変換方式に比べ、なお解決すべき課題が少なくないが、上記の諸問題を解決する一つの手がかりになろうと考え、サイクロコンバータのマトリクス構造の活用に着目し、このPWMサイクロコンバータの実用化研究を続けてきた。

筆者らは、これまでに簡易に最大入出力電圧比 $v=0.866$ を達成する制御方式を提案し、特許も獲得した[1-1][5-9]。そのほか、入力電圧の急変に速応性のある実用的なオンライン制御[1-3][1-4]、また、スイッチの際に電圧・電流のスパイクを発生させないデバイスの点弧シーケンス[4-15][4-17][4-20]の研究開発などを行ってきた。

本論文の4-2では、PWMサイクロコンバータにて出力電圧比 $v=0.866$ を達成する基本制御方式（制御方式Ⅰ）と、中間電圧を利用することで入力電流波形と電源力率を改善できる中間電圧利用制御方式（制御方式Ⅱ）の制御原理を述べ、4-3ではシミュレーションによる特性解析を基に、基本的な特性とキャリア周波数の影響などを示し、4-4では試作装置とその結果を紹介し、4-5にPWMサイクロコンバータの可能性について検討し、4-6にて本章を要約し、高速スイッチングに伴う諸問題を解決する当面の手がかりとすることを提案する。

4-2 PWMサイクロコンバータの制御原理

4-2-1 主回路の構成

図4-2-1にPWMサイクロコンバータの主回路構成を示す。電源入力と出力端子はそれぞれ3相のいずれの端子とも結合されるので、PWMサイクロコンバータはマトリクスコンバータとも通称される。図4-2-1で $S_{au}, S_{av}, \dots, S_{cw}$ は双方向スイッチで、逆阻止型のSIサイリスタ（またはGTOサイリスタなど）を逆並列接続するか、あるいは逆並列ダイオードを内蔵するIGBT（またはトランジスタ）を逆向きに直列接続して構成する。電源入力側の L, C はキャリア周波数成分を除去するためのフィルタである。入力電源側を u, v, w 相、出力側を a, b, c 相、それぞれの相電圧を $e_u, e_v, e_w, V_a, V_b, V_c$ とする。

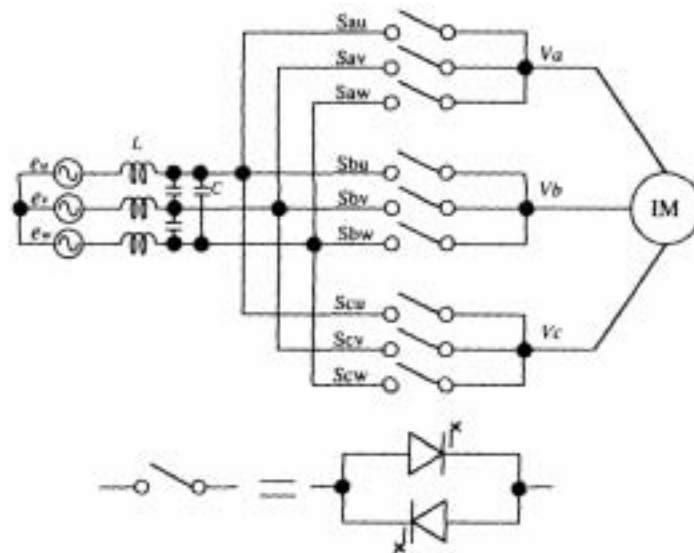


図4-2-1 SIサイリスタを用いたPWMサイクロコンバータ

4-2-2 基本制御方式

筆者らが開発した最大入出力電圧比 $v=0.866$ を得る基本制御方式（制御方式Iと称する）の原理を説明する[1-1][3-16]。

PWMサイクロコンバータの各スイッチ素子は出力電圧制御指令と、3相電源電圧 e_u, e_v, e_w の瞬時位相によってPWM制御される。図4-2-2に出力電圧指令波形の一例と、各状態でのスイッチ群の制御区分を示す。 V_a^*, V_b^*, V_c^* は各相の出力電圧制御指令、 $V_{sa}^*, V_{sb}^*, V_{sc}^*$ は各スイッチ群 S_a, S_b, S_c への出力指令となる線間電圧指令を表す。各相出力電圧指令が一番低い相のスイッチ群は、3相電源電圧のうち一番低い電圧 e_{min}

に接続されるようにオン、オフされる．一方、他の2相のスイッチ群は、線間出力電圧制御指令に応じて電源電圧の最大値 e_{max} と最小値 e_{min} との間でスイッチされる．

なお、

$$e_{max} = \max[e_u, e_v, e_w]$$

$$e_{min} = \min[e_u, e_v, e_w]$$

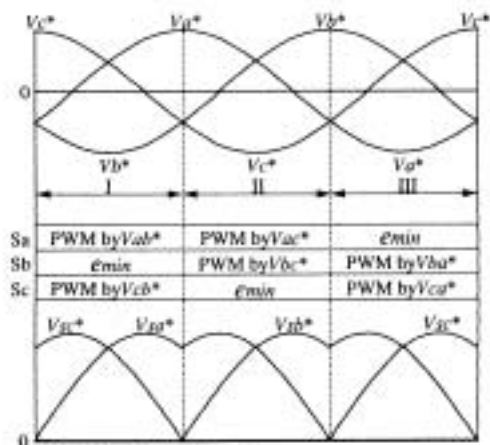


図4-2-2 電圧指令の算定原理

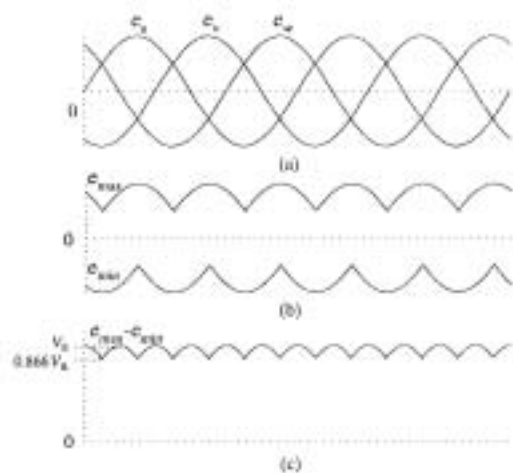


図4-2-3 最大電圧を得る
電源電圧の説明図

この原理を図解すると、図4-2-3 (a) に示す3相正弦波電源電圧波形より、同図 (b) の直流電源電圧 e_{max} , e_{min} が定まる．この e_{min} を基準電圧とすると、同図 (c) の直流電圧が得られる．本制御方式は、この (c) の直流電圧を用いてPWM制御するものである．すなわち、最小入力電源電圧 e_{min} を基準電圧として、出力3相相電圧の指令値が最も低い相は、常に最小電源電圧に接続される．また、出力の他の2相は最大電圧 e_{max} と最小電源電圧 e_{min} との間で、出力線間電圧指令によってPWM制御される．この出力線間電圧指令は、図4-2-4 (a) に示す出力3相相電圧指令 V_a^* , V_b^* , V_c^* より最も低い出力相電圧指令値を基準として選択され、同図 (b) に示すような3相出力線間電圧指令 V_{sx}^* となる．

この基本制御方式で、得られる最大の出力線間電圧の波高値は $e_{max} - e_{min}$ の最小値となり、図4-2-3 (c) に示すように電源線間電圧の0.866倍となる．

この方式では図4-2-5に示すように、キャリア周波数の三角波の振幅を $e_{max} - e_{min}$ で振幅変調するので、電源電圧が変化しても、電源周波数が変化しても出力電圧の平均値

は影響を受けない．しかしながら，この基本制御方式は e_{max} と e_{min} の2相しか利用せず，中間電圧の相には電流が流れないので入力電流波形が悪く，入力力率も低い欠点がある．

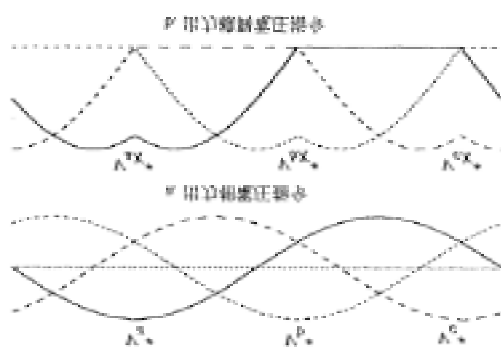


図4－2－4 出力電圧指令

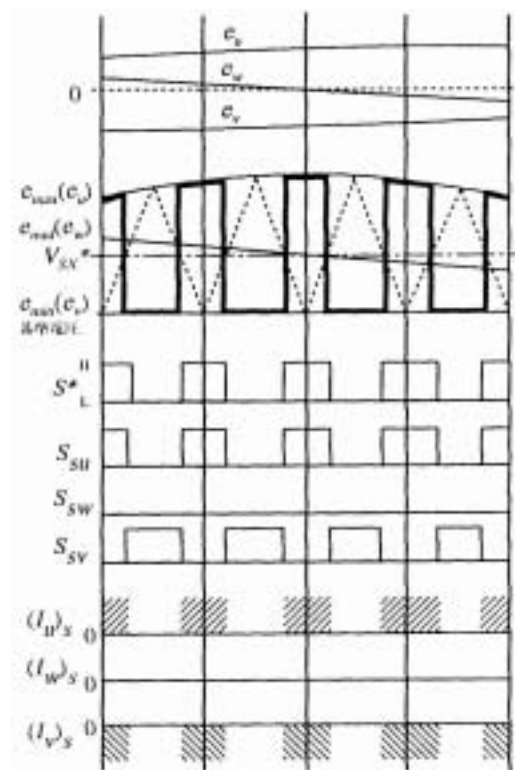


図4－2－5 制御方式Iの原理説明

4－2－3 中間電圧利用制御方式

この制御方式は，基本制御方式で入力電流波形が悪く，入力力率が低い問題を改善するもので， e_{max} と e_{min} の2相間でスイッチさせるのではなく，中間電源電圧相 e_{mid} を経由してスイッチさせるものである．中間電源電圧相 e_{mid} を利用することで入力電流を中間電源電圧相にも分配し上記の欠点を低減する．（制御方式IIと称する）[1-2][3-17]

なお，

$$\begin{aligned} e_{max} &= \max [e_u, e_v, e_w] \\ e_{mid} &= \text{mid} [e_u, e_v, e_w] \\ e_{min} &= \min [e_u, e_v, e_w] \end{aligned}$$

入力電流を2相に分配し，入力電流の波形を制御するためには2相の電流指令値が同一の極性を持つことが必要である．したがって，図4－2－6に示すように中間の電流指令値の極性によって基準となる電圧を変更する．

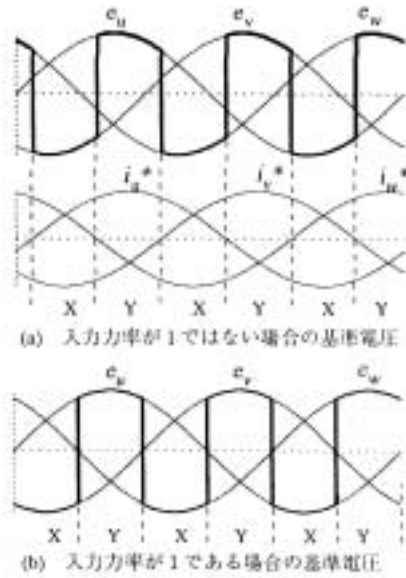


図4-2-6 基準電圧の説明

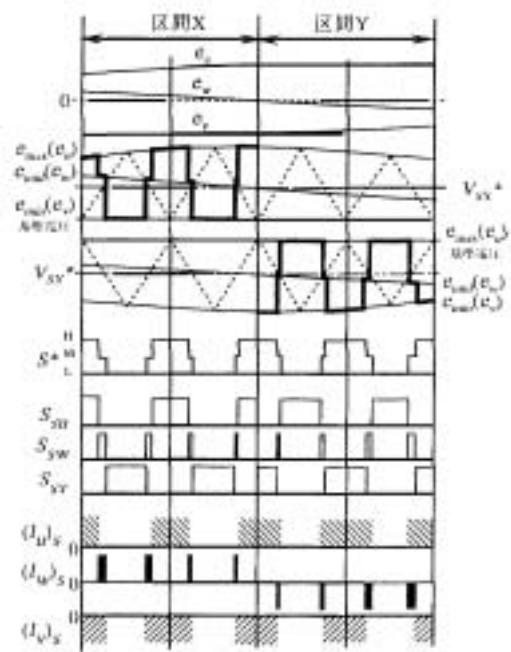


図4-2-7 制御方式Ⅱの原理説明

同図(a)で、 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* は3相正弦波入力電流指令で、太線で基準電圧を示している。通常は入力力率1が望まれるので、 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* と e_u 、 e_v 、 e_w の位相差を零とする。その場合は、基準電圧は図(b)のように中間電圧の極性によって変化する。

図4-2-7に「制御方式Ⅱ」の制御法を、入力電流指令値の力率が1の場合について示す。この制御方式では、上記のように中間電源電圧（すなわち中間の入力電流指令値）の極性によって基準電圧が変わる。中間電圧が正の場合には、すなわち図4-2-7の区間Xでは、最小電源電圧が基準電圧として出力相電圧指令値の最も低い相に接続される。中間電源電圧が負の場合、すなわち図の区間Yでは、最大電源電圧が基準電圧として出力相電圧指令値の最も高い相に接続される。

出力の他の2相は図4-2-8に示すような出力線間電圧指令値 V_{sx}^* あるいは V_{sy}^* によって e_{max} 、 e_{min} 、 e_{mid} に接続される。

S^* は出力S相（ $S = a, b, c$ ）のPWM制御を行うスイッチ群のスイッチングパターンであり、 S_{su} 、 S_{sv} 、 S_{sw} は各々の電源に接続する時間を表している。

V_{sx}^* 、 V_{sy}^* はそれぞれ一番低い、あるいは高い出力相電圧指令を基準とした出力線間電圧指令である。 $(I_u)_s$ 、 $(I_v)_s$ 、 $(I_w)_s$ は入力電流中の出力S相の成分である。

中間電源電圧相 e_{mid} に接続されている期間、その中間電源電圧相に分配された電流 $(i_w)_s$ が流れる。

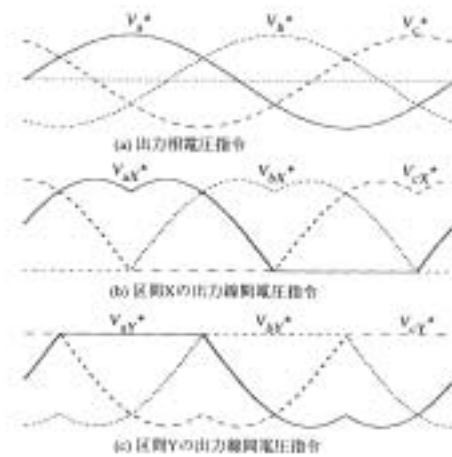


図4-2-8 出力電圧指令

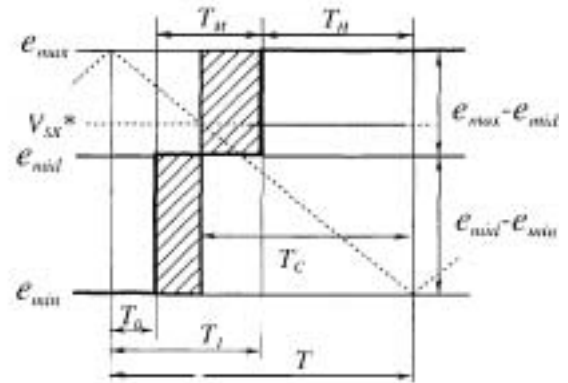


図4-2-9 スイッチングパターン作成法

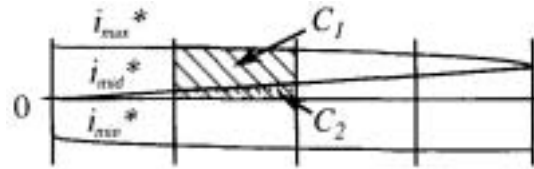


図4-2-10 入力電流分配率

このように、中間電源電圧相に電流を分配して改良を行うことが、中間電圧利用制御方式の目的であり、そのため中間電源電圧相 e_{mid} に接続する時点の決定が重要となる。

図4-2-9に区間Xのスイッチングパターン作成の原理を示す。キャリアに相当の高周波を用いるとすると半周期 T は極めて短い時間であるから電源電圧、出力線間電圧指令値 V_{sx}^* ($S = a, b, c$)、および出力電流は一定と看做し、出力電圧の平均値と入力電流の変化に応じた時間の分配を考慮し、図に太線で示すスイッチングパターンを式(4-2-1)および(4-2-2)より求める。

$$(T_c - T_H)(e_{max} - e_{mid}) = (T_H + T_M - T_c)(e_{mid} - e_{min}) \quad (4-2-1)$$

$$\frac{T_M}{T_H} = \frac{C_2}{C_1} = a \quad (4-2-2)$$

ここで、 T_H 、 T_M はそれぞれ e_{max} に接続する時間、 e_{mid} に接続する時間で、 C_1 、 C_2 は図4-2-10に示すように、それぞれキャリア半周期区間の電流指令値 i_{max}^* 、 i_{mid}^* の面積である。

式(4-2-1)は図4-2-9で e_{mid} より上の斜線部の面積と下の斜線部の面積を等しくする条件で、出力電圧平均値を基本制御方式と等しくするための条件である。

また、式（４－２－２）は、入力基本波力率を１にする条件で、 T_H, T_M の比を C_1 、と C_2 の比に等しくし、電源電圧の変化に対する時間配分を考慮している。 a は入力電流の分配率で、この a を調整することで、入力電流波形と入力力率を制御できる。

この両式を同時に満足するパターンは一意に定まり、基本制御方式の利点を失うことなく、入力電流の波形改善が可能となる。

式（４－２－１）および（４－２－２）より、式（４－２－３）および（４－２－４）が得られる。

$$\frac{(T - T_1)\Delta e_{\max} + (T_1 - T_0)\Delta e_{\text{mid}}}{T} = V_{Sx}^* \quad (4 - 2 - 3)$$

$$\frac{(T_1 - T_0)}{(T - T_1)} = \frac{C_2}{C_1} = a \quad (4 - 2 - 4)$$

ここで、 $\Delta e_{\max} = e_{\max} - e_{\min}$ 、 $\Delta e_{\text{mid}} = e_{\text{mid}} - e_{\min}$

この式（４－２－３）（４－２－４）を整理すると式（４－２－５）（４－２－６）が得られる。

$$\frac{T_0}{T} = 1 - \frac{(1 + a)V_{Sx}^*}{\Delta e_{\max} + a\Delta e_{\text{mid}}} \quad (4 - 2 - 5)$$

$$\frac{T_1}{T} = 1 - \frac{V_{Sx}^*}{\Delta e_{\max} + a\Delta e_{\text{mid}}} \quad (4 - 2 - 6)$$

両式より、 T_0 および T_1 は、図４－２－１１に示すように、 $\Delta e_{\max} + a\Delta e_{\text{mid}}$ にて振幅変調された三角波と、指令電圧 $(1 + a)V_{Sx}^*$ または V_{Sx}^* との交点で求められる。

すなわち、中間電圧利用制御方式では、三角波が $(1 + a)V_{Sx}^*$ より大きいときＳ相は $e_{\min}$ に接続され、三角波が $(1 + a)V_{Sx}^*$ と V_{Sx}^* の間するときＳ相は e_{mid} に接続され、三角波が V_{Sx}^* より小さいときＳ相は $e_{\max}$ に接続される。

なお、 $\Delta e_{\max}$ および Δe_{mid} として電源電圧

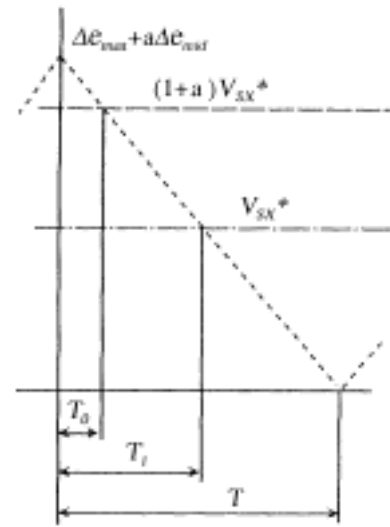


図４－２－１１ パルス切り替え

タイミング決定法説明

の実測値を用いることで、電源電圧の変動にオンラインで対応できる [1-3] [1-4].

式 (4-2-5) (4-2-6) より V_{sx}^* の上限を考察する. V_{sx}^* が大きすぎると, $T_1 < 0$, あるいは $T_0 < 0$ となり, その電圧は出力不能である. したがって, $a \geq 0$ より, $T_1 \geq T_0$ となり V_{sx}^* の上限は $T_0 \geq 0$ の条件により決る. $T_0 \geq 0$ より

$$\begin{aligned} (1+a)V_{sx}^* &\leq \Delta e_{\max} + a\Delta_{mid} \\ \therefore V_{sx}^* &\leq \frac{\Delta e_{\max} + a\Delta_{mid}}{1+a} \end{aligned} \quad (4-2-7)$$

入力力率が 1 と T が小さい時は $a = e_{mid}/e_{\max}$ となり, また, $e_{\max} + e_{mid} + e_{\min} = 0$ となる. 入力電源相電圧のピーク値が V_{IP} とすると,

$$\begin{aligned} \frac{\Delta e_{\max} + a\Delta_{mid}}{1+a} &= \frac{e_{\max} - e_{\min} + \frac{e_{mid}}{e_{\max}}(e_{mid} - e_{\min})}{1 + \frac{e_{mid}}{e_{\max}}} \\ &= \frac{e_{\max}^2 + e_{mid}^2 - (e_{\max} + e_{mid})e_{\min}}{e_{\max} + e_{mid}} = \frac{e_{\max}^2 + e_{mid}^2 + e_{\min}^2}{-e_{\min}} \\ &= \frac{1.5V_{IP}}{\sin(\omega_i t + \theta)} \geq \frac{3}{2}V_{IP} = \frac{\sqrt{3}}{2}\sqrt{3}V_{IP} = 0.866V_{IL} \end{aligned}$$

となり, 式 (4-2-7) 右辺の最小値は $0.866 V_{IL}$ で, V_{sx}^* の最大値は, 基本制御方式同様, $0.866 V_{IL}$ である.

なお, 入力力率を 1 としないときは $a \neq e_{mid}/e_{\max}$ であるから $0.866 V_{IL}$ にはならない. 区間 Y についても出力線間電圧指令値 V_{sy}^* を用い, 同様にスイッチングパターンを作る.

この制御方式では, キャリア半周期にて電源電圧, 出力線間電圧指令, および出力電流は一定と看做しており, 実際は若干の誤差を生じる. キャリア周波数が高いほどこの誤差は小さくなる. キャリア周波数の影響については後述する.

図 4-2-1 2 にスイッチングパターンの波形例を, 図 4-2-1 3 に各出力電圧の理論的な波形を示す. 基本制御方式と同様, $V_a + V_b + V_c = 0$ ではなく, 出力相電圧

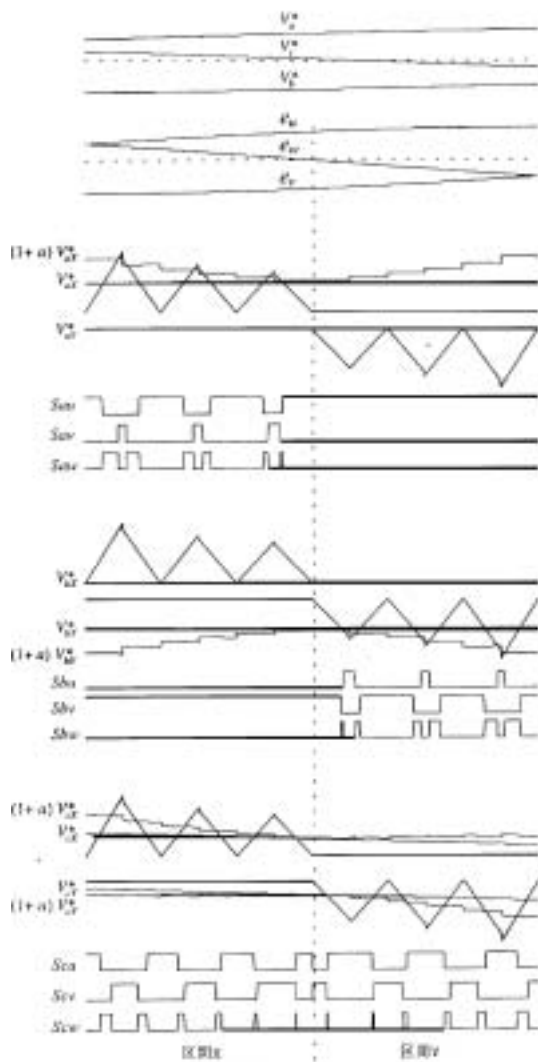


図4-2-12 制御方式Ⅱでの
スイッチングパターンの例

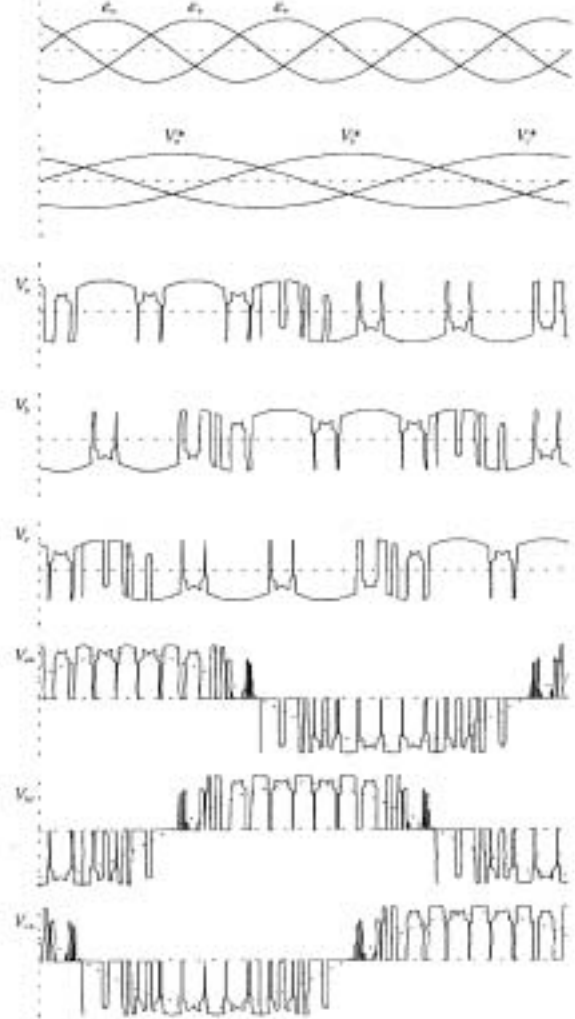


図4-2-13 制御方式Ⅱでの
出力電圧波形の例

V_a, V_b, V_c は3相對称の正弦波電圧でないが，出力線間電圧 V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} の平均値は3相對称の正弦波電圧となる．

この中間電圧利用制御方式では，出力S相（ $S = a, b, c$ ）が入力電源電圧に接続される順序（転流順序と称する）は， $e_{min} \rightarrow e_{mid} \rightarrow e_{max} \rightarrow e_{mid} \rightarrow e_{min} \rightarrow e_{mid} \rightarrow \dots$ である．三角波の半周期では， $e_{min} \rightarrow e_{mid} \rightarrow e_{max}$ の順で転流し，基本制御方式よりスイッチング回数は増加するが，常に電圧差が最も小さい相へ転流しているので，全体のスイッチング損失は大差ない．

このように提案する制御方式は、

- (1) これまでのPWMサイクロコンバータに比べ計算方式が簡単である.
- (2) 入力電源電圧, 周波数の変動や, 電源波形歪みがあっても, 出力の電圧や波形制御が可能.

など基本制御方式の特徴を損なわず, さらに, 中間電圧利用制御方式では

- (3) 効率を悪化することなく, 入力電流波形と入力力率を改善できる.
- (4) 電源電圧の非対称性, 波形歪み, 電圧変動, さらに周波数変動があっても入力電流波形には影響しない.

などの特徴を加えることが出来る.

4-3 PWMサイクロコンバータの動作と特性解析

4-3-1 解析の方法

図4-3-1に解析に使用した回路モデルを示す[1-2]．電源入力側の L, C はキャリア周波数成分を除去するフィルタで， R_{out}, L_{out} はそれぞれ負荷の抵抗分，およびインダクタンスである．図のように，電源側フィルタを通った後のコンバータ入力電圧を V_u', V_v', V_w' ，コンバータ入力電流 I_u', I_v', I_w' ，電源側フィルタコンデンサへの電流を I_{cu}, I_{cv}, I_{cw} などのように定めると，コンバータ入力電流 I_u', I_v', I_w' は式（4-3-1）で，コンバータ出力線間電圧 V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} は式（4-3-2）で表される．ここで， $s_{au} \sim s_{cw}$ はスイッチング関数で，スイッチングは理想的に行われるものとし，スイッチングパターンがオンのとき1，オフのとき0とする．

$$\begin{pmatrix} I_u' \\ I_v' \\ I_w' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{au} & s_{bu} & s_{cu} \\ s_{av} & s_{bv} & s_{cv} \\ s_{aw} & s_{bw} & s_{cw} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \quad (4-3-1)$$

$$\begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{au} & s_{av} & s_{aw} \\ s_{bu} & s_{bv} & s_{bw} \\ s_{cu} & s_{cv} & s_{cw} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_u' \\ V_v' \\ V_w' \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} s_{bu} & s_{bv} & s_{bw} \\ s_{cu} & s_{cv} & s_{cw} \\ s_{au} & s_{av} & s_{aw} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_u' \\ V_v' \\ V_w' \end{pmatrix} \quad (4-3-2)$$

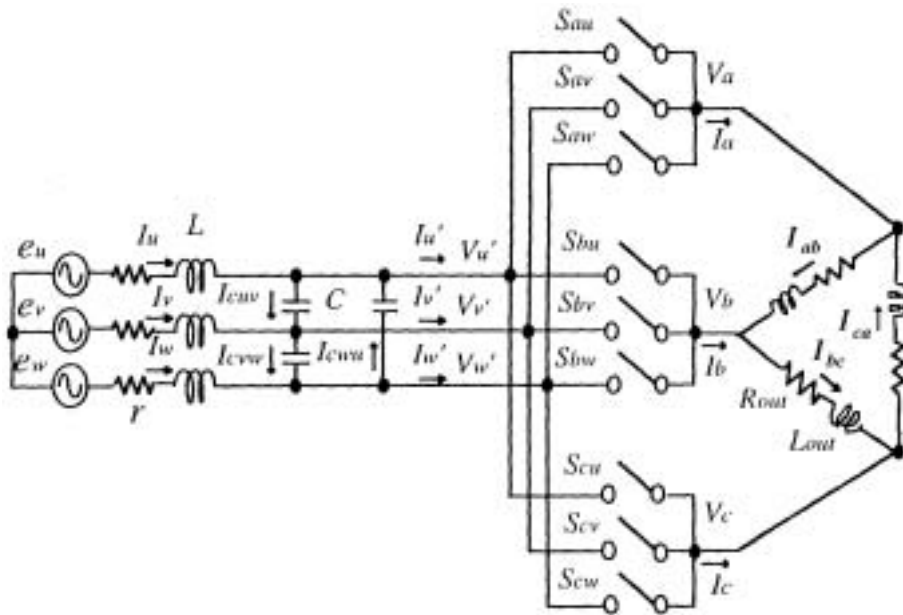


図4-3-1 PWMサイクロコンバータ解析モデルの回路図

また，入力電源よりコンバータまでの電圧方程式は式（４－３－３）（４－３－４）で示される．

$$\begin{aligned} \left(e_u - L \frac{d}{dt} I_u - r I_u \right) &= V'_u \\ \left(e_v - L \frac{d}{dt} I_v - r I_v \right) &= V'_v \end{aligned} \quad (4-3-3)$$

$$\begin{aligned} \left(e_w - L \frac{d}{dt} I_w - r I_w \right) &= V'_w \\ \frac{1}{C} \int I_{cu} dt &= V'_u - V'_v \\ \frac{1}{C} \int I_{cv} dt &= V'_v - V'_w \\ \frac{1}{C} \int I_{cw} dt &= V'_w - V'_u \end{aligned} \quad (4-3-4)$$

（４－３－３）式と，（４－３－４）式を整理し，（４－３－５）式を得る．

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_u &= \frac{1}{L} (e_u - V'_u - r I_u) \\ \frac{d}{dt} V'_u &= \frac{1}{3C} (I_u - I'_u) \\ \frac{d}{dt} I_v &= \frac{1}{L} (e_v - V'_v - r I_v) \\ \frac{d}{dt} V'_v &= \frac{1}{3C} (I_v - I'_v) \\ \frac{d}{dt} I_w &= \frac{1}{L} (e_w - V'_w - r I_w) \\ \frac{d}{dt} V'_w &= \frac{1}{3C} (I_w - I'_w) \end{aligned} \quad (4-3-5)$$

コンバータ出力側の電圧方程式は式（４－３－６）で，これを変形することで，式（４－３－７）が得られる．

$$\begin{aligned}
V_{ab} &= L_{out} \frac{d}{dt} I_{ab} + R_{out} I_{ab} \\
V_{bc} &= L_{out} \frac{d}{dt} I_{bc} + R_{out} I_{bc} \\
V_{ca} &= L_{out} \frac{d}{dt} I_{ca} + R_{out} I_{ca}
\end{aligned} \tag{4-3-6}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} I_{ab} &= (V_{ab} - R_{out} I_{ab}) / L_{out} \\
\frac{d}{dt} I_{bc} &= (V_{bc} - R_{out} I_{bc}) / L_{out} \\
\frac{d}{dt} I_{ca} &= (V_{ca} - R_{out} I_{ca}) / L_{out}
\end{aligned} \tag{4-3-7}$$

前節に示したスイッチングパターンを適用し，図4－3－2のようなフローで数値解析を行う．なお，波形歪みについては，次式のように歪率を基本波実効値に対する高調波実効値の比率で算定した．

$$\text{歪率} = \frac{\text{高調波の実効値}}{\text{基本波の実効値}} = \frac{\sqrt{\text{総実効値}^2 - \text{基本波の実効値}^2}}{\text{基本波の実効値}}$$

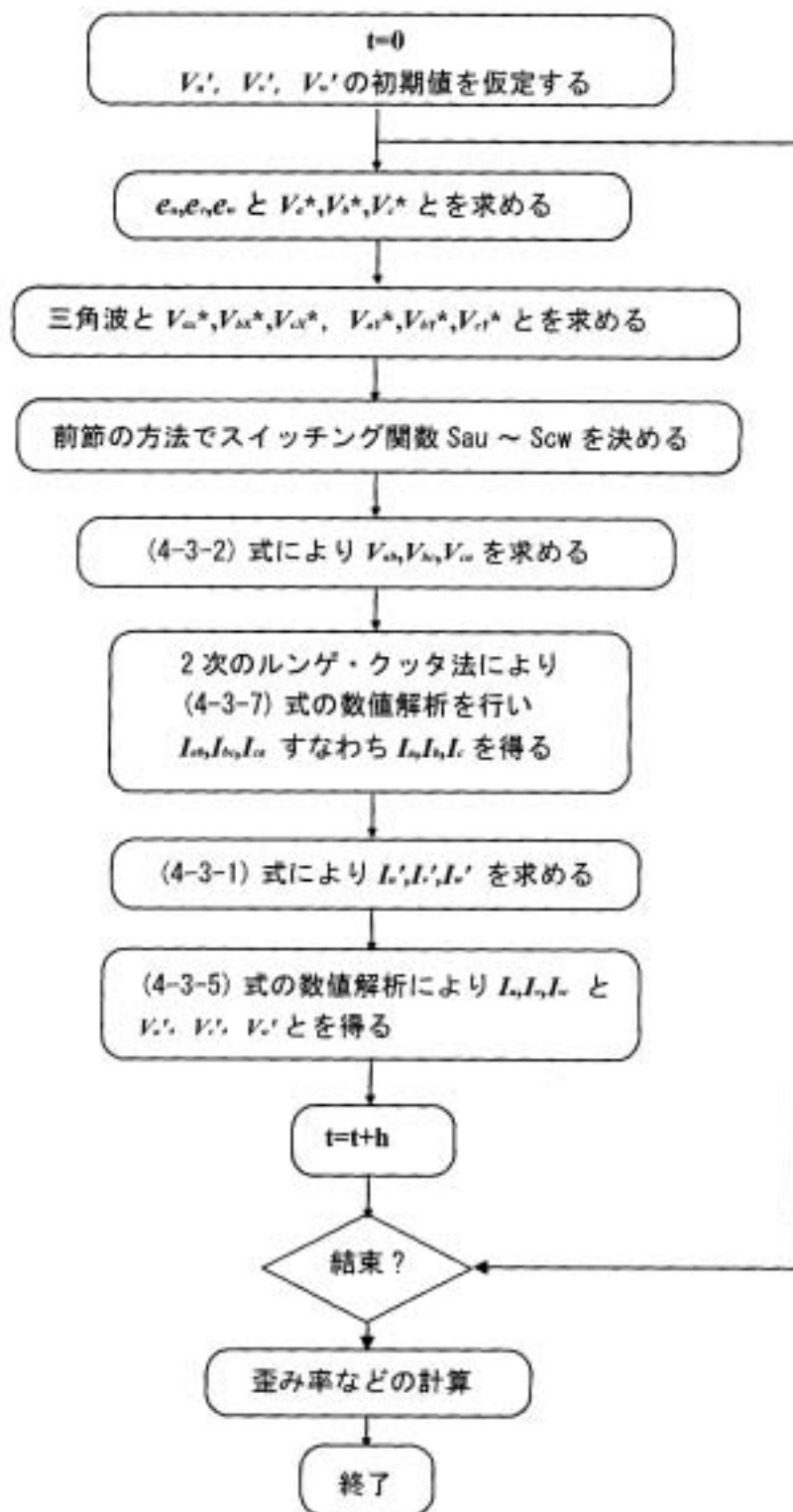


図4-3-2 解析フロー

4-3-2 基本制御方式と中間電圧利用制御方式の特性比較

表4-3-1のパラメータを用い、基本制御方式と中間電圧利用制御方式との両制御方式で、PWMサイクロコンバータの波形シミュレーションを行い特性を比較した。それらの結果を以下各図に示す。

なお、前節同様基本制御方式を「制御方式Ⅰ」、中間電圧利用制御方式を「制御方式Ⅱ」と呼称する。

表4-3-1 シミュレーションに用いたパラメータ

電源電圧	100V
出力電圧指令	80V
電源周波数	60Hz
出力周波数	30Hz
キャリア周波数	2.16kHz
L	0.6mH
C	24 μ F
r	0.8 Ω
R_{out}	20.5 Ω
誘導負荷時の L_{out}	30mH

純抵抗負荷（ $L_{out}=0$ ）と誘導性負荷両者について実施したが、出力電流波形以外は殆ど差がないので、純抵抗負荷の結果は入出力波形のみを図4-3-3に例示し、誘導性負荷の結果のうち、入力電流と出力電流を中心に図4-3-4～図4-3-9に示す。

図4-3-3、および4は入出力波形で、図で明らかなように入力電流波形は「制御方式Ⅱ」がより正弦波に近く、入力電流の歪み率は図4-3-6のように大幅に改善できている。

図4-3-5、および6は入出力電圧、電流の周波数スペクトラムで、「制御方式Ⅱ」では入力電流の低次高調波は極めて少ない。また、両制御方式ともキャリア周波数付近の高調波（入力：2160/60=36 次調波，出力：2160/30=72 次調波）が若干目立つが、低次の高調波は「制御方式Ⅱ」ではかなり少なくなっている。

電源入力力率は、入力電流がより正弦波に近いので「制御方式Ⅱ」では「制御方式Ⅰ」に比べ、約10%程改善されている。

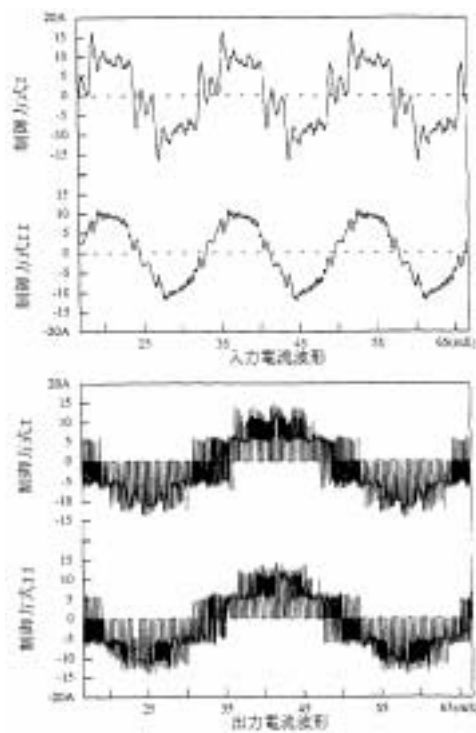


図4－3－3 抵抗負荷での
入出力電流波形

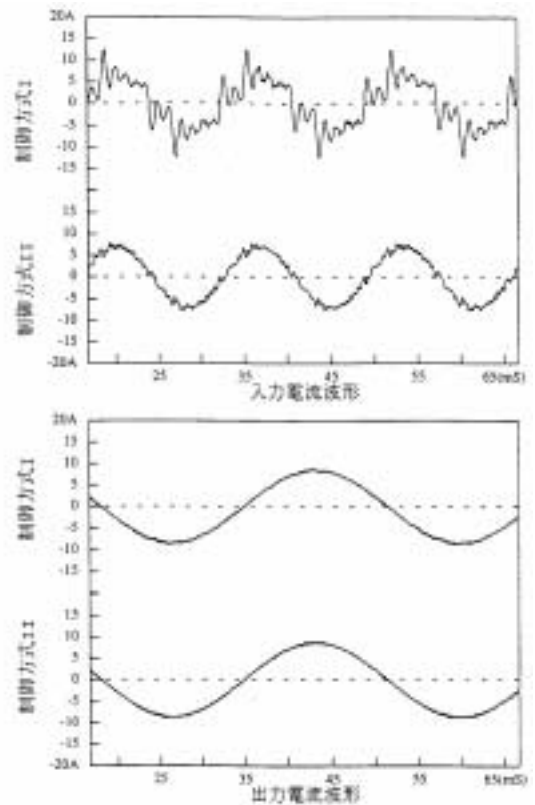
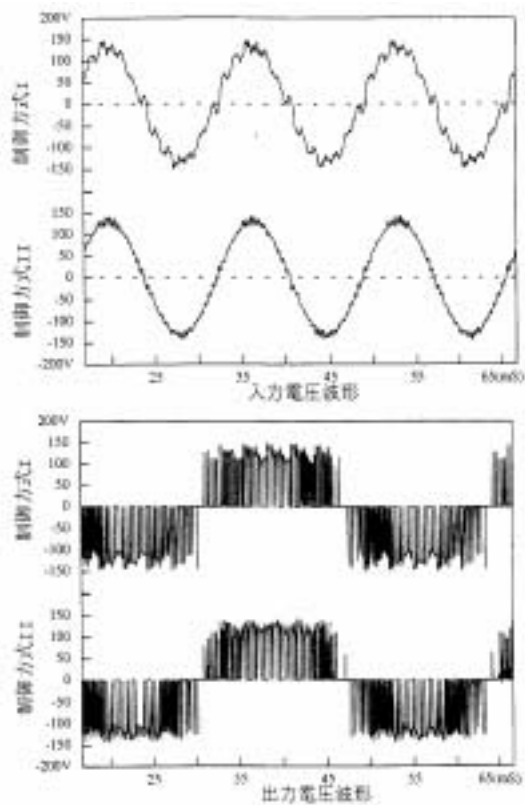


図4－3－4 誘導負荷での入出力電圧・電流波形

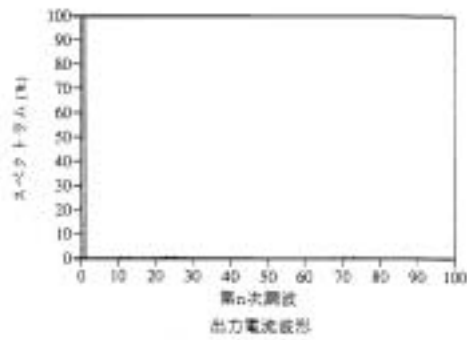
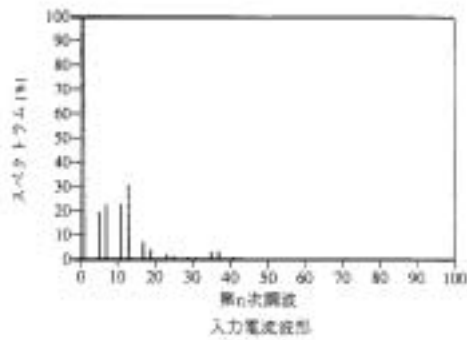


図4-3-5 制御方式Iでの
誘導負荷時の入出力電流のスペクトル

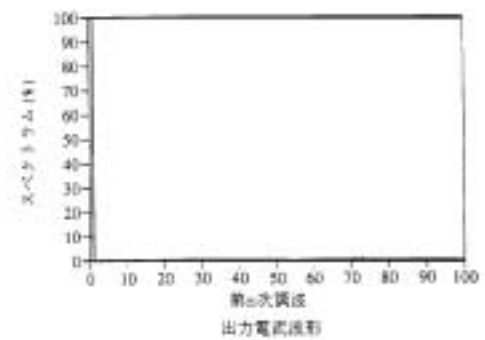
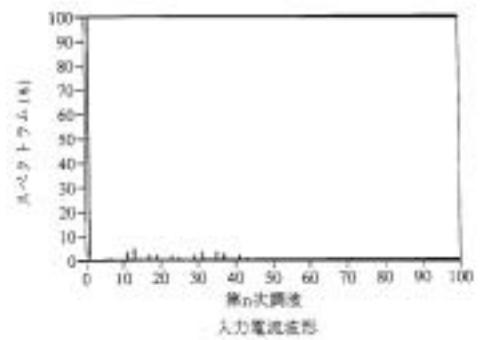


図4-3-6 制御方式IIでの
誘導負荷時の入出力電流スペクトル

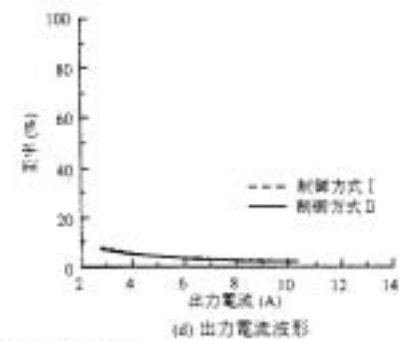
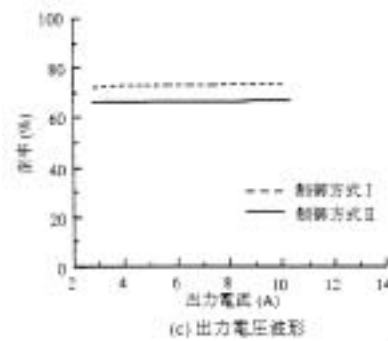
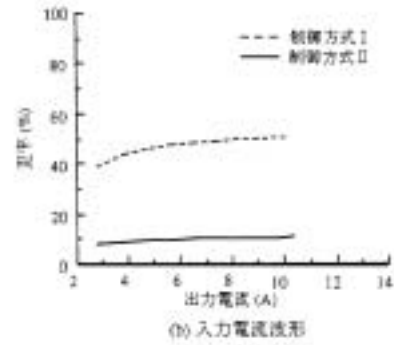
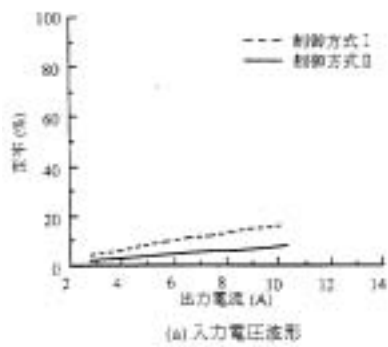


図4-3-7 出力に対する入出力電流の歪み率

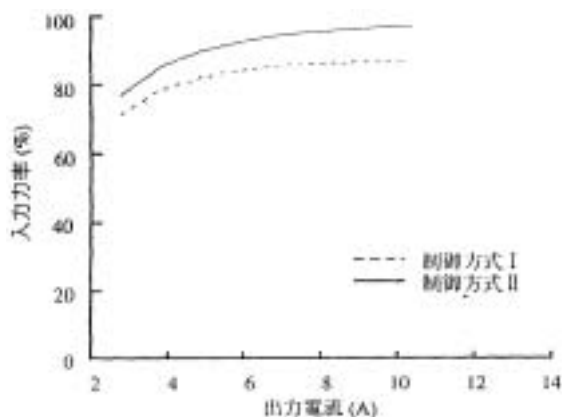


図4-3-8 誘導負荷での
入力電流力率

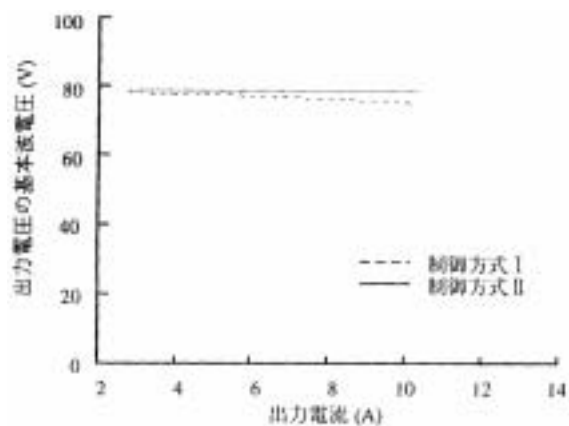


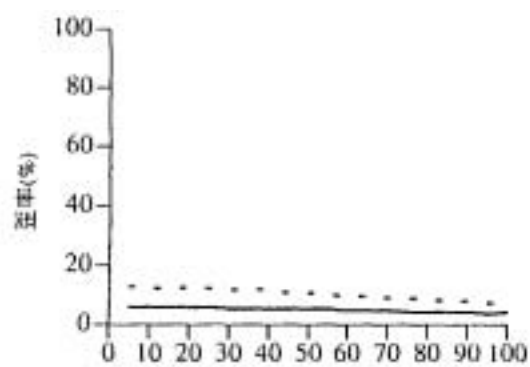
図4-3-9 誘導負荷での
出力特性

4-3-3 出力周波数と電圧に関する特性

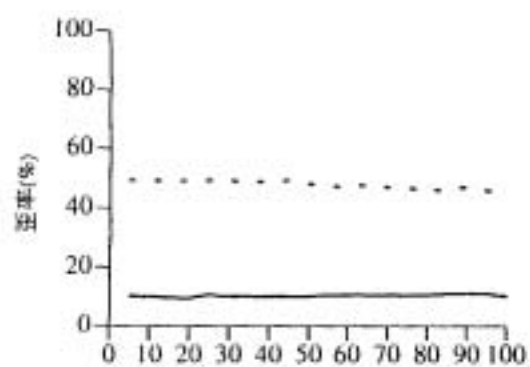
提案している制御方式のPWMサイクロコンバータでは、理論的に任意の周波数、電圧が出力できる。図4-3-10はキャリア周波数2.16kHzでの、出力周波数指令に対する各部波形の歪み率、入力力率、基本波出力特性で、実線は制御方式II、破線は制御方式Iでの特性を示す。出力周波数変化に対して入出力特性はあまり変化していないが、実際はキャリア周波数に対して出力周波数指令が高くなると出力波形が悪化する。キャリア周波数の影響については別項で検討する。

前述のように理論的には電源電圧の0.866倍までの出力電圧が発生できる。図4-3-11に、電源電圧100Vで作動させたときの出力電圧指令に対する各部波形の歪み率、入力力率、出力電圧特性で、前図と同様、実線は制御方式II、破線は制御方式Iでの特性を示す。出力電圧は80Vまではほぼ直線的に変化している。しかしながら、PWM制御インバータと共通するPWM制御の本質的問題であるあるが、出力電圧指令が低い範囲では出力電圧のパルス幅が極端に狭くなり、出力電圧の歪み率が悪化する。

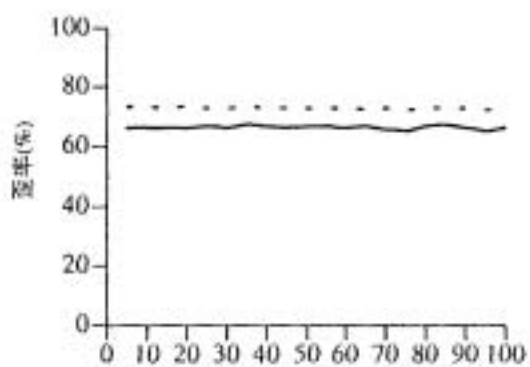
この種の電力変換装置では、電源入力回路のフィルタの常数も重要な設計条件である。提案する制御方式を用いたPWMサイクロコンバータでは、入力回路のフィルタの常数は出力電圧波形にはあまり影響しないが、入力電流の歪み率が影響される。詳細については参考文献を参照されたい[1-2][3-19]。



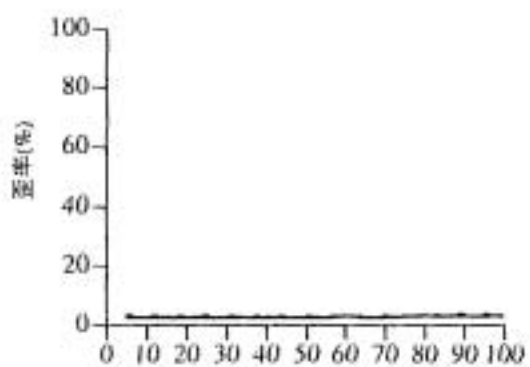
(a) 入力電圧波形



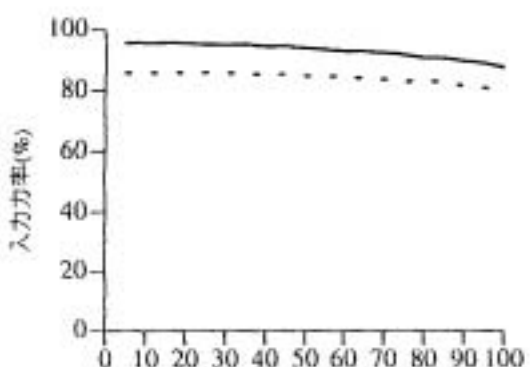
(b) 入力電流波形



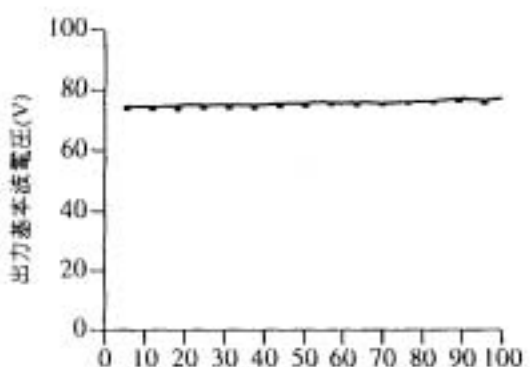
(c) 出力電圧波形



(d) 出力電流波形



(e) 入力力率



(f) 出力基本波電圧

図4-3-10 誘導負荷での出力周波数変化に対する諸特性
(キャリア周波数：2.16kHz，実線：制御方式II，破線：制御方式I)

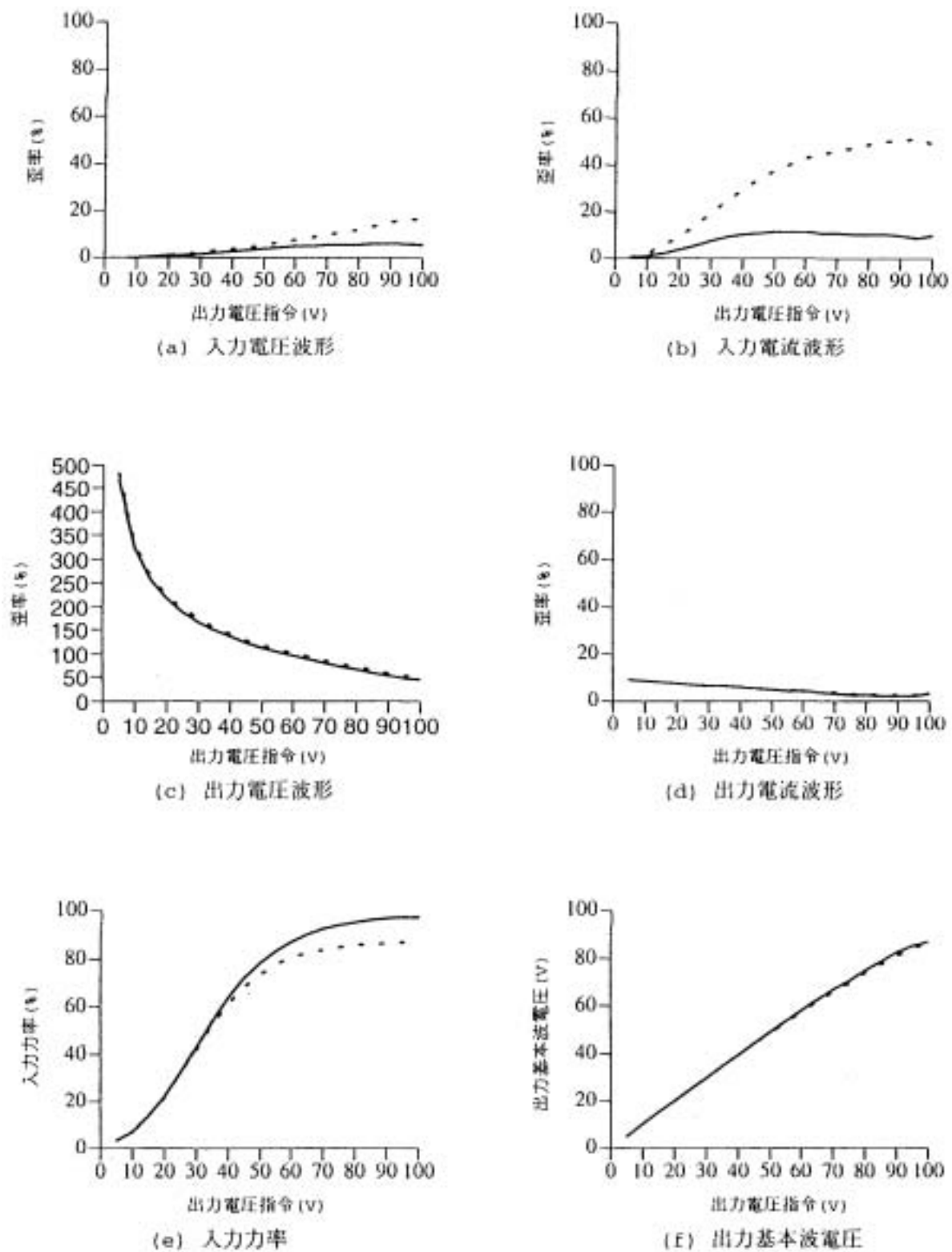


図4-3-11 誘導負荷での出力電圧変化に対する諸特性
(キャリア周波数：2.16kHz，実線：制御方式II，破線：制御方式I)

4-3-4 キャリア周波数の影響について

(a) 狙い

前述のように中間に直流段を持つPWMコンバータ+PWMインバータ方式と異なりPWMサイクロコンバータでは変動する交流電圧をスイッチし、また、入出力を一括して制御するので、キャリア周波数と波形との関係が複雑である。しかしながら、提案する制御方式では、電源周波数に同期するキャリア周波数を用いて制御しているので、電源電圧の60度の間に含まれるキャリア三角波の個数と波形との間には一定の関係が生ずる。さらに、この60度の間に含まれるキャリア三角波の個数が同じであっても位相が反転すると状況が変わることが考えられる。中間電圧利用制御方式〔制御方Ⅱ〕を用いる場合についてそれらの関係を明らかにする。

(b) スイッチ動作の検討

60度の間に含まれるキャリア三角波の個数が同じであっても、図4-3-12のように位相が異なる二つの場合がある。図4-3-13に示すように、同じ周波数でも最大、最小が反転している2種のキャリアでの入力電流波形は異なってくる。破線が図5-4-2(a)，実線が(b)のキャリアを用いる場合である。同図(b)のキャリア、すなわち両図の(A)点のように最大(最小)電源電圧と中間電源電圧を切り替える際に三角波が最大電圧となるキャリアを使用する方が切り替えによる振動が少ない。

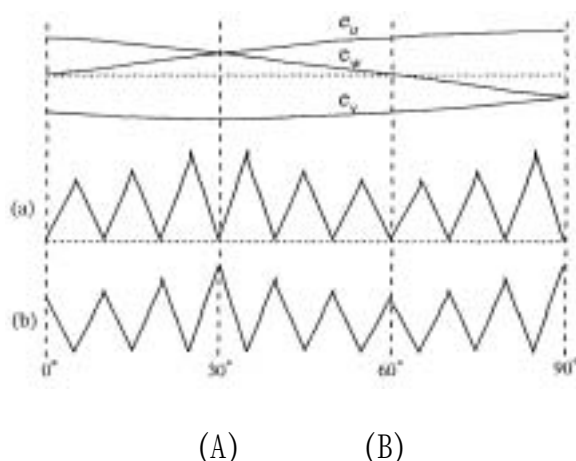


図4-3-12 同じ周波数で
位相が異なるキャリアの例

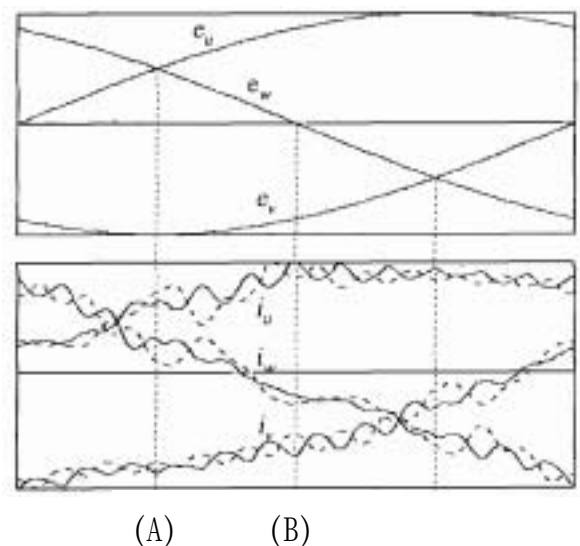


図4-3-13 同じ周波数で位相が
異なるキャリアの入力電流波形への影響
(破線：前図a 実線：前図b)

図4-3-13の(A)点のように、基準電圧が最小電源電圧の場合で、最大電源電圧相と中間電源電圧相が切り替る際に三角波電圧が図4-3-12(a)のように0電圧である場合には、切り替え前後で、最大と中間出力電圧が指令されている2つの相はいずれも最大電源電圧に（切り替え前は e_w に、切り替え後は e_u に）接続される。すなわち、切り替え時に2組の出力相は同時に入力相が変わるので、4個のスイッチが同時に動作し両相の入力電流は大きく変化する。

切り替る際に三角波電圧が図4-3-12(b)のように最大電圧である場合は、切り替え前後に出力の3相は全部最小電源電圧 e_v （基準電圧）に接続される。すなわち、各スイッチは動作せず3相入力電流は殆ど変化しない。基準電圧が最大電源電圧の場合で、最小電源電圧の相と中間電源電圧の相が切り替わる場合も同様な動作となる。

図4-3-12および13の(B)点のように基準電圧が最小電源電圧から最大電源電圧に変化する場合に図4-3-12(a)のように三角波が0Vである場合は、中間出力電圧指令値の相(c相)だけは最大電源電圧 e_u から最小電源電圧 e_v に転流し、2つのスイッチが動作する。一方、変化時点で三角波電圧が図4-3-12(b)のように最大電圧である場合は、変化前後に出力の3相は全部基準電圧に（ $e_v \rightarrow e_u$ ）接続される。すなわち、出力の3相は同時に1つの入力相から別の入力相に接続変更され、6個のスイッチは同時に転流動作を行う。この場合には入力電流波形は殆ど変化はないが、転流損失が発生する。これらの関係は、基準電圧が最大電源電圧相より最小電源電圧相に変化する場合も同様である。

以上より、2種類の変化の時点で三角波の値により動作するスイッチ個数は表4-3-2のようになる。

表4-3-2 三角波の値により動作するスイッチ個数

動作したスイッチ数	三角波がゼロの時	三角波が最大の時
最大（最小）中間電圧切り替え	4	0
基準電圧が変化	2	6

(c) 周波数の影響についての検討

キャリア周波数の影響について、表4-3-3に示すパラメータを用いてシミュレーションにより検討した。

表4-3-3 シミュレーションに用いたパラメータ

電源電圧	100V
出力電圧指令	80V
電源周波数	60Hz
出力周波数	30Hz
L	0.6mH
C	24 μ F
r	0.8 Ω
R_{out}	20.5 Ω
誘導負荷時の L_{out}	30mH

図4-3-14に2種類の三角波キャリアの例を示す。同図(a)では電源電圧 60 度の区間に三角波が6個あり周波数は 2,160Hz, (b)では三角波が5個であり周波数は 1,800Hz である。このようにキャリア周波数が異なる場合の各部動作波形を図4-3-15に示す。一般にキャリア周波数を低くすると波形は悪くなるが, (a) (b) 大差はない。抵抗負荷での入力電流については低周波のキャリアが若干良好な結果を示している。

図4-3-16は誘導性負荷での電源電圧 60 度の区間に含まれる三角波キャリアの個数に対する波形の歪み率を示したもので, 三角波キャリアの個数が奇数の場合の特性がよく, また, 個数がある限度以上増やしても歪み率はあまり減少しないことを示している。

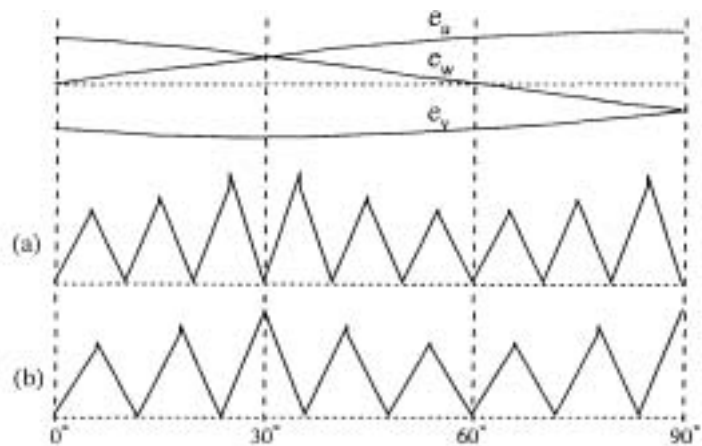
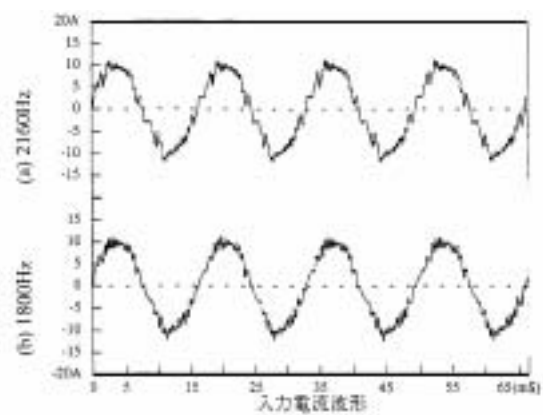
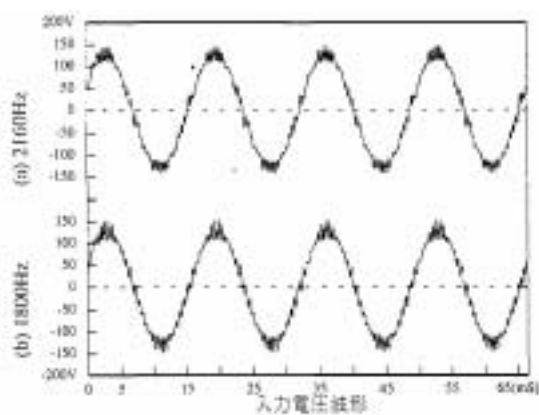


図4-3-14 周波数が異なるキャリアの例

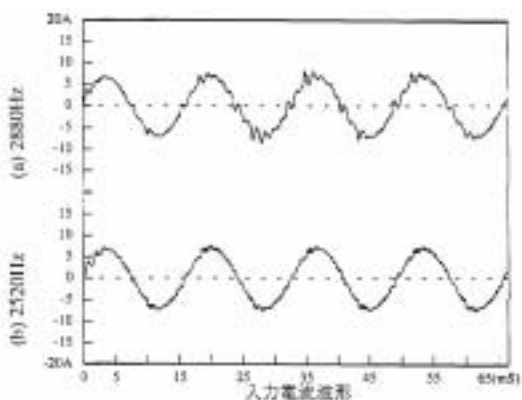
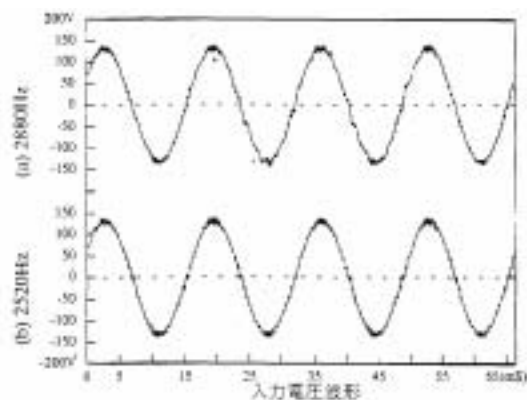
(a) 周波数 2,160Hz=6x6x60

(b) 周波数 1,800Hz=5x6x60



(1) 抵抗負荷 (a) キャリア周波数： $6 \times 60 = 2,160$ Hz

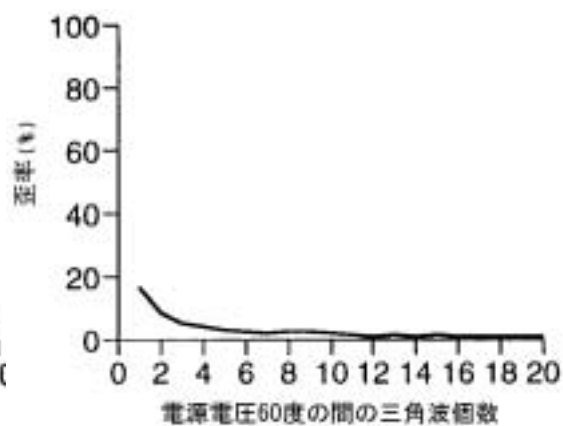
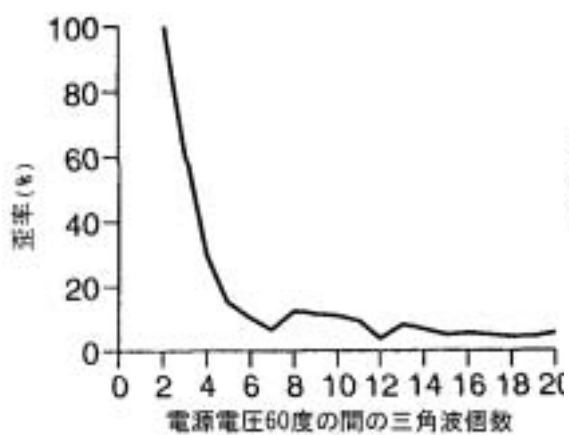
(b) キャリア周波数： $5 \times 60 = 1,800$ Hz



(2) 誘導負荷 (a) キャリア周波数： $8 \times 60 = 2,880$ Hz

(b) キャリア周波数： $7 \times 60 = 2,520$ Hz

図4-3-15 キャリア周波数が異なる場合の入力電圧電流波形



(a) 入力電流

(b) 出力電流

図4-3-16 誘導負荷でのキャリア周波数に対する歪み率

なお、提案する中間電圧利用制御方式〔制御方式Ⅱ〕では、前述のように、キャリア半周期中電源電圧、出力電圧指令、および出力電流は一定と仮定してPWMパターンを算定しており、若干の誤差が生じる。キャリア周波数が高いほどこの誤差は減少する。しかしながら、各図で明らかなように、電源電圧 60 度の区間に含まれる三角波の個数がある個数（5 個～6 個程度）以上増大しても歪み率はあまり変わらない。すなわち、誤差を無視出来るキャリア周波数はそれほど高周波にする必要はない。

また、詳細データは省略するが、同じキャリア周波数で出力周波数を高めた場合も、キャリア半周期での出力電圧指令と出力電流の変化は大きくなり、それによる誤差も増大するが、これらについても電源電圧 60 度の区間に含まれる三角波の個数がある個数（5 個～6 個程度）以上あれば、出力周波数の変化の影響は小さい。通常のモータドライブで多く用いられる最高周波数 100Hz 程度までは、この程度の低いキャリア周波数で充分実用的な特性が得られる。

（d）キャリア周波数の影響のまとめ

以上、キャリア周波数が特性に及ぼす影響を検討し、キャリア周波数を高くすることは望ましいが、ある限界以上ではあまり大きな差はなく、比較的低いキャリア周波数で良好な波形が得られることを示した。

また、その限界付近では、電源電圧 60 度の区間に含まれる三角波の個数が奇数の場合が偶数の場合より入力電流の歪み率が良好であることを示した。

さらに、提案する制御方式での PWM パターンの演算誤差も、キャリア周波数を上記の限界以上に選べば実用上充分小さく出来ることを明らかにした。

4-4 PWMサイクロコンバータの試作とその結果

4-4-1 試作実験の概要

前述のように，PWMサイクロコンバータは，PWMコンバータ+PWMインバータのようなエネルギー蓄積手段を持たないことが特徴であるが，電源電圧の変動がそのまま出力側に影響するので，電源電圧の急変に迅速に対応できるオンライン制御が必要である．また，PWMサイクロコンバータは双方向スイッチであるので，転流時の処理が適正でないと入力側短絡，あるいは出力開放となり，電流スパイクあるいは電圧スパイクが発生するが，これを防止出来る点弧シーケンスが必要である．これらの課題に対し各種の提案を行ったが，それらの成果を実証するため試作実験を行い，実用性を確認した．以下に試作装置と実験結果の要点を示す[1-3][1-4][3-18]．

4-4-2 試作した実験装置の概要

図4-4-1に試作したPWMサイクロコンバータのシステム構成を示す．

主スイッチには，当初はS I サイリスタを用いたが，小電力の実験には，逆並列ダイオード内蔵バイポーラトランジスタを逆直列に接続して使用し，最近の実験は同様に I G B T を使用している．

制御回路は 16 ビットマイクロプロセッサにて構成した．CPUにて電流分配率と出力線間電圧指令値を演算出力する．ゲート信号発生回路の出力と電源線間電圧より電源極性など所要の条件を検出する電源情報検出回路の出力はゲート論理回路に与えられ，主スイッチの遅れ時間を考慮したゲートドライブ信号を作り主スイッチを駆動する．

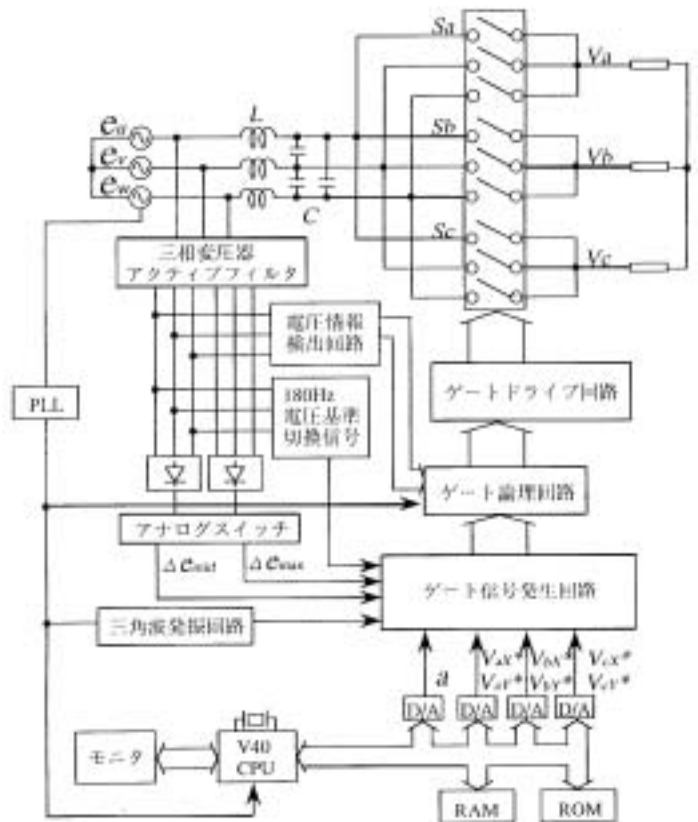


図4-4-1 試作装置のシステム構成

4-4-3 スイッチの点弧シーケンス

PWMサイクロコンバータの各アームのスイッチは、図4-2-1のように双方向スイッチである。双方向スイッチの構成は、図4-4-2のように各種考えられる。同図(a)はターンオフデバイスは1個で済むが、スイッチがオンオフする際は同時に双方向がオンオフする。転流の際、同時に2組のスイッチがオンになると入力側は相間短絡となり、同時に2組のスイッチがオフになると出力側では回路開放となるのでサージ電圧を発生しやすくなる。

現在では(b)(c)のように2個のターンオフデバイスで構成するが、両者を独立にオンオフできることを積極的に利用し、入力側の電圧情報を利用して別々にオンオフすることで、電圧電流のスパイクを発生しない点弧シーケンスを提案した[4-17] [4-20]。

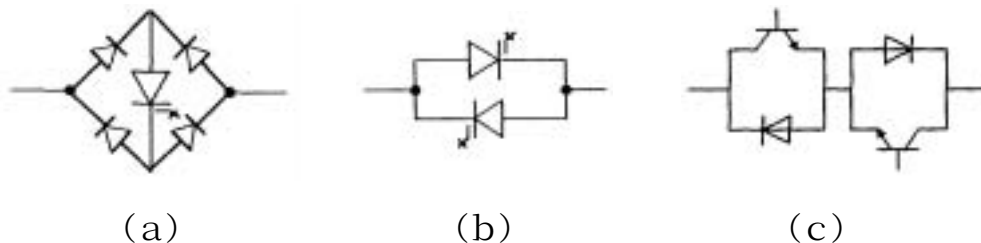


図4-4-2 各種の双方向スイッチ

図4-4-3～4に電源のu相よりv相に転流する場合のデバイスの点弧シーケンスを示す。電源が電圧源と看做せる場合は、電流の向きに関係無く、次のように電圧の極性のみを考慮すれば、負荷電流を切断せず、また電源短絡を生ずることなく転流することが可能となる。

なお、ここでは入力側の電圧極性に応じた点弧シーケンスを示したが、負荷電流の極性に応じた点弧シーケンスも可能である [4-18]。

(1) $e_u > e_v$ の時

1. Tr_v をオンする。しかし、 Tr_v には逆バイアスであるため通流しない。
2. Tr_u をオフする。 Tr_u に電流が流れていた場合は、電流は Tr_v に転流する。
3. Tr_v' をオンする。 Tr_u' に電流が流れていた場合は、 Tr_v' に転流し、 Tr_u' は逆バイアスされる。
4. Tr_u' をオフする。

(2) $e_u < e_v$ の時

1. Tr_v' をオンする. しかし, Tr_v' には逆バイアスであるため通流しない.
2. Tr_u' をオフする. Tr_u' に電流が流れていた場合は, 電流は Tr_v' に転流する.
3. Tr_v をオンする. Tr_u に電流が流れていた場合は, 電流は Tr_v に転流し,
 Tr_u は逆バイアスされる.
4. Tr_u をオフする.

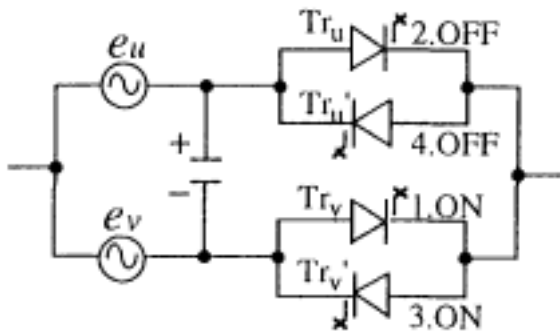


図4-4-3 $e_u > e_v$ の場合の
点弧シーケンス

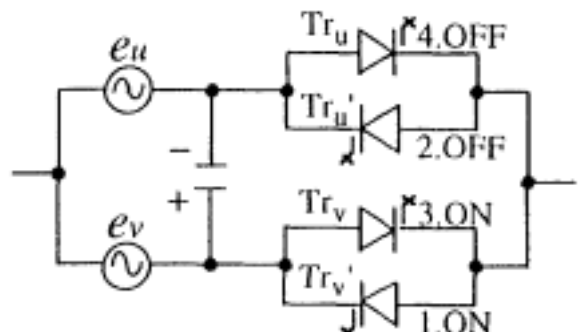


図4-4-4 $e_u < e_v$ の場合の
点弧シーケンス

4-4-4 ゲート信号発生回路

図4-4-5は, 出力S相 ($S = a, b, c$) が $e_{max}, e_{mid}, e_{min}$ に接続する時間を決定する $H \& L$ 信号の作成回路である[1-3].

CPUより出力した出力線間電圧指令 V_{SX}^* , V_{SY}^* と, 電源に同期した割込を利用して出力する電流分配率 a は, D/Aコンバータによりアナログ変換され, これらと, 電源の線間電圧より検出した $\Delta e_{max}, \Delta e_{mid}$ を用いて, それぞれ $(1+a) V_{SX}^*$, $(1+a) V_{SY}^*$, $\Delta e_{max} + a \Delta e_{mid}$ を演算する.

この $\Delta e_{max} + a \Delta e_{mid}$ により振幅変調された三角波と V_{SX}^* , V_{SY}^* , $(1+a) V_{SX}^*$, $(1+a) V_{SY}^*$ をそれぞれコンパレータで比較し, 最小電圧基準による T_0, T_1 (T_{0X}, T_{1X}) および最大電圧基準による T_0, T_1 (T_{1Y}, T_{1Y}) を得る.

この T_0, T_1 をそれぞれコンパレータ後段の論理回路によって H_X, L_X 信号と H_Y, L_Y とを作成する. 最終段で電源位相の 60 度に毎に反転する 180Hz 基準信号にて制御されるアナログスイッチにて, これら2種類の信号を電源位相の 60 度毎に切り替えて最終的な H, L 信号を作る.

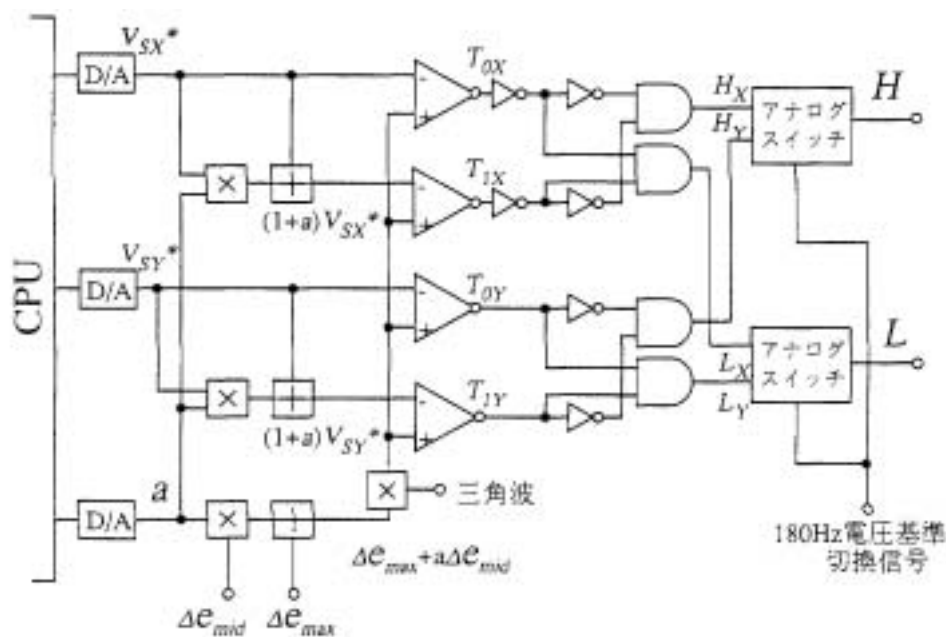


図4-4-5 ゲート信号発生回路

H 信号が1である場合は、S相が e_{max} に接続され、 L 信号が1である場合は、S相が e_{min} に接続され、 H 信号と L 信号が共に0である場合はS相が e_{mid} に接続される。

Δe_{max} および $a\Delta e_{mid}$ として電源線間電圧の実測値を用いることで、入力電源電圧の振幅変動、周波数変動、3相非対称、波形歪み等に迅速に対応して出力電圧をオンライン制御することが可能となる。

電流分配率 a はあらかじめオフラインで計算して与え、電源に同期した割込で出力するので、電源電圧波形の非対称性、波形歪み、振幅変動、ならびに周波数変動などは入力電流波形に影響を及ぼさない。

この回路は高速マイクロプロセッサを用いず、専用ハードウェアとソフトウェアの組み合わせで構成し、高速な作動を可能としている。

4-4-5 ゲート論理回路

図4-4-6の回路では、スイッチをオンオフするスイッチング信号を作り、ゲートドライブ回路に指令する。また、前述の点弧シーケンスを実行するために必要な遅れ時間は、この回路で作成している[1-3]。

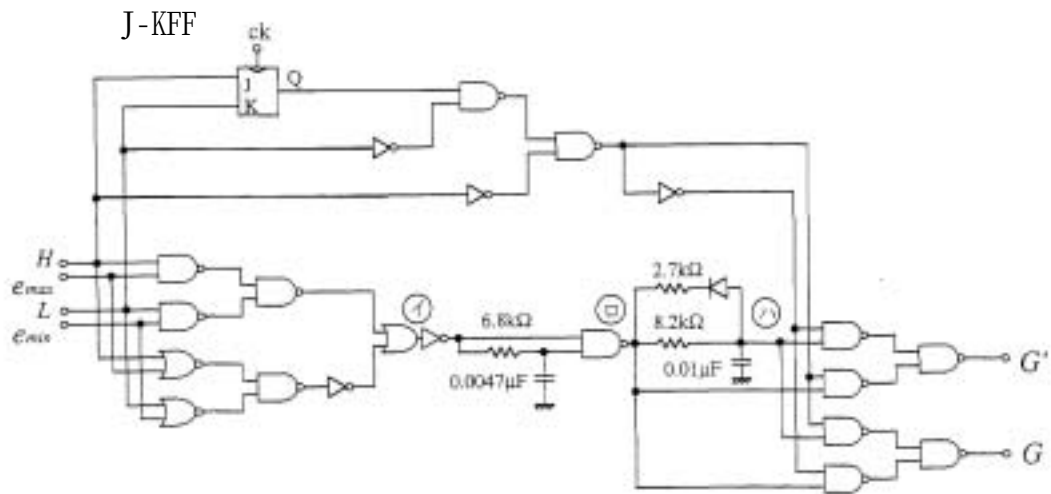


図4-4-6 ゲート論理回路

本制御では、スイッチは電源電圧の最大電圧 e_{max} , 中間電圧 e_{mid} , 最小電圧 e_{min} の何れかに接続される. そのため, PWMサイクロコンバータを電圧型として動作させるためには次の6通りの切り替えを検討する必要がある.

- 1) 最大電圧 e_{max} から中間電圧 e_{mid}
- 2) 最小電圧 e_{min} から中間電圧 e_{mid}
- 3) 中間電圧 e_{mid} から最小電圧 e_{min}
- 4) 中間電圧 e_{mid} から最大電圧 e_{max}
- 5) 最大電圧 e_{max} から最小電圧 e_{min}
- 6) 最小電圧 e_{min} から最大電圧 e_{max}

上記6種の点弧順序を考えると, 現在の状態より高い電圧に接続する場合(2, 4および6)と, 現在の状態より低い電圧に接続する場合(1, 3および5)との2種類に分けられる. つまり接続後の状態だけで点弧シーケンスを考えることが出来る. 双方向スイッチのうち電源より順方向のデバイスをT, 逆方向のデバイスをT' とすると, オン、オフ動作について点弧順序は下記となる.

(A) オン動作について

- a) 高い電圧へ接続するとき, T' からT へ
- b) 低い電圧へ接続するとき, T からT' へ

(B) オフ動作について

- a) 高い電圧へ接続するとき、 T' から T へ
- b) 低い電圧へ接続するとき、 T から T' へ

点弧信号 G と G' の遅れ時間は転流に要する時間を見込み若干余裕をつけ設定する。S I サイリスタの場合 $6\mu s$ 程度、バイポーラトランジスタの場合は $20\mu s$ 程度に選定する。この論理回路は、電源電圧情報検出回路からの電源電圧が最高電圧相 (e_{max}) であるか、最小電圧相 (e_{min}) であるか、あるいは中間電圧相 (e_{mid}) であるかの相情報と、ゲート信号発生回路よりの H & L 信号より、1 対のスイッチ (T , T') のオン、オフ信号を発生させる。

この論理動作は、

- a) $H=1$ で 且つ $e_{max}=1$,
- b) $L=1$ で 且つ $e_{min}=1$
- c) $H=0$ および $L=0$ で、同時に $e_{max}=0$ および $e_{min}=0$

のいずれかの場合にスイッチをオンするゲート信号を発生し、電圧の極性にて異なる時間遅れを持つ信号を出力する。

また、現在の状態が中間電圧である場合、次に接続する電圧が最大電圧か最小電圧かによって点弧順序が変わるので、フリップフロップ J-KFF を用いている。これは 1 パルス前の状態を保持しており、次の信号で現在より高い電圧に接続するのか、(最小電圧 e_{min} から中間電圧 e_{mid} , または中間電圧 e_{mid} から最大電圧 e_{max}) あるいは低い電圧に接続するのか(最大電圧 e_{max} から最小電圧 e_{min} , または中間電圧 e_{mid} から最小電圧 e_{min}) を判定する。

この判定によって、前の状態が最大電圧である場合、次の点弧順序は T から T' へ、また最小電圧である場合、次の点弧順序は T' から T へとなる。そのため、フリップフロップ J-KFF のクロック周波数 ck はキャリア周波数の半周期と等しく、且つ同期させておく。

4-4-6 各種の電源条件の検出

各種の電源条件の検出は、実用上は電源波形のノイズなどの影響を避けることが重要で、また、位相が正確でなければならない。そのためツェロン回路を用いて位相補正し、ノイズ除去にはアクティブフィルタを使用し、電圧情報検出回路、相電圧零点検出回路、およびゲート信号発生回路の Δe_{max} , Δe_{mid} 演算回路への入力としている。

電圧情報検出回路は図 4-4-7 のように構成し、電源電圧の線間電圧より最大電圧相と最小電圧相を検出している。

相電圧零点検出回路は、アクティブフィルタよりの 3 相電圧信号より各相の零点を検出

し、180Hz (120 度) の矩形波を出力し、電源位相に同期した割込信号の発生と 180Hz 電圧基準切り替え信号として利用する。

Δe_{max} , Δe_{mid} 演算回路は、図 4-4-8 のように構成し、アクティブフィルタよりの 3 相線間電圧出力のうち信号よりの出力相電源の線間電圧 e_{uv} , e_{vw} , e_{wu} を整流したものと、 e_{vu} , e_{wv} , e_{uw} を整流したものの何れを出力するかを判断し、それによりアナログスイッチを制御し、 Δe_{max} ($=e_{max} - e_{min}$) および Δe_{mid} ($=e_{mid} - e_{min}$) を得ている。

4-4-7 実験結果

(a) 実験条件

試作装置を用いて、VVVF オンライン制御 PWM サイクロコンバータを、基本制御方式 (制御方式 I) と中間電圧利用制御方式 (制御方式 II) の両制御方式にて制御し、特性を確認した。運転条件は、電源入力 60Hz 100V、出力指令電圧は理論出力の 90% に相当する 78V、出力指令周波数 30Hz、キャリア周波数は 2,16kHz、電源入力側フィルタ常数はそれぞれ $L=0.6\text{mH}$, $C=24\mu\text{F}$ を△結線で使用した。

(b) ゲート信号発生回路

図 4-4-9 ~ 10 にゲート信号発生回路の各部波形を示す。図 4-4-9 (a) に示す電源に同期した電流分配率 a と、同

図 (b) に示す Δe_{max} , Δe_{mid} を用いて $(1+a) V_{sx}^*$, $(1+a) V_{sy}^*$, $\Delta e_{max} + a \Delta e_{mid}$ を演算し、(c) に示す振幅変調された三角波を作成している。

この三角波を図 4-4-10 (a) の線間電圧指令 V_{sx}^* , V_{sy}^* と比較し、180Hz 電圧基準切り替え信号により電圧基準を切り替えて、図 (b) に示す H, L 信号を作る。

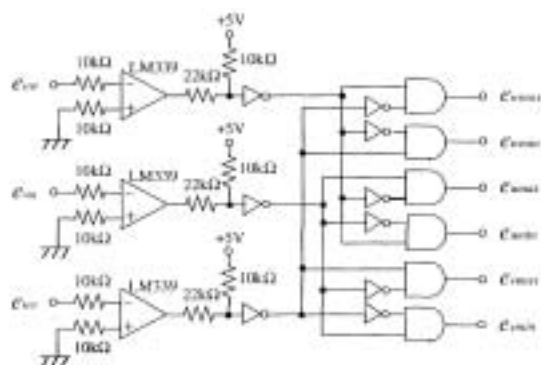


図 4-4-7 電圧情報検出回路

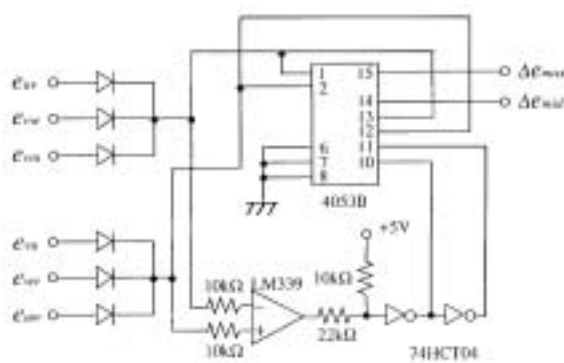
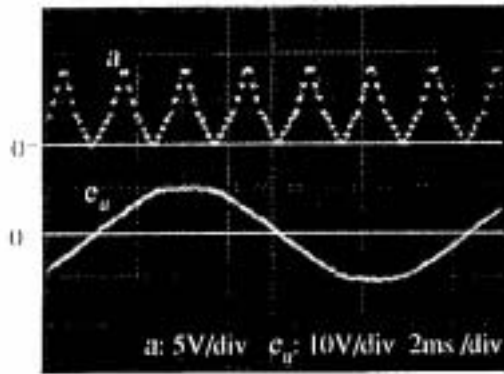
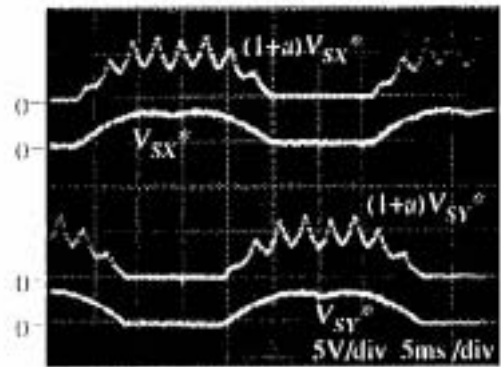


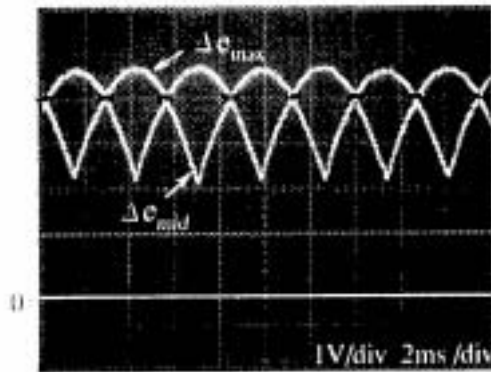
図 4-4-8 Δe_{max} , Δe_{mid} 演算回路



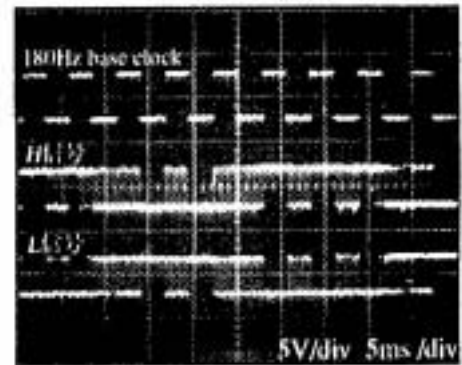
(a) 電流分配率 a と電源相電圧



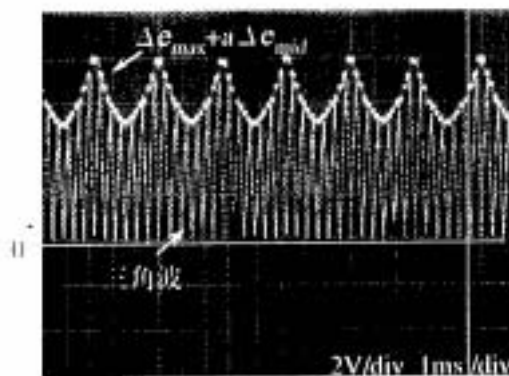
(a) 出力線間電圧指令



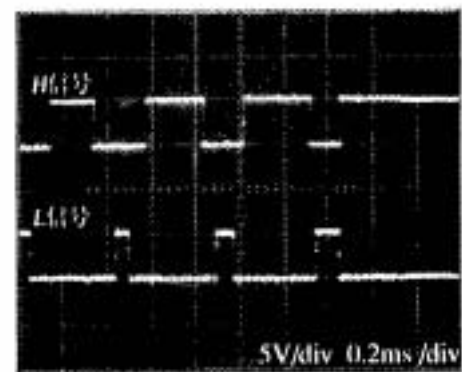
(b) $\Delta e_{\max}$ と $\Delta e_{\min}$



(b) 基準切替信号とH,L信号



(c) $\Delta e_{\max} + a\Delta e_{\min}$ と三角波



(c) H, L信号拡大波形

図4-4-9

ゲート信号発生回路各部波形
(電源電圧関係)

図4-4-10

ゲート信号発生回路各部波形
(出力線間電圧指令とH, L信号)

(c) 負荷特性

図4-4-11に抵抗負荷での各部実測波形， 図4-4-12～図4-4-16に30mHのインダクタンスを抵抗負荷と直列に接続した誘導性負荷での各部実測波形， および各特性を示す．実測波形で，入力電圧はフィルタコンデンサの両端波形，入力電流はフィルタを含めた電源側電流である．

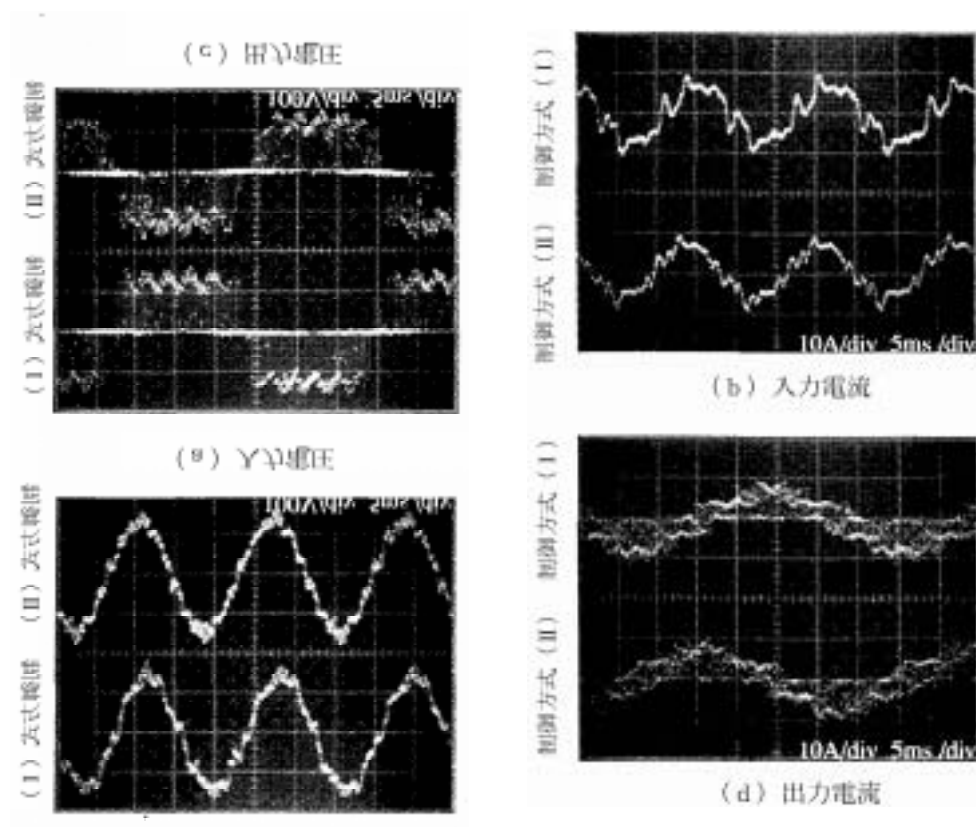


図4-4-11 抵抗負荷での実測波形

中間電圧利用制御方式（制御方式Ⅱ）を用いると，基本制御方式（制御方式Ⅰ）の場合に比べ，入力電流波形歪みが5～15%程改善されている．出力電圧特性は両制御方式ともほぼ指令通の出力電圧が得られ，負荷変動に対しての変動も少ない．

効率については両制御方式とも大きな差はなく，中間電圧利用制御方式（制御方式Ⅱ）でスイッチング回数が増えても損失はあまり増加しないことを示している．

入力力率については中間電圧利用制御方式（制御方式Ⅱ）では低次の高調波が減少するので，10%程向上する良い結果を得ている．

出力周波数を変化させたときの特性は，出力電圧，効率，力率特性とも大差はない．

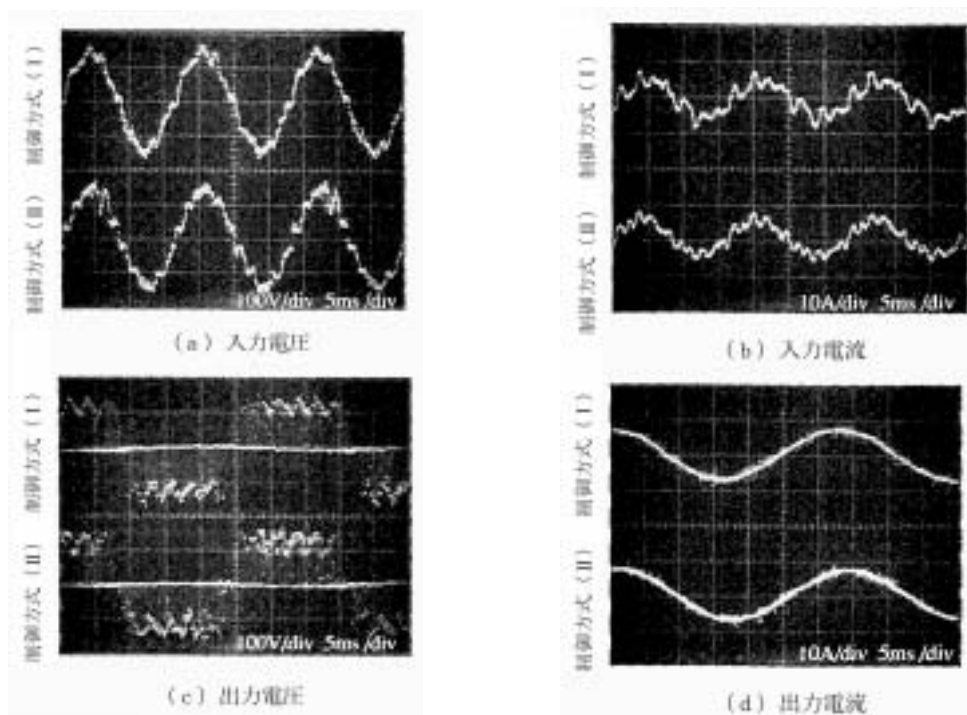


図4-4-12 誘導負荷での実測波形

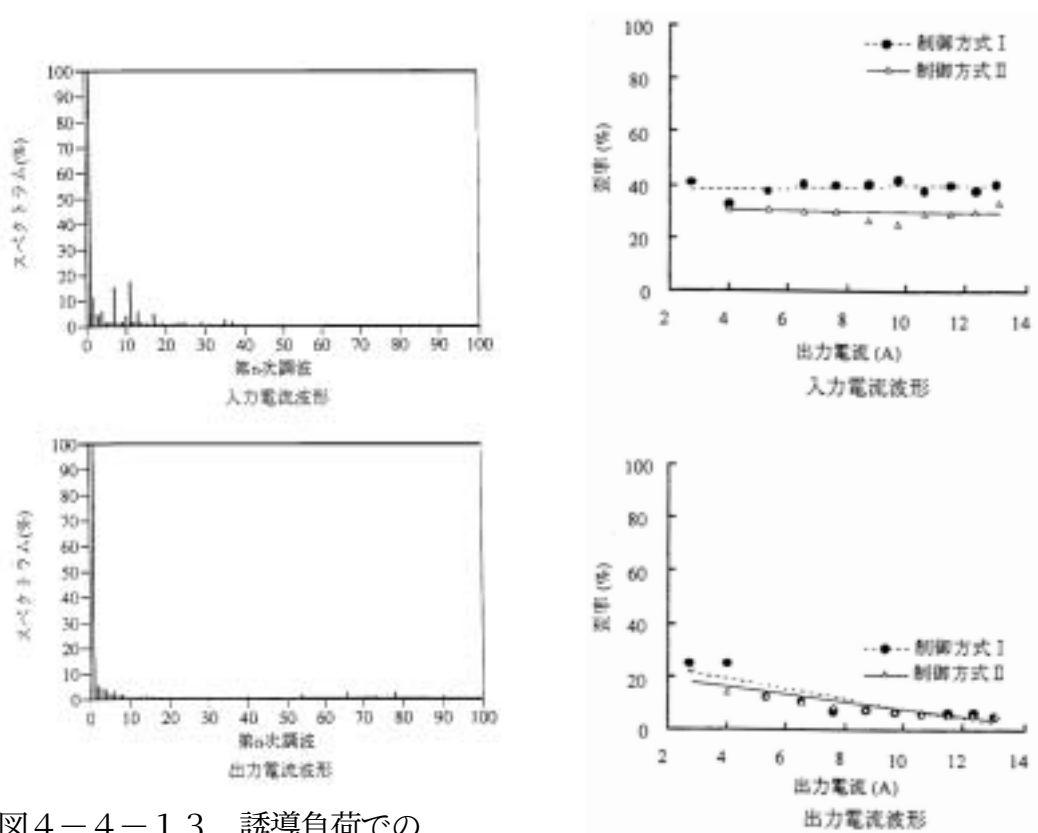


図4-4-13 誘導負荷での
入出力電流の周波数スペクトラム
(制御方式II)

図4-4-14 誘導負荷での入出力
電流の実測歪み率

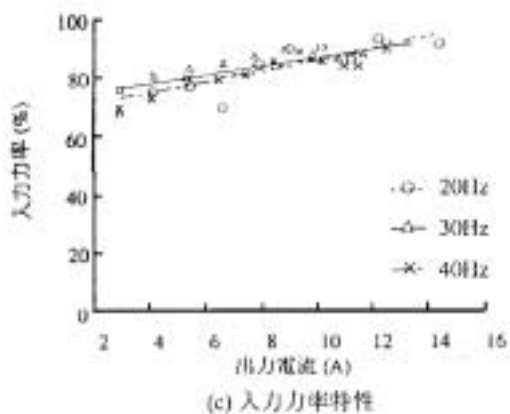
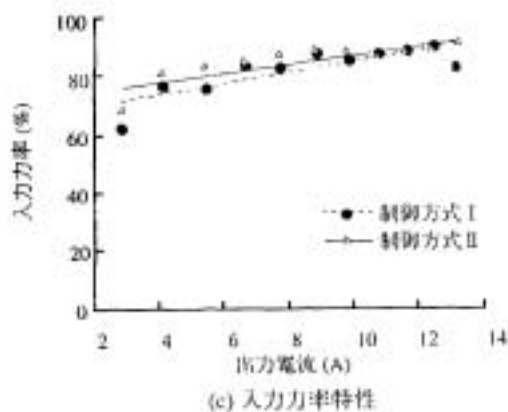
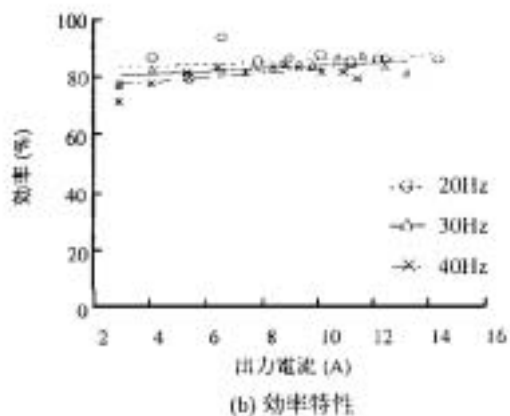
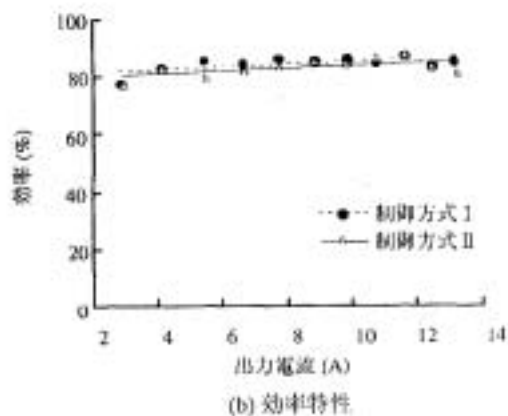
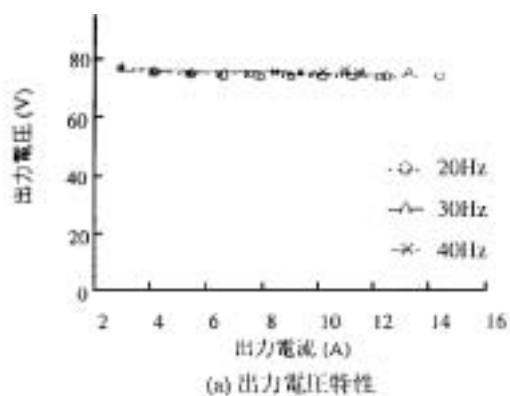
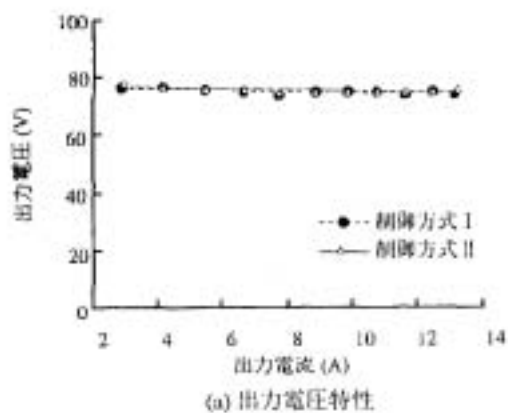


図4-4-15 誘導負荷での制御方式
による実測特性の比較

図4-4-16
誘導負荷での出力周波数をパラ
メータとした実測特性の比較

4-5 PWMサイクロコンバータの可能性

上記の成果を要約すれば次のようなことが言える。

- (1) PWMサイクロコンバータはPWMコンバータ+PWMインバータ方式と同様に4象限制御が可能で、入力電流の波形歪みを少なく、力率を高めることが出来る。

また、PWMサイクロコンバータは在来のPWMコンバータ+PWMインバータ方式に比べ、次のような特徴を持つ。

- (2) デバイス容量を倏約できる。

デバイス個数はPWMコンバータ+PWMインバータ方式の12個に対し18個必要であるが、電流定格は1/3、電圧定格は1/0.866であり、デバイスの耐圧×電流容量で言えば0.385倍である。合計デバイス容量は0.57倍で済む。

- (3) PWMコンバータ+PWMインバータ方式のような直流段でのエネルギー蓄積手段が不要。

なお、在来のPWMサイクロコンバータ制御に比べ、次の改良を実現し実用性を高めた。

- (4) 最大入出力電圧比 $v=0.866$ が簡易に得られた。
- (5) 適正な点弧シーケンスにて、電圧・電流のスパイク発生を防止した。
- (6) 入力電源の電圧、周波数の変動や非対称性、さらに波形歪みにも迅速に対応する優れたオンライン制御を可能とした。
- (7) 中間電圧利用制御方式により、スイッチング周波数が増えても損失を増大することなく良好な波形と高い電源力率を得た。

さらに

- (8) キャリア周波数の影響についても検討し、提案する制御方式を用いたとき、電源電圧60度の区間に含まれる三角波の個数が奇数個で、せいぜい5~7個程度でも入力電流の波形歪みを少なく出来ること、また、それ以上の高周波キャリアを用いても大差無いことを明らかにした。

これは何らかのソフトスイッチングを導入する場合に極めて好都合で、高い dv/dt に起因する諸問題の対応策として有力な手段として期待できる。

工業用の大容量モータドライブなどでは、高い効率が重要なことは勿論で、4象限制御、高い電源力率、良好な波形、さらに優れた制御特性も要求される。しかしながら、大容量機ほどコスト上の問題は厳しく、スイッチング損失増大の負担が大きい高周波キャリ

アの採用は容易でない。本研究のPWMサイクロコンバータは、4象限制御、高い電源力率、良好な波形など、PWMコンバータ+インバータ方式と同等の機能を持ち、それでいてエネルギー蓄積手段が不要で、所要のデバイス総容量が小さく、特に比較的低いキャリア周波数でも良好な特性を持つなど、多くのメリットがあり、大容量のモータードライブなどに極めて有用な特質を持っている。

特に、高周波スイッチングとアドバンス制御で極限的ともいうべき高性能を得たものの、スイッチング速度の高速化による出力電圧に含まれる高い dv/dt による問題が顕在化している深刻な状況下で、比較的低いキャリア周波数でも良好な波形を得られることは、対策としてまず考えられる共振技術によるソフトスイッチング導入が容易となるので、今後の電磁的環境に優しいパワーエレクトロニクスを提供する有力な手がかりとなるものと考えられる。

しかしながら、現在は商品化に対して、なお、下記のような課題がある。

- (a) 出力電圧が電源電圧の0.866倍が限度でこれまでの汎用モータが利用しにくい。
- (b) 現在は適当な逆阻止デバイスが少ない。
- (c) 高速のオンライン制御が不可欠だが、制御方式が複雑で、演算量も多い。

これらの課題については下記のようなことが見込まれる。

- (a) の出力電圧の問題については、工業用や、専用的に設計される専用機では大きな問題でなく、汎用モータについても、今日のボーダーレスの産業界は、すでに世界中の各種の電源電圧に充分に対応しているので、標準多角化の進展により充分対応できる見込がある。
- (b) のデバイス問題については、逆導通デバイスが高周波化に好都合であることと、インバータドライブの汎用化が電圧型志向を強め、今日のインバータは電圧型一色となり逆阻止デバイスの市場衰退を招いた。
半導体デバイスの進歩はさらに期待され、また、これまでの歴史が示すように「販路があればすぐ適当なデバイスが出現する」こともあり、スイッチング速度との折れ合いは付けられる見込みもあり、将来は大幅に改善されるものと思われる。
- (c) の高速演算制御量の問題については、他の如何なる部品よりもマイクロプロセッサの進歩は急速なので、全く懸念無く解決されることは疑いない。

等々の観点より、PWMサイクロコンバータの将来性は大きな可能性が有り、工業界に大きな貢献できるものと期待される。

4-6 本章のまとめ

以上のように，PWMサイクロコンバータで大きな障害であった電圧・電流のスパイク発生を防止する点弧シーケンスと，最大入出力電圧比 $v=0.866$ が簡易に得る基本制御方式，ならびにスイッチング損失を増加させず良好な特性を得ることが出来る中間電圧利用制御方式を提案し，シミュレーションを用いてこれらの特性ならびにキャリア周波数の影響についても解析し，比較的低いキャリア周波数で良好な波形を得られることを明らかにした．

また，入力電源の電圧，周波数の変動や非対称性，さらに波形歪みにも迅速に対応するオンライン制御が可能な装置を試作して基礎的な実験を行い，基本的な特質を確認した．

このような成果を基に，主としてモータドライブを対象として，PWMサイクロコンバータ利用の可能性を検討し，ソフトスイッチングと高性能制御との共存を可能として環境に優しいこれからのパワーエレクトロニクスに極めて有望であることを示した．

5. 結論

(さらなるパワーエレクトロニクスの発展のために)

高周波スイッチングを可能とするS Iサイリスタの開発は、大電力のパワーエレクトロニクスにも高周波スイッチングの利用を拡大する大きな契機となり、それに続くIGBTなどの実用化によって高周波スイッチングの利用が飛躍的に拡大し、パワーエレクトロニクス装置の目覚ましい高性能化を可能とした。

本論文では、まず、大電力の装置にS Iサイリスタを用いて高周波スイッチングを応用した開発を事例に、高周波利用で重要な負荷共振技術を重点に、高周波スイッチングデバイスを有効に活用する応用技術の重要性と、S Iサイリスタの有用な特質を述べた。

パワーデバイスは今後さらに大きな進歩・発達が期待されるが、大電力の装置ではデバイスの性能のみに依存することは極めて不経済であり、デバイスの性能を精一杯活用する必要があることは論ずるまでもなく、共振技術などの利用技術がさらに重要である。

さらに、高周波スイッチングの利用にDSPなどの高速演算素子を用いた高性能のデジタル制御を適用し、それにアドバンス制御を応用することで、高度の制御性能を得た高性能電源などの開発を事例に、システム性能の高度化に高周波スイッチングとアドバンス制御の融合が極めて有用であることを明らかにした。また、高性能モータドライブの開発を事例に、このような高度の制御を行うものにおいても、必要にして十分なスイッチング周波数で所要の制御性能を発揮させる制御方式の重要性を併せて示した。

今日では、誘導電動機のベクトル制御などの要素システムの制御技術の進歩も相俟って、高周波スイッチングとアドバンス制御を融合して極限的とも思える高度な制御性能を発揮させることが可能となった。しかしながら、高周波スイッチングは同時に立ち上がりが極めて急峻な出力電圧をもたらし、その高い dv/dt に起因するモータ巻線の絶縁劣化、高周波の洩れ電流増大、モーター軸受電触などの問題が顕在化している。さらに、放射電磁波による障害は工業装置の問題に留まらず、社会システムへの影響までもが懸念されている。発生源としてのパワーエレクトロニクス装置は、比較的大電力を扱うので発生する障害も影響が大きく、周波数帯域についても影響を看過出来ぬ帯域に及んでいる。

そのため、これまでのパワーエレクトロニクスは、工業的装置としての性能・機能面を重点に研究開発が進められ、目ざましい成果を挙げ工業界の進歩に貢献してきたが、今日では単に工業装置としてだけではなく、社会システム全般への影響をも含め、環境に優しいパワーエレクトロニクスとすることを求められている。

この高い dv/dt に起因する問題については、まず、ソフトスイッチングの導入が考えられるが、今日の高性能化は極めて制御範囲の広いPWM制御を基盤として達成されており、狭小な最小オンパルスとソフトスイッチングを両立させることには極めて大きな困難がある。工業技術として性能・機能の後退は許されないので、これまでの高周波スイッチングとアドバンス制御の融合に、何らかの新たな発想を加え性能・機能を維持向上させながら環境に優しいパワーエレクトロニクスを生み出すことが必要である。

筆者はこの問題の発生を懸念し、ソフトスイッチングの導入を容易にする方策を模索し、サイクロコンバータ方式サイリスタモータの先例をヒントに、比較的低いスイッチング周波数で良好な波形が得られるPWMサイクロコンバータに着目し研究開発に努めて来た。

前述のように、多くの開発・改良を行って実用的なレベルの成果を得、詳細な特性を解明した。工業界の商品とするに、なお、いくつかの課題はあるものの上記の問題に対して極めて魅力ある特質を持っているので、これらの成果を報告し、当面の対策として注力を提案する。

前述のように、今日のパワーエレクトロニクスは、高周波スイッチングと高速演算にアドバンス制御を融合して、極限的と思えるほどの精緻な性能を得ており、これらを後退させずに上記の新たな課題を解決することは簡単でないが、幸い、パワーデバイスの進歩は今後も期待できるし、マイクロプロセッサの進歩もまた大きく期待される。

したがって、これからのパワーエレクトロニクスは「デバイスの進歩」「マイクロプロセッサの進歩」「アドバンス制御技術」を大きな手掛りに、より望ましい方式にソフトスイッチングを有機的に融合し、環境に優しい、よりスマートな存在を目指すことが最大の課題である。筆者としてもこの課題の達成に向けさらに努力を続ける所存である。

本論文は筆者の愚直な模索の羅列であるが、顧みるにこれらの過程は今日の問題に関わる多くの示唆を内蔵していると思われる。粗雑な提言を加えたが、これからのパワーエレクトロニクスにいくばくかの貢献ができれば幸いに存ずる次第である。

以上

謝 辞

筆者は東京工業大学中野道雄教授に多年アドバンス制御の応用についてご指導を受けており、さらに本論文を取りまとめるに当たり多大なご指導を頂戴した。本論文のモータードライブ関係については東京工業大学片岡昭雄名誉教授、深尾 正教授、長岡技術科学大学高橋 勲教授、名古屋工業大学松井信行教授、上智大学金 東海教授に、共振技術については長崎大学松尾博文教授、岐阜大学（故）村井由宏教授に、応用制御については東京都立科学技術大学原島文雄学長、慶応義塾大学大西公平教授に多年ご指導を受け、特にPWMサイクロコンバータについては長崎大学小山 純教授に理論より実験まで多くのご指導とご支援を頂戴した。また、東京工業大学古田勝久教授、石井彰三教授、嶋田隆一教授、松尾芳樹助教授より懇切なご意見を頂戴した。厚く御礼申し上げます。

本論文の中心となるSIサイリスタについては東北大学西澤潤一元学長にご指導を受け、応用開発には関西電力株式会社総合技術研究所元副所長杉本 修殿にご支援を頂戴した。また、東洋電機製造株式会社村岡公裕、菅原章吾、林 秀喜、畠山卓也各氏に負うところ多大なるものがあり、深く謝意を表します。

筆者は東京工業大学にて（故）高井宏幸教授のご薫陶を受け、同研究室にご厄介になって以来、東京工業大学長谷川健介名誉教授、金沢大学別所一夫名誉教授に公私共々御世話になり、青山学院大学金 台然教授、中央大学大前 力教授、東京工業大学美多 勉教授など同研究室に関係する方々や、畏友高橋 清君、佐藤拓宋君、佐川雅彦君、小野田真穂樹君、岩尾範人君、小岱将志君、山崎昌男君など多くの学友に厚誼を得た。

学会では、北海道大学福田昭治教授、宇都宮大学神山健三教授、千葉大学榎 陽名誉教授、田中国昭教授、東京大学堀 洋一教授、東京都立大学木村軍司教授、東京電機大学前田明志教授、明治大学松瀬貢規教授、横浜国立大学河村篤男教授、神奈川大学辻野次郎丸教授、名古屋大学大熊 繁教授、中部大学坪井和男教授、三重大学堀 孝正教授、大阪工業大学谷口勝則教授、岡山大学赤木泰文教授、山口大学中岡睦雄教授、九州大学原田耕介、野中作太郎両名誉教授、長崎大学山田英二工学部長など多くの先生方にご指導戴いた。

勤務先では、大木 創、笠井湧二、柴田岩夫、荻野昭三、星野順吉、永渕澄夫の諸先輩に厄介になり、小泉義夫、片山輝雄、高木育巨、武田恒雄、宮下一郎、飯田克二、永井秀憲、今柳田明夫の各氏をはじめ多くの方々に協力を得た。

本論文の発表に際し、皆様方の多年のご指導とご支援に厚く御礼申し上げますと共に、今後ともご指導、ご鞭撻賜りますようお願い申し上げます。 以上

一般参考文献

- 101) 中野ほか [ACドライブはいま] 平成 10 年電気学会産業応用部門大会 S3, 1998 年 8 月
- 102) 電気学会技術報告 第 443 号
[高周波共振型スイッチング電源方式と応用技術動向] 1992 年 11 月
- 103) 今柳田ほか [一般産業システムにおける高効率化と高調波抑制技術]
平成 10 年電気学会産業応用部門大会 S4-5, 1998 年 8 月
- 104) 電気学会技術報告第 449 号 [パワーデバイス高性能化・高集積化技術の動向] 1992 年 11 月
- 105) 西沢, 村岡, 竜田 [SI デバイス] オーム社 1995 年 8 月
- 106) S.Ishii, et al. [SI-Thyristor as a high Power Switching Device for fast High Voltage Pulse Generator] IEEE Pulsed Power Conference 87, 1997
- 107) S.Ishii [SI-Thyristor and its Pulsed Power Applications] IEEE SSID-97, July, 1997
- 108) N.Shimizu, et al.
[4kV Reverse Conducting Static Induction Thyristor] IEEE SSID-97, July, 1997
- 109) 出口, 畠山ほか [固体化電源を用いた 100W 級銅蒸気レーザの開発]
電気学会 C 部門誌 Vol.111-C, No.8, 1991 年 8 月
- 110) 村岡ほか [1200V 級 SI サイリスタの特性]
昭和 61 年電気学会全国大会 486, 1986 年 3 月
- 111) 通産省資源エネルギー庁
[高圧または特別高圧で受電する需要家の高調波規制対策ガイドライン]
通産省資源エネルギー庁公益事業部長通達 6 資公部第 379 号 1995 年 10 月
- 112) 美多 勉 [デジタル制御] 昭晃堂 1984 年刊
- 113) 中野道雄、美多 勉 [制御制御基礎理論] 昭晃堂 1982 年刊
- 114) 高橋, 野口 [新理論に基づく誘導電動機の高速トルク制御]
電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC85-48, 1985 年
- 115) 宮下, 今柳田 [デジタルシグナルプロセッサを用いた誘導電動機の高速トルク制御]
電気学会論文誌 Vol.107-D, No.2, 1987 年 2 月
- 116) 宮下ほか [マルチDSP による誘導電動機の磁束およびトルク制御]
昭和 62 年電気学会産業応用部門大会 129, 1987 年 8 月
- 117) 原田ほか [スイッチングコンバータの基礎] コロナ社刊 1992 年
- 118) D.M.Divan et al. [The Resonant DC-Link Converter-A New Concept in Static Power Converter] IEEE IAS Ann.Meeting, pp648-656, Oct.1986
- 119) D.M.Divan et al. [Zero-Switching-Loss Inverter for High Power Applications]
IEEE Trans.IAS, Vol.25, No.4, July.1989

一般参考文献

- 120) W.McMurray [Resonant Snubbers with Auxiliary Switches]
IEEE IAS Ann.Meeting, pp829-834, Oct.1989
- 121) R.W.De Doncker [The Auxiliary Resonant Commutated Pole Converter]
IEEE IAS Ann.Meeting, pp1228-1235, Oct.1990
- 122) H.Matsuo,K.Iida et al.
[High Power Soft Switching PWM AC Auxiliary Power Supply System of The Electric Railway Rolling Stock and its Deadbeat Control] IEEE PESC-85, pp258-263, June.1985
- 123) L.Gyugyi, B.R.Pelly [Static Power Frequency Changers] J.Wiley New York, 1976
- 124) M.Venturini [The Generalized Transformer: A New Bi-directional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor]
IEEE PESC-80, pp242-252, June.1980
- 125) M.Venturini [A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements] Powercon-7, pp E3:1-E3:15, 1980
- 126) A.Alesina, M.Venturini
[A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements]
IEE Trans.Circuits & System, Vol.CAS28, No.4. pp319-330, 1980
- 127) X.Ma [High performance PWM frequency changer] IEEE Trans.IA-22, pp267-280, Mar.1986
- 128) P.D.Ziogas, S.I.Khan [Some improved forced commutated cycloconverters structures]
IEEE Trans.Vol.IA-21, No.5, Sept.1985
- 129) P.D.Ziogas,et al.[Analysis and design of forced commutated cycloconverters structures with improved transfer characteristics] IEEE Trans.IE, Vol.IE-33, No.3, Aug.1986
- 130) P.D.Ziogas, S.I.Khan, H Rashid [Forced commutated cycloconverters for high-frequency link applications] IEEE Trans.IA, Vol.IA-23. No.4, July,1987
- 131) P.Tenti, L.Malasani, [Forced commutated cycloconverters] IEEE IAS-Ann. Meeting, 1988
- 132) A.Alesina, M.Venturini [Analysis and design of optimum amplitude nine-switch direct AC-AC converters] IEEE Trans.PELS, Vol.4. No.1 Jan.1989
- 133) 石田, 岩崎, 大熊ほか [PWM制御サイクロコンバータのスイッチングパターン作成法]
電気学会産業応用部門誌 Vol.109-D, No.2. 1989年2月
- 134) 岩崎, 大熊ほか [入力力率可変正弦波入出力PWM制御サイクロコンバータの波形制御法]
電気学会産業応用部門誌 Vol.107-D. No.2, 1989年2月
- 135) 石黒, 大熊ほか [空間ベクトルを用いたPWMサイクロコンバータの入出力電圧制御法]
電気学会産業応用部門誌 Vol.110-D. No.6, 1990年6月
- 136) 大熊ほか [入力線間電圧瞬時値に基づくPWMサイクロコンバータの入出力電圧制御法]

一般参考文献

- 電気学会産業応用部門誌 Vol.111-D, No.3, 1991 年 3 月
- 137) G.Roy et al.[Direct frequency changer operation under a new scale control algorithm]
IEEE Trans.PELS, Vol.6, No.2, pp100-107, Aug.1991
- 138) S.Bhowmik, R.Spee [A guide to the application-oriented selection of AC/AC converter topologies] IEEE Trans.PELS, Vol.8. No.2, pp156-163, April.1993
- 139) 福田ほか [空間ベクトルを用いた PWM サイクロコンバータの波形改善]
平成 3 年電気学会産業応用部門大会 151, 1991 年 8 月
- 140) 村井ほか [高周波共振を利用した半導体電力変換技術]
電気学会産業応用部門誌 Vol.110-D, No.1, 1990 年 1 月
- 141) 村岡ほか [S I サイリスタの di/dt 耐量について]
昭和 63 年電気学会全国大会 478, 1988 年 3 月
- 142) 村岡 [1200V 級高速 S I サイリスタの特性] 電気学会半導体研究会 SPC85-67, 1985 年 10 月
- 143) 佐藤ほか [共振 DC リンクインバータの解析と制御法の改善]
電気学会産業応用部門誌 Vol.D-111, No.7. pp531, 1991 年 7 月
- 144) 谷口 [部分共振型 ZVS・PWM インバータ]
電気学会産業応用部門誌 Vol.113-D. No.11. pp1324. 1993 年 11 月
- 145) 谷口 [共振型インバータ回路方式の動向]
電気学会産業応用部門誌 Vol.117-D. No.2. pp123, 1997 年 2 月
- 146) 近藤ほか [補助共振転流ポール型インバータにおける電磁放射ノイズと効率の評価]
電気学会産業応用部門誌 Vol.116-D. No.4. pp499. 1996 年 4 月
- 147) 飯田, 原田ほか [S I サイリスタによる部分共振型正弦波 PWM インバータと制御法]
東洋電機技報第 94 号 pp2-12, 1994 年 4 月
- 148) 菅原, 吉岡 [S I サイリスタの di/dt 耐量について] 東洋電機技報第 69 号 pp2-6, 1987 年 9 月
- 149) 清水, 村岡ほか [逆導通 S I サイリスタ] 東洋電機技報 第 94 号 pp21-32, 1994 年 4 月
- 150) 村井, 石川 [部分共振電流型 PWM インバータの出力特性の検討]
電気学会産業応用部門誌 Vol.118-D. No.3. pp345-352, 1998 年 3 月
- 151) 木村ほか [補助共振転流ポール型 PWM インバータの損失最小化条件と実用上の問題点]
電気学会産業応用部門誌 Vol.118-D. No.3. pp385-392, 1998 年 3 月
- 152) 電機工業会 進歩賞 [デッドビート制御応用高性能インバータの完成] 1988 年 5 月
- 153) レーザ学会 学術奨励賞 [固体化電源を用いた銅蒸気レーザの研究] 1990 年 5 月
- 154) 電気学会第 50 回 学術振興賞(進歩賞), 財団法人小平記念会 [小平記念賞] 1994 年 5 月

本論文に関連する関与文献

【1】論文

- 1-1) 小山 純, 古賀高志, 塚本竜太, 原口武久, 山田英二
[電圧型PWMサイクロコンバータの定常特性]
電気学会産業応用部門誌 Vol.113-D, No.9, pp1086-1093, 1993 年 9 月 (第 4 章関連)
- 1-2) 小山 純, 夏 暁戎, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志
[PWMサイクロコンバータの歪み率特性解析]
電気学会産業応用部門誌 Vol.116-D, No.4, p404-410, 1996 年 4 月 (第 4 章関連)
- 1-3) 小山 純, 夏 暁戎, 樋口 剛, 黒木恒二, 山田英二, 古賀高志
[PWMサイクロコンバータのVVVFオンライン制御]
電気学会産業応用部門誌 Vol.116-D, No.6, p664-651, 1996 年 6 月 (第 4 章関連)
- 1-4) J.Oyama, X.A.Xia, T.Higuchi, K.Kuroki, E.Yamada, T.Koga
[VVVF On-line Control of Matrix Converters]
電気学会英文論文誌 Vol.119, No.2, June 1997 (第 4 章関連)
- 1-5) Tung-Hai Chin, I.Miyasita, T.Koga
[Sensorless Induction motor drive : An Innovative Component for Advanced Motion Control]
IFAC World Congress Id-022, pp445-450, July,1996 (論文賞受賞) (第 3 章関連)

【2】技術総説

- 2-1) 古賀高志 [パワーエレクトロニクスと電動力制御]
書籍 東京電機大学出版局刊 初版:1977 年 1 月 (第 1, 3 章関連)
- 2-2) 古賀高志 [S I サイリスタ]
電気評論 198 号, pp609-613, 1988 年 6 月 (第 1 章関連)
- 2-3) 前田明志, 古賀高志 他(共著) [ユーザのためのACドライブシステム]
電気学会技術報告 2-333 号, 1990 年 5 月 (第 3 章関連)
- 2-4) Tung-hai Chin, Ichiro Miyasita, T.Koga (IFAC 受賞論文)
[Sensor-less Induction Motor Drive: An Innovative Component for Advanced Motor Control]
Control Engineering Practice, Vol.5, No.12, pp1653-1659, Dec.1997 (第 3 章関連)
- 2-5) 古賀高志, 菅原章吾, 林 秀喜 他
[高周波キャリアインバータのデッドビート制御]
東洋電機製造技報 Vol.70, 1988 年 3 月 (第 3 章関連)
- 2-6) 古賀高志, 杉本 修, 沖 道雄 他
[高周波キャリアインバータによる電源障害試験装置]
東洋電機製造技報 Vol.70, 1988 年 3 月 (第 3 章関連)

本論文に関連する関与文献

[3] 国際会議論文

- 3-1) T.Koga, O.Sugimoto, S.Sugawara, et al.
[High Frequency Carrier PWM Inverter by Static Induction (SI)Thyristor]
IEEE PESC-88, 3C-1, p455-461, Aprl.1988 (第3章関連)
- 3-2) T.Koga, H.Hayashi, M.Nakano, V. Saechout.
[Dead beat control for PWM inverter]
IEEE IECON-94, p549-554, Sept.1994 (第3章関連)
- 3-3) T.Koga, H.Hayashi, Y.Ohmori, et al.
[High Frequency Switching Space Vector Control for Induction Motor using
SI-Thyristor] PCIM-88, p233-242, June.1988 (第3章関連)
- 3-4) T.Koga, S.Sugawara, H.Hayashi, et al.
[Instantaneous Spatial Vector Controlled Motor Drive System using DSP's and
SI-thyristors] EPE-89, p539-544, Oct.1989 (第3章関連)
- 3-5) T.Koga, I.Miyashita, Y.Okada, et al.
[Torque Ripple reduction Methods for Vector Controlled Induction Motor with
Current Preview Control] IEEE IECON-89, p192-197, Nov.1989 (第3章関連)
- 3-6) A.maeda, T.H.Chin, T.Ohtani, T.Koga, et al.
[Today's AC Drive for Industrial application in Japan]
EPE-91, 2-618--624, Sept.1991 (第3章関連)
- 3-7) T.Koga, I.Miyashita, A.Imayanagida.
[Recent industrial application of speed sensor-less vector control in Japan]
IEEE IECON-94, p1573-1578, Sept.1994 (第3章関連)
- 3-8) J.Nishizawa, T.Tamamushi, T.Koga, et al.
[60kHz,100kW Static Induction (SI)Thyristor Type Voltage Controlled Series Resonant
Inverter for Induction Heating] IEEE PESC-87, p508-515, June 1987 (第2章関連)
- 3-9) T.Koga, S.Sugawara, et al.
[High Frequency Parallel Resonance Current-Fed Type Inverter using SI-Thyristors]
PCIM-88, PE87-2703, June.1988 (第2章関連)
- 3-10) J.Nishizawa, T.Koga, T.Tamamushi, et al.
[20kHz,5kW Class of the Static Induction Thyristor Type High Frequency-Link
DC-DC Converter] IEEE Intelec-87, 2-2, June, 1987 (第2章関連)
- 3-11) M.Nakaoka, T.Maruhashi, T.Koga, et al.
[A Phase-Difference Angle Control-Mode PWM High-Frequency Resonant Inverter using
Static Induction-Transistore and -Thyristors]
IEEE PESC-87, p674-681, June,1987 (第2章関連)
- 3-12) J.Nishizawa, T.Koga, T.Tamamushi, H.Sekimoto, et al.
[Quasi-Resonant DC/DC Converter using a Single SI-Thyristor]
IEEE Intelec-88, p68-75, June,1988 (第2章関連)

本論文に関連する関与文献

- 3-13) H.Matsuo, F.Kurokawa, T.Koga, H.Hayashi, et al.
[High Power Buck-Boost Type Voltage-Resonant DC-DC Converter operating in the Discontinuous Reactor Current Region] EPE-91, 2-618--624, Sept.1991 (第2章関連)
- 3-14) H.Matsuo, F.Kurokawa, H.Hayashi, T.Koga.
[A General Analysis of the Zero-Voltage Switched Quasi-Resonant Buck-Boost Type DC-DC Converter in the Continuous and Discontinuous Modes of the Reactive Current] IEEE Intelec-91, P20-2 (pp687-692), Nov.1991 (第2章関連)
- 3-15) H.Matsuo, T.Koga, et al.
[Analysis of the Improved Soft-Commutated PWM Inverter by using an AC Current Transformer] IEEE PESC-94, WP4-7, p719-726, June, 1994 (第2章関連)
- 3-16) J.Oyama, T.Higuchi, E.Yamada, T.Koga, T.A Lipo.
[New Control Strategy for Matrix Converter] IEEE PESC-89, pp360-367, June.1989. (第4章関連)
- 3-17) J.Oyama, T.Higuchi, R.Tsukamoto, T.Koga, et al.
[Power Factor Improvement of PWM Matrix Converter using Intermediate Voltage] PCC93-Yokohama, p284-289, Aprl.1993 (第4章関連)
- 3-18) J.Oyama, X.Xia, T.Higuchi, K.Kuroki, E.Yamada, T.Koga.
[A New On-line Gate Circuit for Matrix Converter] IPEC-95 p754-759, Aprl.1995 (第4章関連)
- 3-19) J.Oyama, X.A.Xia, T.Higuchi, K.Kuroki, E.Yamada, T.Koga.
[Effect of the Filter on Matrix Converter Characteristics under a New Control Method] SPEEDAM-96, June, 1996 (第4章関連)

【4】国内大会論文

- 4-1) 古賀高志, 杉本 修, 菅原章吾 他
[S I サイリスタによる高周波キャリアPWMインバータ]
昭和 62 年電気学会産業応用部門大会 68, 1987 年 8 月 (第3章関連)
- 4-2) 古賀高志, 杉本 修, 菅原章吾 他
[S I サイリスタ応用電源障害試験装置]
昭和 62 年電気学会産業応用部門大会 69, 1987 年 8 月 (第3章関連)
- 4-3) 古賀高志, 杉本 修, 八星文昭 他 [電源障害が電子機器に及ぼす影響について]
昭和 63 年電気学会産業応用部門大会 125, 1988 年 8 月 (第3章関連)
- 4-4) 古賀高志, 林 秀喜, 大森洋一 他 [S I サイリスタによる瞬時空間ベクトル制御]
昭和 63 年電気学会産業応用部門大会 73, 1988 年 8 月 (第3章関連)
- 4-5) 古賀高志, 菅原章吾, 林 秀喜 他
[S I サイリスタ高周波インバータとその課題]
昭和 60 年電気関係学会関西支部大会 S3-3, 1985 年 10 月 (第2章関連)

本論文に関連する関与文献

- 4-6) 古賀高志, 菅原章吾, 野崎俊信 他
[S I サイリスタ高周波インバータ]
昭和 61 年電気学会全国大会 523, 1986 年 4 月 (第 2 章関連)
- 4-7) 古賀高志, 菅原章吾 他
[S I サイリスタを用いた電流型高周波インバータ]
昭和 63 年電気学会全国大会 550, 1988 年 4 月 (第 2 章関連)
- 4-8) 古賀高志, 菅原章吾, 野崎俊信 他
[S I サイリスタを用いた電流形高周波インバータ]
昭和 63 年電気学会産業応用部門大会 107, 1988 年 8 月 (第 2 章関連)
- 4-9) 古賀高志, 菅原章吾, 関本英雄 他
[S I サイリスタを用いた高周波リンク DC-DC コンバータ]
昭和 61 年電気学会全国大会 533, 1986 年 4 月 (第 2 章関連)
- 4-10) 古賀高志, 菅原章吾 他 [S I サイリスタによる 1 石共振型 DC/DC コンバータ]
昭和 62 年電気学会全国大会 507, 1987 年 4 月 (第 2 章関連)
- 4-11) 古賀高志, 菅原章吾, 林 秀喜 他
[S I サイリスタによる 1 石共振型 DC/DC コンバータ]
昭和 62 年電気学会産業応用部門大会 70, 1987 年 8 月 (第 2 章関連)
- 4-12) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志 他
[昇降圧形電圧共振コンバータの動作解析]
平成元年電気関係学会九州支部大会 948, 1989 年 10 月 (第 2 章関連)
- 4-13) 松尾博文, 黒川不二雄, 真藤琢馬, 古賀高志 他
[昇降圧形電圧共振コンバータの電流不連続領域における特性解析]
1990 電子情報通信学会春季全国大会 B803, 1990 年 3 月 (第 2 章関連)
- 4-14) 松尾博文, 黒川不二雄, 真藤琢馬, 古賀高志 他
[リアクトル電流不連続領域で動作する大電力用電圧共振昇降圧型 DC-DC コンバータ
について] 平成 2 年電気関係学会九州支部大会 205, 1990 年 10 月 (第 2 章関連)
- 4-15) 小山 純, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志, T.A.Lipo 他
[PWM サイクロコンバータのゲート制御回路]
平成元年電気学会全国大会 565, 1989 年 4 月 (第 4 章関連)
- 4-16) 小山 純, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志, T.A.Lipo 他
[S I T h を用いた PWM サイクロコンバータの新制御法]
平成元年電気学会産業応用部門大会 124, 1989 年 8 月 (第 4 章関連)
- 4-17) 小山 純, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志, T.A.Lipo 他
[PWM サイクロコンバータの S I T 点弧シーケンス]
平成元年電気関係学会九州支部大会 246, 1989 年 10 月 (第 4 章関連)
- 4-18) 小山 純, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志, T.A.Lipo
[PWM サイクロコンバータの電流制御]
昭和 63 年電気関係学会九州支部大会 733, 1988 年 10 月 (第 4 章関連)

本論文に関連する関与文献

- 4-19) 小山 純, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志, T.A.Lipo
[PWMサイクロコンバータの電圧制御]
昭和 63 年電気関係学会九州支部大会 732, 1988 年 10 月 (第 4 章関連)
- 4-20) 小山 純, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志, T.A.Lipo 他
[S I T hを用いたPWMサイクロコンバータの点弧シーケンス]
平成 2 年電気学会全国大会 B803, 1990 年 3 月 (第 4 章関連)
- 4-21) 小山 純, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志, T.A.Lipo 他
[S I サイリスタを用いたPWMサイクロコンバータの波形解析]
平成 2 年電気関係学会九州支部大会 p43-07, 1990 年 10 月 (第 4 章関連)
- 4-22) 小山 純, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志, T.A.Lipo
[S I T h及びG T rを用いたPWMサイクロコンバータの特性比較]
平成 3 年電気学会産業応用部門大会 153, 1991 年 8 月 (第 4 章関連)
- 4-23) 小山 純, 樋口 剛, 塚本, 山田英二, 古賀高志, T.A.Lipo
[中間電圧を用いたPWMサイクロコンバータの制御法]
平成 3 年電気関係学会九州支部大会 636, 1991 年 10 月 (第 4 章関連)
- 4-24) 小山 純, 塚本竜太, 山田英二, 古賀高志, T.A.Lipo
[中間電圧を用いた電圧型PWMサイクロコンバータの入力力率改善]
平成 4 年電気学会産業応用部門大会 84, 1992 年 8 月 (第 4 章関連)
- 4-25) 小山 純, 夏 暁戎, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志
[PWMサイクロコンバータの波形シミュレーション]
平成 5 年電気学会産業応用部門大会 92, 1993 年 8 月 (第 4 章関連)
- 4-26) 小山 純, 樋口 剛, 黒木恒二, 夏 暁戎, 古賀高志
[中間電圧を用いたPWMサイクロコンバータのVVVF制御]
平成 6 年電気学会産業応用部門大会 103, 1994 年 8 月 (第 4 章関連)
- 4-27) 伊藤田和仙, 小山 純, 夏 暁戎, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志
[PWMサイクロコンバータのゲート信号発生回路]
平成 5 年電気学会産業応用部門大会 T-19, 1993 年 8 月 (第 4 章関連)
- 4-28) 小山 純, 樋口 剛, 黒木恒二, 伊藤田和仙, 山田英二, 古賀高志
[中間電圧を用いた電圧型PWMサイクロコンバータのゲート信号発生回路]
平成 5 年電気関係学会九州支部大会 412, 1993 年 10 月 (第 4 章関連)
- 4-29) 小山 純, 樋口 剛, 黒木恒二, 夏 暁戎, 山田英二, 古賀高志
[PWMサイクロコンバータの周波数変換装置への応用について]
平成 6 年電気関係学会九州支部大会 451, 1994 年 9 月 (第 4 章関連)
- 4-30) 小山 純, 夏 暁戎, 樋口 剛, 山田英二, 古賀高志
[PWMサイクロコンバータのキャリア周波数の影響について]
平成 7 年電気学会産業用部門大会 231, 1995 年 8 月 (第 4 章関連)

本論文に関連する関与文献

- 4-31) 小山 純, 樋口 剛, 夏 暁戎, 楠田 稔, 山田英二, 古賀高志
[中間電圧を用いたPWMサイクロコンバータの特性について]
平成7年電気関係学会九州支部大会 834, 1995年9月 (第4章関連)
- 4-32) 小山 純, 樋口 剛, 田嶋英二, 山田英二, 古賀高志
[PWMサイクロコンバータのキャリアパターンが入出力波形に及ぼす影響について]
平成7年電気学会産業用部門大会 97, 1996年8月 (第4章関連)
- 4-33) 古賀高志 [共振形コンバータの大容量電源への応用]
91スイッチング電源シンポジウム, S1-3, 1991年2月 (第2章関連)

【5】特許・実用新案

- 5-1) 古賀高志, 林 秀喜
[静止形電力変換装置の多重化制御方法] 特 2681882 [H09.08.08] (第3章関連)
- 5-2) 中野道雄, 古賀高志, 林 秀喜
[パルス幅制御インバータの制御方式] 特 2681884 [H09.08.08] (第3章関連)
- 5-3) 中野道雄, 古賀高志, 林 秀喜
[自動制御方式] 特 267774 [H09.07.25] (第3章関連)
- 5-4) 中野道雄, 古賀高志, 林 秀喜
[インバータ制御方式] 特 2022419 [H08.02.26] (第3章関連)
- 5-5) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志, 林 秀喜
[DC-DCコンバータの過電流制限方法] 特 2063184 [H08.06.24] (第2章関連)
- 5-6) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志, 林 秀喜
[DC-DCコンバータ] 特 197699 [H07.09.27] (第2章関連)
- 5-7) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志, 林 秀喜
[共振形DC-DCコンバータの制御方法] 特 2040619 [H08.03.28] (第2章関連)
- 5-8) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志, 林 秀喜
[インバータ装置] 特 2673996 [H09.07.18] (第2章関連)
- 5-9) 小山 純, 古賀高志, 林 秀喜
[パルス幅制御方式電力変換装置の制御方法] 特 2022413 [H08.02.26] (第4章関連)
- 5-10) 古賀高志, 林 秀喜
[双方向制御整流素子を用いた交流-交流直接周波数変換装置]
特 883327 [S52.09.30] (第4章関連)

その他の関与文献(参考)

【1】論文

- B1-1) 中野道雄, 古賀高志 他
[ヒステリシスフィードバックによる位置決めサーボ系の有限整定補償]
計測自動制御学会論文誌 Vol.24, No.3, pp249-254, 1988 年 3 月 (分野: 制御)
- B1-2) 中野道雄, B-J Gong, 古賀高志
[非線形モデルを持つ規範モデル追従システム]
電気学会産業応用部門誌 Vol.114-D, No.10, pp1032-1037, 1994 年 10 月 (分野: 制御)
- B1-3) 中野道雄, B-J Gong, 古賀高志
[μ -シンセシスによる規範モデル追従システムの設計]
電気学会産業応用部門誌 Vol.115-D, No.8, pp999-1005, 1995 年 8 月 (分野: 制御)
- B1-4) 松尾博文, 黒川不二雄, 浅野睦喜, 古賀高志 他
[電流インジェクト形 DC-DC コンバータの電流暴走現象の解析]
電子情報通信学会論文誌 J77-B1, Vol.06, No.9, pp558-565, 1994 年 9 月 (分野: 電力変換)

【2】技術総説

- B2-1) 古賀高志
[電気鉄道におけるパワーエレクトロニクスの発展]
IEEE-Tokyo Chapter 特別講演会 予稿 SPC93-92, 1993 年 12 月 (分野: 応用)
- B2-2) 古賀高志, 永井秀憲, 中野道雄
[ヒステリシスフィードバックによる有限制定制御]
東洋電機技報 76 号 pp2-9, 1990 年 3 月 (分野: 制御)
- B2-3) 古賀高志, 永井秀憲, B-J Gong, 中野道雄 他
[ヒステリシス要素を用いたモータードライブ制御系の特性改善]
東洋電機技報 第 91 号 pp2-14, 1995 年 4 月 (分野: 制御)

【3】国際会議論文

- B3-1) T.Koga, H.Nagai, M.Nakano, B-J Gong.
[Finite Time Settling Compensation using Hysterisis Element]
IEEE IECON-89, pp335-340, Nov.1989 (分野: 制御)
- B3-2) K.Fujikawa, Z.Q.Yang, T.Koga, et al.
[Robust and Fast Speed Control for Torsional System Based on State-Space Method]
IEEE IECON -91, P20-2, pp687-692, Oct.1991 (分野: 制御)
- B3-3) M.Nakano, B-J Gon, T.Koga, H.Nagai.
[Nominal Model Tracking System using Nonlinear Model]
24th.IMCD, pp215-221, June,1995 (分野: 制御)

その他の関与文献(参考)

- B3-4) M.Nakano B-J Gon, T.Koga, H.Nagai.
[Improvement of Control Performances using Hysteresis Element applied to motor Drive System] IEEE IECON-95, PE10-5, pp1638-1645, Nov.1995 (分野：制御)
- B3-5) T.Koga, H.Nagai, B-J Gong, M.Nakano
[Improvement of Motor Drive System by Nominal Model Tracking System using Hysteresis Element] IEEE AMC-96, A1-4, pp35-40, March. 1996 (分野：制御)
- B3-6) T.Koga, H.Nagai, B-J Gong, M.Nakano
[Improvement of Control Performances using Hysteresis Element applied to Motor Drive System with 2-Mass Load]
IEEE IECON-96, PE07-4, pp963-970, Aug.1996 (分野：制御)
- B3-7) H.Matsuo, F.Kurokawa, T.Koga, K.Iida, et al.
[A new gate amplifier for high power GTO thyristors]
IEEE PESC-91, pp557-561, June,1991 (分野：電力変換)
- B3-8) H.Matsuo, F.Kurokawa, T.Koga, K..Iida,et al.
[A New Gate Drive Circuit with Energy-Storage Reactor developed for high Power GTO-Thyristors] EPE-91, pp0-380--385, Sept,1991 (分野：電力変換)
- B3-9) H.Matsuo, F.Kurokawa, T.Koga, K.Iida,et al.
[A New Gate Drive Control Circuit using an Air Core Reactor developed for High Power GTO Thyristors] CJPEC-92, pp135-140, Sept.1992 (分野：電力変換)
- B3-10) H.Matsuo, F.Kurokawa, T.Koga, K.Iida,et al.
[An Improved Gate Drive Circuit using an Air Core Reactor Developed for High Powe GTO Thyristors] IEEE PESC-92, B832, May,1992 (分野：電力変換)
- B3-11) H.Matsuo, F.Kurokawa, T.Koga, K.Iida,et al.
[High power buck-boost type DC-DC converter applied to the auxiliary power source of the electric railway rolling stock] PESC-93,pp270-276,June,1993 (分野：応用)
- B3-12) H.Matsuo, F.Kurokawa, T.Koga, K.Iida,et al.
[An Improved 210kVA Auxiliary Power Supply System of the Electric Railway Rolling Stock by using a New Two Phase Buck-Boost Type DC-DC Converter]
IEEE PESC-94, p709-713, June.1994 (分野：応用)

【3】国内大会論文

- B4-1) 笠井湧二, 古賀高志 [タルミ制御装置に関する考察及びその一例]
昭和 35 年電気学会東京支部大会 47, 1960 年 11 月 (分野：制御)
- B4-2) 笠井湧二, 古賀高志, 立野 陽 [デジタル式精密揃速制御装置]
昭和 37 年電気四学会連合大会 297, 1962 年 10 月 (分野：制御)
- B4-3) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志 他
[大電力用昇降圧形 DC-DC コンバータの制御特性について]

その他の関与文献(参考)

- 1990 電子情報通信学会春期全国大会 B802, 1990 年 3 月 (分野: 電力変換)
- B4-4) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志, 飯田克二 他
[エネルギー蓄積用リアクトルを用いたGTOの新しいゲート回路とその解析]
平成2年電気関係学会九州支部大会 205, 1990 年 10 月 (分野: 電力変換)
- B4-5) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志 他
[大電力用PWM昇降圧DC-DCコンバータの特性]
平成2年電気関係学会九州支部大会 215, 1990 年 10 月 (分野: 電力変換)
- B4-6) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志, 飯田克二 他
[大電力GTOサイリスタの新しいゲートドライブ回路について]
平成3年電気学会全国大会 S1-3, 1991 年 4 月 (分野: 電力変換)
- B4-7) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志, 飯田克二 他
[リアクトル電流不連続モードで動作する大電力昇降圧型DC-DCコンバータの特性]
平成3年電気関係学会九州支部大会 218, 1991 年 10 月 (分野: 電力変換)
- B4-8) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志, 飯田克二 他
[空心コイルを用いた大電力GTOサイリスタのゲートドライブ回路]
平成3年電気関係学会九州支部大会 225, 1991 年 10 月 (分野: 電力変換)
- B4-9) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志, 飯田克二 他
[空心コイルを用いたGTOサイリスタの駆動回路について]
1992 年電子情報通信学会春季大会 B832, 1992 年 3 月 (分野: 電力変換)
- B4-10) 松尾博文, 黒川不二雄, 古賀高志, 飯田克二 他
[リアクトル電流不連続モードで動作する大電力用昇降圧型DC-DCコンバータの特性
について] 1992 年電子情報通信学会春季大会 B832, 1992 年 3 月 (分野: 電力変換)
- B4-11) 松尾博文, 黒川不二雄, 吹原祐二, 古賀高志 他
[昇降圧形DC-DCコンバータの大電力用電源回路への応用について]
平成元年電気関係学会九州支部大会 949, 1989 年 10 月 (分野: 応用)
- B4-12) 松尾博文, 黒川不二雄, 浅野睦喜, 古賀高志 他
[鉄道車両用大電力交流補助電源システムについて]
平成6年電気関係学会九州支部大会 334, 1995 年 9 月 (分野: 応用)

【5】特許・実用新案

- B5-1) 笠井湧二, 古賀高志
[慣性体の速度兼駆動(制動)力指令制御方式] 特 430521 [S37.10.09] (分野: 制御)
- B5-2) 笠井湧二, 古賀高志 [油圧機制御方式] 特 433950 [S39.11.30] (分野: 制御)
- B5-3) 古賀高志 [温度制御装置] 特 539217 [S44.03.29] (分野: 制御)
- B5-4) 古賀高志 [調節器] 特 557806 [S44.10.29] (分野: 制御)

その他の関与文献(参考)

- B5-5) 古賀高志 [油圧モータ制御装置] 特 605517 [S46.05.14] (分野：制御)
- B5-6) 中野道雄, 古賀高志, 林 秀喜 [自動制御方式] 特 2522658 [H08.05.31] (分野：制御)
- B5-7) 中野道雄, 古賀高志, 林 秀喜 [自動制御方式] 特 2683543 [H09.08.26] (分野：制御)
- B5-8) 古賀高志 [トランジスタ式無接点論理積継電器] 特 464865 [S41.01.25] (分野：電子回路)
- B5-9) 古賀高志, 小泉義夫 [無接点継電装置] 特 501264 [S42.09.22] (分野：電子回路)
- B5-10) 古賀高志 [直流回路の無接点開閉器] 特 590820 [S45.11.30] (分野：電子回路)
- B5-11) 古賀高志, 岩国修三 [サイリスタ回路] 特 921451 [S53.09.05] (分野：電子回路)
- B5-12) 古賀高志 [直流電動機制御装置] 特 504617 [S42.11.15] (分野：電機)
- B5-13) 古賀高志, 田中元章, 榎本福正
[直流電動機制御用無接点継電装置] 特 511067 [S43.02.15] (分野：電機)
- B5-14) 古賀高志 [直流電動機制御装置] 特 519594 [S43.05.27] (分野：電機)
- B5-15) 古賀高志 [直流電動機の制御装置] 特 533211 [S43.11.30] (分野：電機)
- B5-16) 古賀高志 [直流電動機の制御装置] 特 533212 [S43.09.06] (分野：電機)
- B5-17) 古賀高志 [直流電動機制御用無接点継電装置] 特 554277 [S44.08.29] (分野：電機)
- B5-18) 古賀高志 [直流電動機の界磁制御装置] 特 565483 [S45.02.10] (分野：電機)
- B5-19) 古賀高志, 立野 陽
[無整流子電動発電機の並列運転制御方式] 特 946327 [S54.03.30] (分野：電機)
- B5-20) 古賀高志, 岩国修三 [直流複巻電動機の制御装置] 特 959196 [S54.06.14] (分野：電機)
- B5-21) 古賀高志, 小林暢夫, 岩国修三 [電動機制御装置] 特 1062655 [S56.08.31] (分野：電機)
- B5-22) 古賀高志 [直流電動機の制御装置] 実 840479 [S43.01.20] (分野：電機)
- B5-23) 古賀高志 [制動制御装置] 実 942082 [S46.09.28] (分野：電機)
- B5-24) 古賀高志 [電磁接触器] 実 1067101 [S56.09.28] (分野：電機)
- B5-25) 古賀高志 [高速度しや断器の引外し回路] 実 1320009 [S55.03.28] (分野：電機)
- B5-26) 古賀高志 [高速度しや断器の引外し回路] 実 1320012 [S55.03.28] (分野：電機)
- B5-27) 古賀高志 [電気機器の予熱制御装置] 実 1378042 [S56.04.30] (分野：電機)
- B5-28) 古賀高志 [電磁接触器] 実 1434213 [S57.05.27] (分野：電機)

その他の関与文献(参考)

- B5-29) 笠井湧二, 種田導博, 古賀高志
[走行紙の張力自動制御装置] 特 290505 [S37.01.16] (分野: 応用)
- B5-30) 笠井湧二, 樋笠 博, 古賀高志
[油圧駆動動力車制御装置] 特 433951 [S39.11.30] (分野: 応用)
- B5-31) 古賀高志, 吉永和彦
[鉄道車両制御装置用車輪径補正装置] 特 433952 [S39.11.30] (分野: 応用)
- B5-32) 古賀高志 [自動列車制御用速度検出装置] 特 443945 [S40.04.09] (分野: 応用)
- B5-33) 吉永和彦, 古賀高志
[鉄道自動定位停車装置用車輪径補正装置] 特 444886 [S40.04.26] (分野: 応用)
- B5-34) 古賀高志, 立野 陽
[鉄道車両速度照査装置用車輪径補正装置] 特 453208 [S40.08.16] (分野: 応用)
- B5-35) 笠井湧二, 樋笠 博, 古賀高志ほか
[油圧駆動動力車制御装置] 特 465905 [S41.02.03] (分野: 応用)
- B5-36) 古賀高志, 相良 博
[長尺製品の巻取り装置用油圧モータ駆動制御装置] 特 557805 [S44.10.29] (分野: 応用)
- B5-37) 古賀高志 [巻取り制御装置] 特 592204 [S45.12.15] (分野: 応用)
- B5-38) 古賀高志 [ポンプ圧力制御方式] 特 598749 [S46.03.04] (分野: 応用)
- B5-39) 古賀高志, 永淵澄夫
[電気車両用の直流電動機制御方式] 特 707567 [S48.10.24] (分野: 応用)
- B5-40) 古賀高志 [回転ローラの温度検出装置] 特 912589 [S53.07.21] (分野: 応用)
- B5-41) 古賀高志, 三富忠造 [走行車両発電制動方式] 特 1065323 [S56.09.30] (分野: 応用)
- B5-42) 永淵澄夫, 古賀高志, 三富忠造
[走行車両発電制動方式] 特 1067101 [S56.09.30] (分野: 応用)
- B5-43) 古賀高志, 岩国修三 [電気車制御装置] 特 1068173 [S56.10.23] (分野: 応用)
- B5-44) 古賀高志, 三富忠造 [車両制御装置] 特 1080829 [S57.01.25] (分野: 応用)
- B5-45) 北山敏和, 古賀高志
[無整流子電動発電機の周波数制御装置] 特 1088287 [S57.03.23] (分野: 応用)
- B5-46) 古賀高志
[車両用電動発電機による主電動機励磁回路] 特 114327 [S58.04.13] (分野: 応用)
- B5-47) 古賀高志, 今柳田明夫 [印刷機械の駆動方式] 特 2105870 [H8.11.06] (分野: 応用)
- B5-48) 古賀高志, 白水 暢 [給水装置] 特 2717928 [H09.11.14] (分野: 応用)