

図・本館

GTOサイリスタ応用電力変換装置の
開発に関する研究

名古屋大学図書
和 1030387

植 田 明 照

番号	乙第	3521号
----	----	-------

G T Oサイリスタ応用電力変換装置の開発に関する研究

目 次

第 1 章 結 論	1
1.1 研究の背景	1
1.1.1 電力変換装置	1
1.1.2 電力用半導体デバイス	4
1.1.3 車両・エレベータ駆動用電力変換装置	9
1.1.4 インバータ	15
1.1.5 順変換装置	25
1.2 研究の目的	30
1.3 論文の構成	33
<参考文献>	34
第 2 章 車両駆動用電圧形 G T Oインバータ	39
2.1 はじめに	39
2.2 電車駆動用 G T Oインバータ	40
2.2.1 小型地下鉄計画	40
2.2.2 G T Oインバータの仕様	42
2.3 G T Oインバータ要素技術の開発	54
2.3.1 ゲート回路	54
2.3.2 デバイス並列接続	61
2.3.3 スナバ回路	66
2.3.4 主回路インダクタンスの低減	69
2.3.5 実装および冷却	74
2.4 インバータ電車制御方式の開発	77
2.4.1 電圧，周波数制御方式	77
2.4.2 制御の安定性	80
2.4.3 高粘着制御	83
2.5 保護システム	86

2.6	等価試験および実車走行試験	88
2.7	むすび	91
	<参考文献>	97
第3章	誘導電動機駆動用正弦波出力電流形インバータ	99
3.1	はじめに	99
3.2	回路構成と動作原理	101
3.3	制御方法	106
3.3.1	制御回路	106
3.3.2	電流の高調波解析	112
3.4	スパイク電圧の発生とその低減	118
3.4.1	スパイク電圧発生機構の解明	118
3.4.2	スパイク電圧低減法	124
3.5	出力波形の高調波特性	130
3.6	電動機駆動時の効率，騒音特性	140
3.7	むすび	142
	<参考文献>	144
第4章	PWM制御GTOコンバータ	145
4.1	はじめに	145
4.2	等パルス幅制御コンバータの動作と特性	146
4.2.1	直流エレベータ制御用コンバータ	146
4.2.2	等パルス幅制御コンバータの回路構成と動作	151
4.2.3	ターンオフ時の過電圧と抑制方法	157
4.2.4	等パルス幅制御コンバータの応用	164
4.3	正弦波入力PWMコンバータの構成と動作	167
4.3.1	主回路構成と基本動作	167
4.3.2	制御回路構成と動作	174
4.4	正弦波入力PWMコンバータの諸特性	183

4.4.1	電流の高調波解析	183
4.4.2	直流出力電圧制御特性解析	189
4.4.3	実験結果	190
4.5	正弦波入力PWMコンバータの応用	199
4.6	むすび	205
	<参考文献>	206
第5章	結 論	207
	<謝 辞>	213
	<本研究に関する発表論文>	214

第1章 結 論

1.1 研究の背景

1.1.1 電力変換装置

電力変換とは、「電圧，電流，周波数，相数のうち一つ以上を，実質的には電力損失なしに変えること」である。この場合，周波数には零周波数に対応する直流も含む。電力変換に用いられる電力用半導体デバイスとしては，ダイオード，サイリスタ，パワートランジスタなどがある。

代表的な電力変換を表1.1に示す。また，このような変換を行う電力変換装置の主なものを表1.2に示す。

交流を直流に変換する順変換装置（整流器）は，直流電動機の制御などに用いられる。直流を交流に変換する逆変換装置（インバータ）には，転流に必要な電圧が外部の交流電源から与えられる他励式と，内部の転流回路によって与えられる自励式とがある。他励式インバータは直流送電装置などに，自励式インバータは交流電動機の制御などに用いられる。直流変換は，直流電力から電圧・電流の異なる直流電力へ変換するもので，直流－直流変換とも呼ばれる。直流変換には，交流を介することなく変換を行う直流直接変換と，交流を介して変換を行う直流間接変換とがある。直流直接変換の代表的なものは直流給電の車両の制御などに用いられる直流チョッパであり，直流間接変換の代表的なものはスイッチングレギュレータである。交流変換は，交流電力から性質の異なる交流電力へ変換するもので，交流－交流変換とも呼ばれる。交流変換にはいくつかの種類がある。交流電力を制御する交流電力調整装置，周波数を変換する周波数変換装置，さらに相数を変換するものもある。周波数変換装置には，直流を介さないで周波数を直接変換するサイクロコンバータと，順変換装置とインバータとを組み合わせる直流を介して周波数を変換する間接周波数変換装置とがあり，いずれも交流電動機の可変速制御などに用いられる。以上述べた代表例にとどまらず，電力変換装置にはこれらを変形した方式や，これらの複数の方式を組み合わせた方式もある。

電力変換装置の主要な応用分野は，電動機制御と各種電源装置とである。これらの分野において電力変換装置が盛んに用いられるようになってきてい

表 1.1 代表的な電力変換

出力 入力(電源)	直 流	交 流
直 流	直 流 変 換	逆 変 換
交 流	順 変 換 (整 流)	交 流 変 換 <ul style="list-style-type: none"> ○ 交流電力調整 ○ 周波数変換

表 1.2 主な電力変換装置

出力 入力(電源)	直 流	交 流
直 流	直流チョッパ スイッチングレギュレータ	逆変換装置 (インバータ)
交 流	順変換装置 (整流器)	交流電力調整装置 直接周波数変換装置 (サイクロコンバータ) 間接周波数変換装置 (順変換装置と インバータの組み合わせ)

るが、これは、従来の回転機を主体とした電源装置や制御装置などに比べて、電力変換装置は無保守化、低騒音化、高効率化、小型軽量化、高精度化などの要求に合致しているためと考えられる。また最近では、マイクロコンピュータやLSIなどの導入により、制御の高性能化と制御装置の簡単化が可能になっている。さらに、自己消弧形デバイスが大容量化、高性能化され、多く実用に供されるようになってきたことは、電力変換装置の応用の拡大に寄与するとともに、電力変換の新しい方式が生まれる契機にもなっている。

1.1.2 電力用半導体デバイス

従来、電力変換装置には、逆阻止サイリスタが多く用いられたきた。これは通常、単にサイリスタと呼ばれているデバイスである。サイリスタは小電力の制御信号(ゲート信号)により主電流の導通を制御できるデバイスである[1]。サイリスタを組み合わせて用いることにより、交流電力を直流電力に変換する装置(順変換装置)や、直流電力を交流電力に変換する装置(逆変換装置、またはインバータ)などを自在に構成することができる。さらに、制御信号の与え方により、出力の電圧、電流、周波数(直流も含む)を自由に制御することができる。

しかしながら、通常のサイリスタでは、その導通開始時点はゲート信号で制御できるが、導通終了時点はゲート信号では制御できないという制約がある。このため、導通終了は「転流」によらなければならない、したがって転流のための回路として、転流コンデンサや転流補助サイリスタ等を必要とする。また交流電源電圧を転流電圧として利用する他励式変換装置では、転流できる位相に制限があるため、電源力率(電源からみた入力力率)の低下を招く。このようなことから、導通終了時点もゲート信号で制御できる自己消弧形の大電力デバイスの出現が待望されていた。

電力変換装置に用いられる自己消弧形デバイスとしては、パワートランジスタ、パワーMOSFET、静電誘導(SI)サイリスタ、ゲートターンオフ(GTO)サイリスタなどがある。

パワートランジスタは、線形増幅機能を持つデバイスであるが、電力変換装置ではこれを飽和領域と遮断領域の間でスイッチとして用いる。サイリス

タに比べて高速スイッチングが可能であるが、大容量化が難しいため小容量の装置に用いられている。最近では1000V級、数百A級まで実現しており、中・小容量のインバータなどに盛んに適用されている。

パワーMOSFETは、パワートランジスタよりさらに高速動作が可能であり、また電圧制御形デバイスであるため駆動回路が簡単化できる。一方、高耐圧になるとオン抵抗が大きくなるという本質的弱点があり、大容量化が難しい。このため、高周波スイッチングにより装置が小型化できる小容量スイッチング電源などに用いられつつある。

SIサイリスタは、阻止状態がゲート電圧とアノード電圧の静電誘導作用によって決まり、一般にはゲートのバイアス電圧を除くとオン状態になる、いわゆるノーマリオン形のデバイスである。現在開発途上のデバイスであり、将来的には高耐圧、大電力の高速スイッチング用として期待されるデバイスである。

GTOサイリスタは、通常のサイリスタと同様にpnpn4層構造の半導体デバイスであるが、ゲート信号によりオン・オフ両方の制御が可能である[2]。GTOサイリスタの原理は、サイリスタの発明からさして遅れることなく提案されており、小容量のデバイスは一部で早くから実用化された。しかし、その大容量化は難しい技術的問題があつて、なかなか進まなかった。ところが、最近の半導体製造技術全般の著しい発展に支えられ、微細加工技術や大面積のデバイスを均一に製作する技術が向上し、GTOサイリスタの大容量化が可能となった[3]-[5]。大容量化の経緯を図1.1に、大容量GTOサイリスタの外観例を図1.2に示す。

上述の各種の自己消弧形デバイスは、それぞれの特徴を生かして、用途に応じて使い分けられる。スイッチング周波数と制御電力の点から見て、実用上有利と考えられる適用領域を図1.3に示す。図は文献[6]に基づいて、さらにその後のデバイスの発展を加味してまとめたものである。しかし、各デバイスとも現在発展を続けており、その結果によってはこのような領域も見直さなければならない。

現状では大容量の電力変換装置に用いられる自己消弧形デバイスとしては、GTOサイリスタが最適と考えられる。電力変換装置にGTOサイリスタを

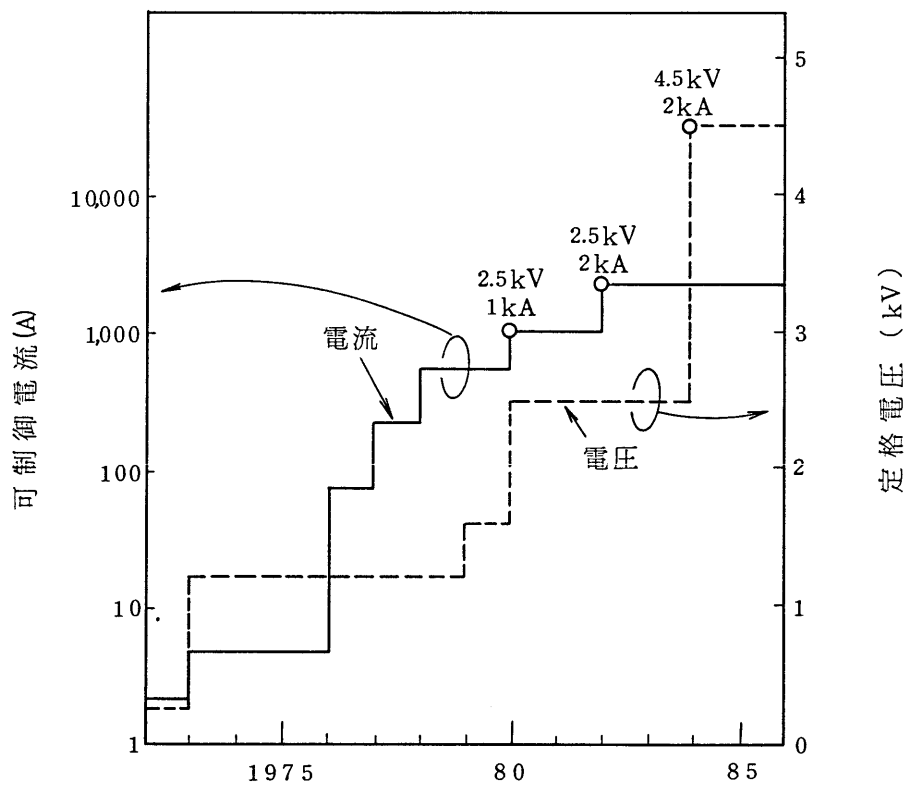
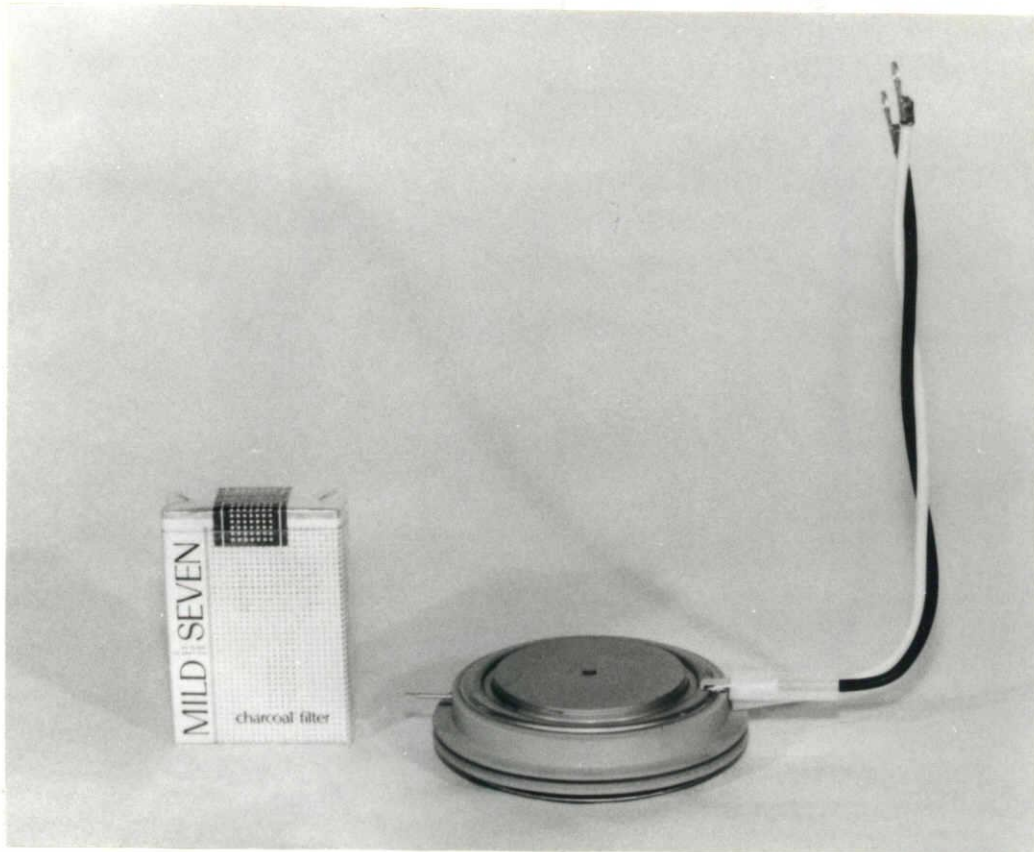
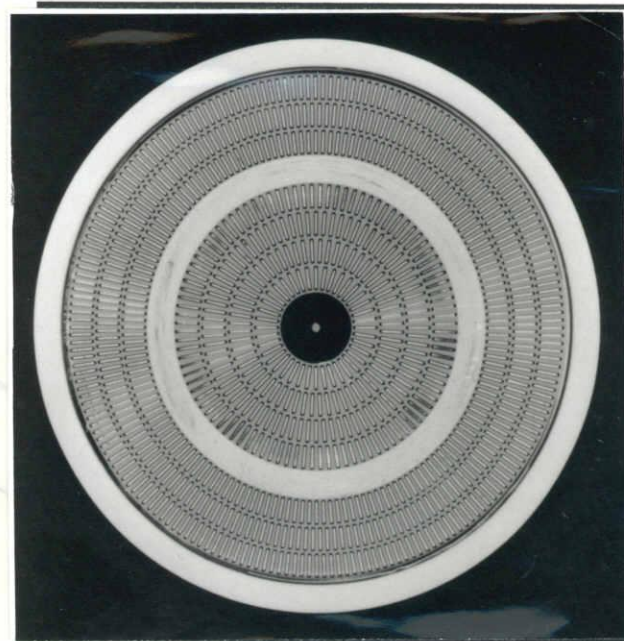


図 1.1 GTOサイリスタの可制御電流，定格電圧の推移



(a) 外観



(b) ペレット (70φ)

図 1.2 4.5kV 2kA GTO サイリスタ

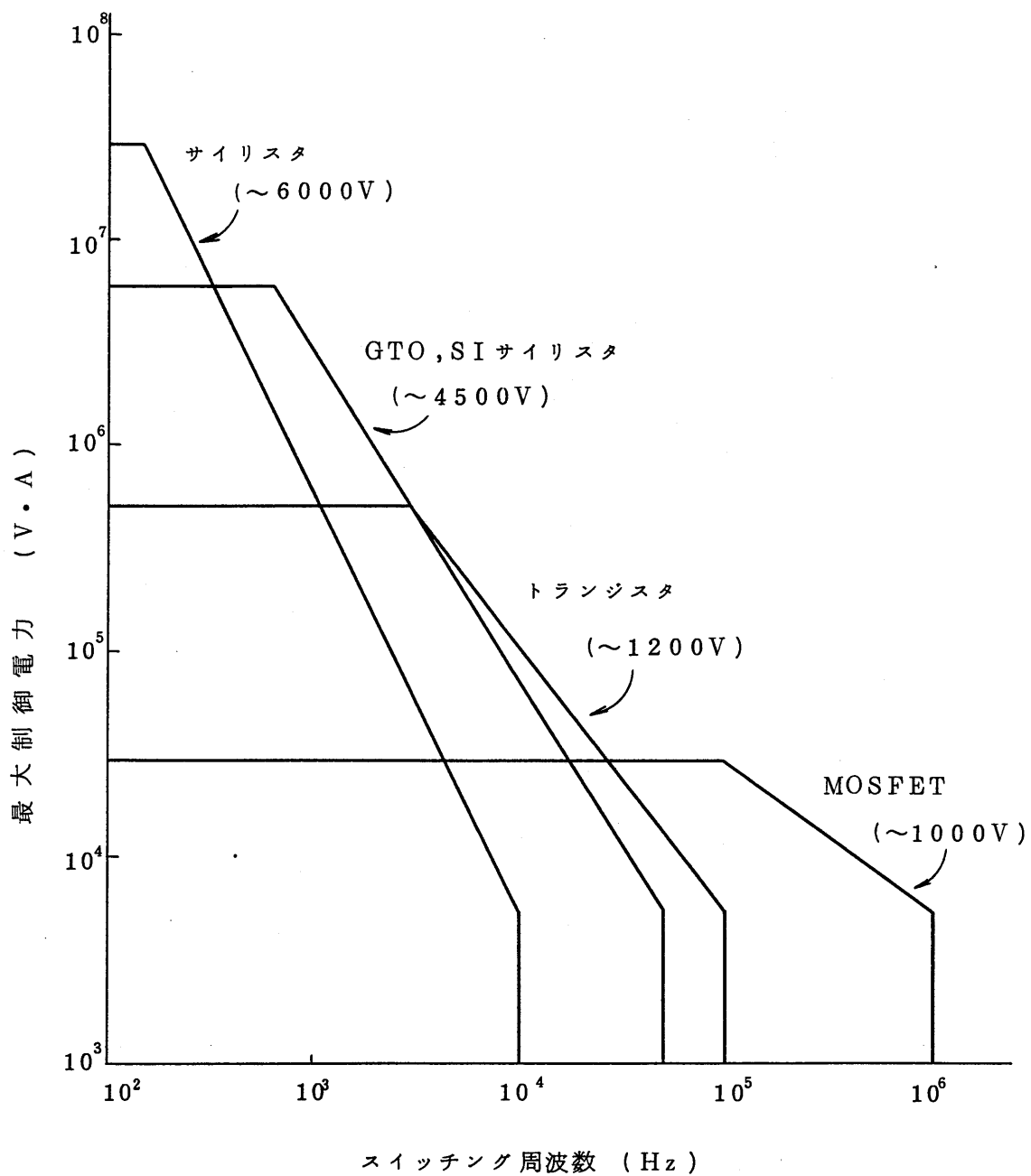


図 1.3 電力用スイッチング素子の適用マップ

応用した場合の利点として下記がある。

- (1) 従来のサイリスタを用いる場合に必要であった転流回路のコンデンサ、リアクトル、補助サイリスタを省略できるため、装置の小型軽量化が可能である。また転流回路の損失が無いため、効率が向上する。
- (2) 回路動作上の最小オン・オフ時間が小さくでき、その結果、最大動作周波数を高くできる。
- (3) 転流パルス電流が存在しないため、誘導障害や磁気音が低減できる。

なお、最近ではパワートランジスタとMOSFETとを複合して、両者の長所を併せ持つデバイスの開発が行われているが[7]、主として中小容量の装置用のデバイスである。

1.1.3 車両・エレベータ駆動用電力変換装置[8]

車両駆動用電動機としては、従来から直流電動機が用いられてきた。直流電動機は簡単な制御で可変速駆動が容易に行える。

一方、鉄道における給電方式には直流給電と交流給電がある。地下鉄、市電や都市近郊電車には主として直流給電が、また新幹線をはじめとする長距離鉄道には主として交流給電が用いられている。

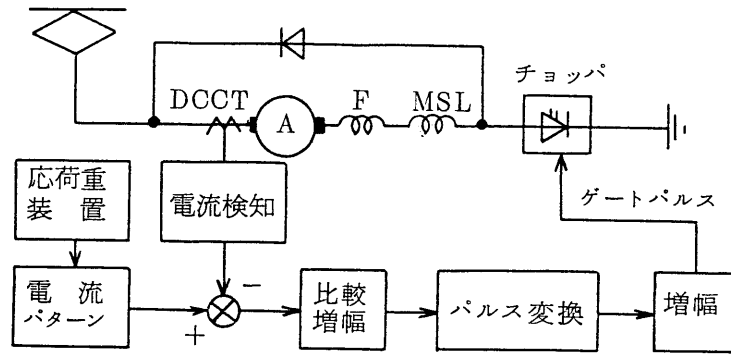
直流給電系統における直流電動機駆動車両の制御は、以前は電動機の直列あるいは並列切り換え、および直列接続された抵抗器の切り換えを組み合わせで行っていた。しかし、最近ではチョッパによる制御が多くなっている[9]。チョッパ制御にすると等価的に電流の大きさを無接点で滑らかに制御することが可能となり、また抵抗制御に比べて損失が低減でき、省エネルギーとなる。直流電気車のチョッパ制御には、数種類の方式がある。代表的なものを図1.4に示す。

(イ) 電機子チョッパ

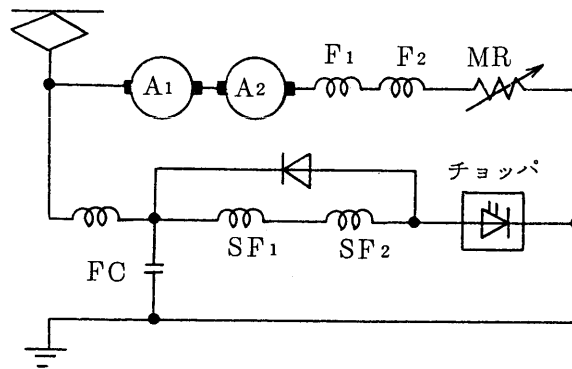
直流直巻電動機と直列にチョッパを接続して電圧・電流を制御するものである。制動時は、主回路の切り換えにより昇圧チョッパ回路として架線に電力を返還する。

(ロ) 界磁チョッパ

電動機の界磁を複巻として、その分巻界磁の制御にチョッパを用いる。



(a) 電機子チョップ



(b) 界磁チョップ

- | | |
|----------------|--------------|
| A : 電機子 | SF : 分巻界磁 |
| F : 直巻界磁 | MR : 主抵抗器 |
| MSL : 主平滑リアクトル | FC : 平滑コンデンサ |

図 1. 4 電気車のチョップ制御

電機子チョッパに比べて小容量のチョッパとなり，低価格となることから，かなり実用に供されている。

その他に，従来の抵抗制御の主抵抗器の一部にチョッパを接続して抵抗の変化を滑らかにする抵抗チョッパや，主電動機を分巻とし，電機子および分巻界磁をそれぞれチョッパ制御する分巻チョッパがある。

これらのチョッパ装置において，当初は通常の逆阻止サイリスタが用いられた。この場合，転流回路が必要であるが，その方式としていくつかの方式が提案された。次に，デバイスの数を減らし回路を簡単化するために，サイリスタと逆並列ダイオードを一体化した逆導通サイリスタが開発，実用化され，チョッパに多く用いられるようになった。しかし，逆導通サイリスタを用いても，転流回路のコンデンサ，リアクトルが必要なことは，逆阻止サイリスタの場合と同様である。

車両においては，構造上の制約等により，床下に装架される変換装置の小型・軽量化の要求が特に強い。逆阻止サイリスタや逆導通サイリスタに代えてGTOサイリスタを用いれば，転流回路が省略でき，装置の小型・軽量化の効果が大きい。このため最近では車両用チョッパ装置にはGTOサイリスタが用いられることが多い[10]。

次に，交流給電系統における直流電動機駆動車両では，整流器（順変換装置）により交流を直流に変換して電動機に直流を流すが，その制御方法については次のように変遷してきている。以前は，ダイオード整流器で交直変換し，速度制御は変圧器のタップ切り換えで電圧を変える方式が主として用いられた。その後，サイリスタを用いた制御整流回路により，交直変換と速度制御を同時に行う方式が用いられるようになった。車両においては単相電源であるため，また走行位置により電源インピーダンスが変化することなど，一般産業用の整流回路と異なる条件がある。さらに，変換装置から生ずる高調波電流が鉄道周辺の信号線に誘導障害を与えないように高調波電流を低減しなければならない。このため，変圧器二次巻線を分割して整流回路を複数台直列接続する縦続接続回路が用いられることが多い。これらの方式の代表的なものを図1.5に示す。いずれの方式においても電源高調波（入力電流の高調波分）が大きいことや力率の低下の問題があり，改善が望まれている。

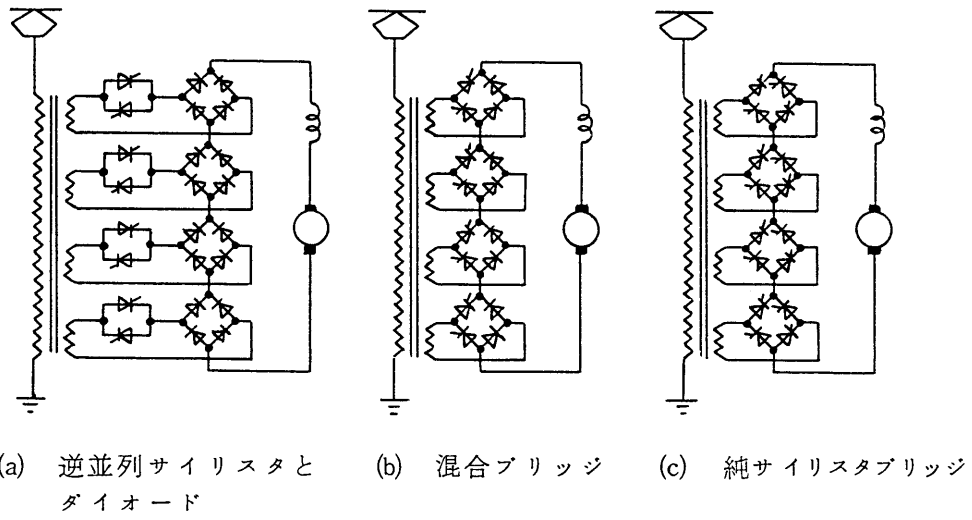


図 1.5 交流電気車の制御回路

以上述べたように、従来は直流給電系および交流給電系のいずれにおいても、駆動用電動機としては直流機を用いるのが中心であった。しかしながら、直流電動機駆動車両には、次のような短所がある。すなわち、直流機はブラシと整流子の摩耗部分があるため、寿命や保守の点で弱点があり、また整流子片間にフラッシュオーバが生じる。電動機を交流駆動方式に変えれば、これらの短所が除かれ、また主電動機の小型・軽量化がはかれるなどの利点があり、その実現が望まれていた。

しかしながら、交流電動機を可変速駆動するためには数多くの課題があった。それらのうち主なものは、交流電動機の制御は直流電動機より複雑となるため、その制御技術の開発を要すること、また交流電動機の可変速制御のためには電力変換装置として通常6アーム構成の大容量変換装置が必要で、それに必要な大容量制御デバイスとして安価で信頼性の高いデバイスが得られることなどである。

インバータ制御による誘導電動機駆動車両の開発は、欧州において比較的早く着手され、一部で実用化も進んだ[11]。イギリス、スイス等でも試作、試験などが行われたが[12][13]、実用面では西ドイツに最も実績が多い。同国では最初、ディーゼル電気機関車において電圧形PWM（パルス幅変調）インバータで誘導電動機を駆動する方式が開発され[14]、また市電用として、直流架線から給電しチョップと電流形インバータとの組み合わせで誘導電動機を駆動するシステムも開発された[15]。西ドイツ国鉄には、 $16\frac{2}{3}$ Hzの交流給電系が広い範囲にわたってあるが、この区間用の機関車として、電源側変換器、電圧形PWMインバータで誘導電動機を駆動する方式を開発し、実用化している[16]。なお、電源側変換器については、後述する(1.1.5参照)。

以上のようにインバータ制御車両の開発、実用化は進められて来たが、未だ広く普及するには至っていなかった。その要因としては、制御装置(インバータ)に用いるデバイスの数が多く高価格になること、周波数可変制御による誘導障害の増大等があげられる。これらのインバータには主として通常のサイリスタが用いられてきた。しかし、近年急速に大容量化が進んできたGTOサイリスタを用いれば、転流回路の省略による価格低減の他に、転流パルス電流が存在しないことによる誘導障害の低減効果も期待できる。この

ため国内においても，最近G T Oサイリスタを用いたインバータ駆動方式の開発が急速に進められており[17]-[19]，今後，広く実用化されて行くものと思われる。

次に，車両と並んで電動機制御の主要分野であるエレベータ制御について概観すれば，エレベータにおいては，従来，高層ビル用としては直流電動機により駆動する高速直流エレベータが，また，中・低層ビル用としては誘導電動機により駆動する交流エレベータが用いられてきた。

かって，高速エレベータの速度制御には，直流電動発電機を使用したワードレオナード方式が用いられた。この方式には，安定した高性能の速度制御が可能という特長があり多くの実績があるが，電動発電機の効率やエレベータ停止中のアイドリングなどの制約から，省電力の点での改善が必要とされている。

この要求に応じて，サイリスタ変換装置を用いたサイリスタレオナード方式が開発された。サイリスタレオナード方式は，省電力が図れるばかりでなく，静止形であり，構成が簡単で信頼性が向上できること，電動発電機のような起動時間（5秒程度）の制約がなく直ちにエレベータが運転に移れること，保守が省力化できること，などの利点があり，多く用いられるようになった。

しかし，サイリスタレオナード方式では，出力電圧の低い領域で電源からみた入力力率が悪くなる傾向がある。エレベータ制御では低電圧領域で制御する時間が長いため，その改善が望まれてきた。

一方，交流エレベータでは，以前は電動機の一次側の抵抗を順次短絡して制御する交流一段速度エレベータや，高速電動機と低速電動機の2台の電動機を設けた交流二段速度エレベータが，速度60m/min以下の範囲で使用された。その後，交流エレベータの高速化の要求が高まるに従って，誘導電動機の一次電圧をサイリスタで制御し，速度帰還制御を行う交流帰還制御エレベータが開発された。この方式は，減速時には誘導電動機の直流制動によって速度制御を行うため，D B（Dynamic Brake）制御方式と呼ばれる。D B制御方式は，さらに改良が加えられ，速度150m/minまでのエレベータに多く用いられている。

DB制御方式は、主回路の半導体デバイス数が少なく、簡単な構成で信頼性が高いなどの利点があるが、反面、電動機内部の抵抗損失が大きく、また加減速で制御方式を接点で切り換えているので、乗心地の制約上から慣性能率を小さくできない欠点がある。加速時と減速時とで制御方式を無接点で切り換えられれば、慣性能率を低減して省電力がはかれる。また、加速時のエネルギーを減速時に電源に回生できればさらに省電力効果が大きくなる。このため、交流エレベータでは、省電力が可能な新しい方式の実現が望まれている。

このような背景から、自己消弧形デバイスを用いた新しい電力変換装置を応用する研究が、エレベータ制御の分野においても進められる動向にある。

1.1.4 インバータ

交流電動機をインバータによって可変速駆動する目的は、二つある。第1は、直流電動機の世界が用いられていた分野を交流電動機によって置き換えるもので、保守の省力化などの利点が狙いである。第2は、交流電動機を一定速度で運転していたところを可変速駆動するもので、省エネルギーが主なねらいである。

第1の分類に属するものとしては、鉄鋼圧延システムや各種工作機などのように、高速応答や高精度などの高性能の制御を要求されるものである。ここには、制御性の面ですぐれた直流機を、サイリスタ変換装置で制御するサイリスタレオナード方式などが用いられてきた。また、従来交流電動機を高性能制御する技術が未発達であったことも、直流機が主として用いられた大きな理由である。

第2の分類に属するものとしては、ポンプ、ブロワなどの駆動があり、交流電動機によるこれらの駆動は、旧来は商用電源による一定速駆動が行われ、流量制御は機械的にダンパ、バルブなどによって行っていた。この方式は、制御は簡単であるが、ダンパ、バルブなどを全閉状態にしてもかなりの電力を消費するという、効率の悪いシステムである。これを可変速駆動に代えれば、大幅な省エネルギーが可能となる。

以上のように、交流電動機の可変速駆動には大きな利点があるが、これを実現するためには、電力用半導体デバイスを含む電力変換装置技術、および

制御技術の発達が必要であった。

可変速駆動される交流電動機としては、かご形誘導電動機が小容量から大容量まで広く用いられている。他に同期電動機があるが、同期機は力率、効率がすぐれるが、構造が複雑で励磁電源を必要とするため、専ら大容量システムに用いられることが多い。以下、各種産業用途に広く用いられている、誘導電動機をインバータにより駆動するシステムについて述べる。

誘導電動機駆動用インバータシステムとして、大別して、図1.6に示す電圧形と電流形がある〔20〕-〔22〕。この呼称はインバータの入力、すなわち直流中間回路が電圧源であるか電流源であるかによって名付けられている。両者にはそれぞれ特徴があり、用途に応じて使い分けられている。はじめに両者に共通的な動向を述べる。

インバータに用いられる電力用半導体デバイスとしては、前述のように最初はサイリスタ（転流ターンオフ形）が用いられた。サイリスタを用いたインバータは、転流補助回路としてコンデンサ、リアクトル、補助サイリスタ等が必要であり、また、転流に要する時間が長くなるため高周波化が難しい。このため、サイリスタインバータではPWM（パルス幅変調）制御を全く行わないか、あるいは出力周波数が低い範囲に限って行うのが通常であった。

最近、電力用半導体デバイス技術が著しく進歩し、自己消弧形デバイス（GTOサイリスタ、パワートランジスタなど）の大容量、高速化が進んでいる。インバータに自己消弧形デバイスを用いると、転流補助回路が省略でき、また高周波スイッチングが可能となる。この利点をねらって、まず電圧形インバータにおいて自己消弧形デバイスが多く用いられるようになった〔23〕-〔25〕。これは、電圧形インバータでは自己消弧形デバイス適用により容易に転流回路が省略でき、回路構成が簡単になるためである。自己消弧形デバイスを適用した電圧形インバータでは、出力波形を改善し、また電圧の制御性を上げるためにPWM制御が広く用いられるようになっている。一方、電流形インバータにおいては、サイリスタ式の場合に用いられている転流コンデンサが負荷無効電力処理機能も兼ねているため、単に自己消弧形デバイスに置きかえるということができず、自己消弧形デバイスの適用は電圧形の方が先行した。しかし、最近になって、回路および制御が種々工夫され、電

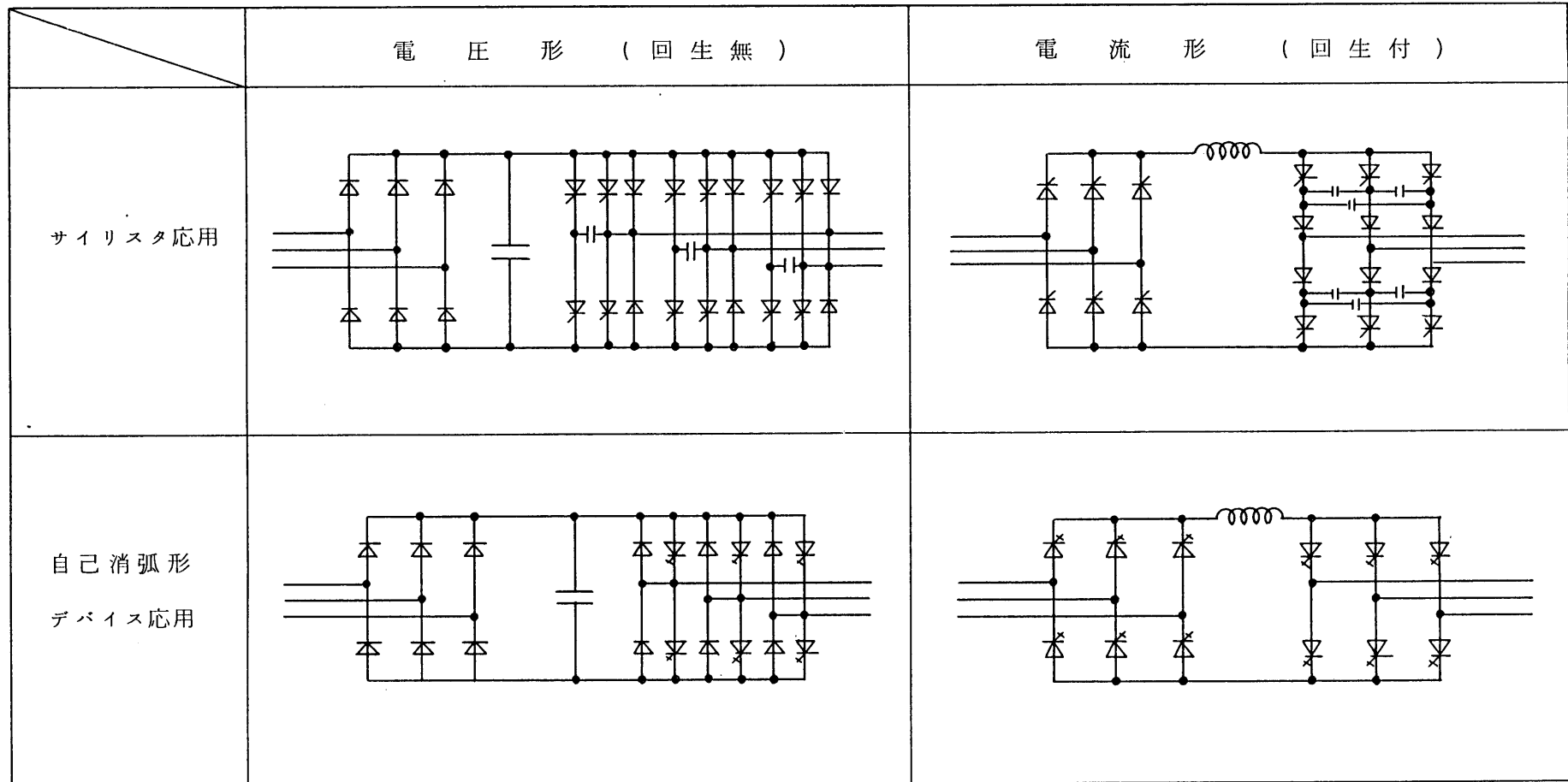


図 1. 6 電圧形インバータと電流形インバータの回路構成

流形インバータにおいても自己消弧形デバイスを用いる状況になってきている。また自己消弧形デバイス適用の利点を十分活用するため、電流形においてもPWM制御の応用が盛んになりつつある。以上のように、電圧形、電流形インバータともに、若干の時期のずれはあるが、サイリスタから自己消弧形デバイス適用へ、また方形波からPWM制御へ、というのが全体的な動向である。

ここで電流形インバータ、電圧形インバータのそれぞれの概況を述べる。

(イ) 電流形インバータ[26]

交流可変速システムにおいて、電流形インバータは、比較的簡単な回路構成で四象限運転が可能で、信頼性、保護性に優れる等の利点があり、数十～数千kWまでの、中・大容量電動機の可変速駆動に用いられている。一般に出力周波数は、商用周波数まで、あるいはそれ以下が多い[27]-[29]。

サイリスタを用いた電流形インバータは、昭和50年頃から、ポンプ、ブロワなどの省エネルギー運転用として、また鉄鋼プラントのテーブルローラ駆動などに使用され始めた。その後、パワーデバイスの高速大容量化、多重化やPWM制御などのインバータ技術、デジタル制御やベクトル制御などの制御技術等の進展に伴って、電流形インバータは、省エネルギー運転用途の拡大と高速高精度応答が要求される鉄鋼圧延システムや抄紙機などのプラント制御用に、あるいはクレーン運転用に応用が広まって来ている。また、従来、サイリスタが用いられることが多かった電流形インバータにおいても、自己消弧形デバイスを応用する開発が盛んになってきている。

サイリスタインバータは、当初は保守の省力化や据付の便をねらいとして、圧延テーブル、各種プロセスラインの小容量電動機群の可変速駆動用に使用され始めた。例えば、鋼材搬送用テーブルローラにおいては、大きな慣性をもった鋼材の急加減速を必要とするため、電流形インバータが適している。特に減速時に、鋼材およびローラに蓄えられた運動エネルギーを電源側に容易に回生でき、効率的な制動効果が得られる。

また、主として省エネルギーの観点から、ブロワ、ポンプなどの大容量の風力機械・水力機械駆動のための誘導電動機の制御用として、電流形インバータが用いられるようになった。風力機械・水力機械に対して回転数制御を

行った場合、流量は回転数に比例し、軸動力は回転数の三乗に比例する。他方、ダンパ、バルブを用いた場合は、全閉時でも全開時の50-60%の軸動力が必要である。所要の流量を得るために回転数を調整すれば、大幅な運転効率の向上を図ることができる。

電流形インバータとして最も多く用いられているのは、図1.6に示す直列ダイオード形のサイリスタインバータである。省エネルギーを図るため、誘導電動機の端子電圧 V と周波数 f の比が一定になるように制御してトルクをほぼ一定にする V/f 一定制御が行われる。

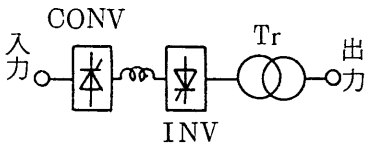
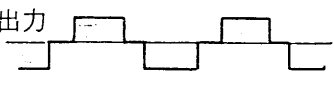
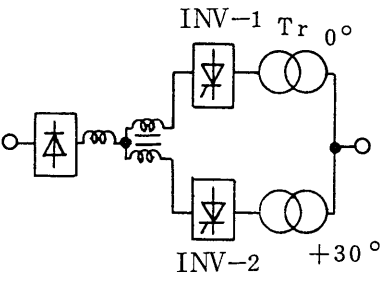
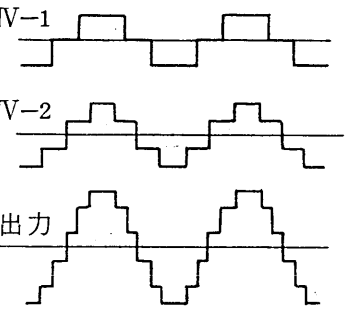
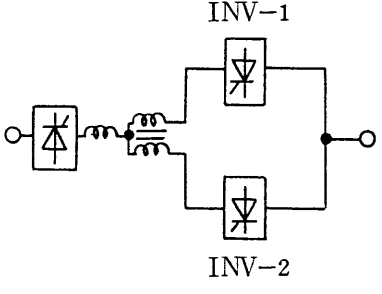
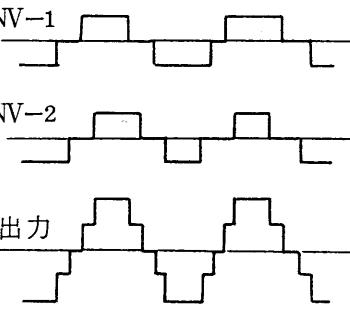
電流形インバータは、方形波出力が一般的であるが、方形波で駆動される誘導電動機では、高調波電流による脈動トルクが発生する。出力電流に含まれる高調波成分を低減して脈動トルクを抑制するための方法として、多重化とPWM制御がある。

多重化の方式を表1.3に示す。多重化は、特に大容量用途におけるトルク脈動低減に多く用いられる。N台のインバータを互いの位相を $60^\circ/N$ だけずらせて運転するもので、方形波インバータの出力には $6\ell \pm 1$ 次 ($\ell = 1, 2, \dots$) 成分が含まれるのに対して、出力変圧器付の多重インバータに含まれる高調波成分は $6N\ell \pm 1$ 次成分のみとなる。その結果、高調波成分を有する最低次の次数が高くなって、波形が大幅に改善され、トルク脈動が低減する。

電流形インバータによる電動機駆動システムにベクトル制御を適用すれば、高性能制御用にも用いられる[30]。用途としては、鉄鋼プロセスライン、抄紙機ライン[31]などに適用されている。高性能制御用の電流形インバータでは、低速運転時のトルク脈動を低減するためにPWM制御が行われることが多い[32]。しかし、電流形サイリスタインバータでは、一般に転流間隔をあまり短くできないので、PWM制御は低速時のみに行われ、高速時は方形波出力とする場合が多い。

以上述べた電流形インバータには、自己消弧能力の無いサイリスタが用いられている。既述のように、自己消弧形デバイスの適用は、電圧形インバータにおいて先行しているが、最近、電流形インバータにおいても検討されている[33][34]。

表 1.3 多重化の方式

方式	基本回路構成	出力電流波形
単位 インバータ		
変圧器付き 2重接続		
変圧器なし 2重接続		

CONV : コンバータ

INV : インバータ

Tr : 変圧器

(ロ) 電圧形インバータ

当初、電圧形インバータにはサイリスタが用いられ、方形波出力が一般的であった。出力電圧の大きさは、チョップまたは制御変換装置で直流電圧の大きさを制御していた。電圧形サイリスタインバータでは、転流補助回路に種々の方式が検討された[20][35]。

電圧形インバータでは、負荷電動機の減速時などのような回生運転が必要なときに、インバータ側では帰還ダイオードを利用して直流中間回路までの電力回生が可能であるが、通常の構成では電源側変換装置を介した交流電源への電力回生はできない。このため、主として電源回生の不要な用途を中心に用いられている。

電圧形インバータの急速な発展は、自己消弧形デバイスおよびPWM制御技術の発達によるところが大きい。小容量から中容量まではパワートランジスタが[36]、また中容量および大容量にはGTOサイリスタが多く用いられている[37]。

電圧形インバータとして、一般的な用途には汎用インバータと呼ばれるものが多く用いられる[38]。汎用インバータの回路例を図1.7に示す。ファン、ポンプの省エネルギー運転や各種自動機械などに用いられ、容量は1-100kVA程度が中心である。図1.7の主回路の基本構成は、図1.6の電圧形で自己消弧形デバイス応用の場合と同じである。ただし、主回路デバイスはパワートランジスタが用いられることが多い。電源側の変換器は通常ダイオード整流回路を用い、インバータ側はPWM制御を行う。PWM制御によりインバータ部で出力電圧制御が行えるため、電源への回生運転を必要としない用途では、電源側はダイオード整流が良い。制御回路は、インバータ出力を決めるPWM制御回路、保護回路、入出力インタフェース回路、運転制御回路などからなる。最近では、制御回路はマイクロコンピュータを中心に構成されることが多い。

インバータにおけるPWM制御は、変調波と搬送波の比較などの方法によって制御信号を作り、出力にパルス幅変調された方形波を得ることにより行われる。その特徴とするところは、出力電圧の大きさを等価的に可変制御し、さらに出力電圧に含まれる高調波（特に低次高調波）を低減できることにあ

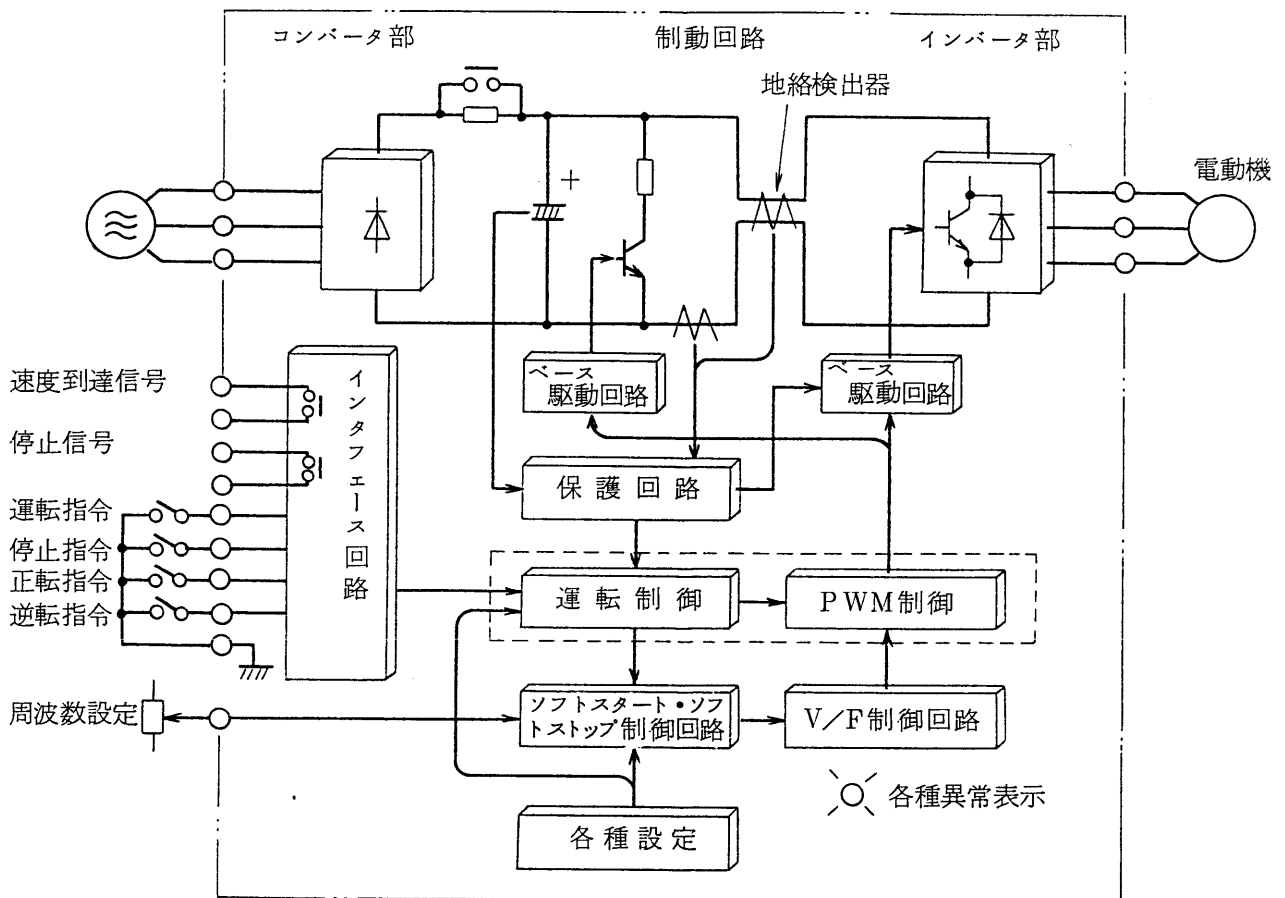


図 1.7 汎用インバータの回路例

る。

PWM制御には、いくつかの方式があるが、最も普及しているのは、搬送波比較方式、中でも正弦波の変調波と三角波の搬送波とを比較して制御パルスパターンを得る方式で、正弦波変調またはサブハーモニック変調と呼ばれる[39][40]。その動作原理を図1.8に示す。図示のように、搬送波の三角波と正弦波の変調波とを比較して、各アームに与えるゲート信号を得る。変調波は、各相のゲート信号を得るために、U相、V相、W相それぞれ120度ずつ位相がずれた正弦波である。搬送波は通常、三相とも共通である。各相に与えるゲート信号を発生する方法を、U相を例にとって説明する。搬送波とU相のゲート信号を得るための変調波 e_u とを比較して、 e_u が搬送波より大のときは、U相の上アームにオン信号、下アームにオフ信号を与える。 e_u が搬送波より小のときは、U相の下アームにオン信号、上アームにオフ信号を与える。その結果、U相の出力電圧は図の v_u のようになる。V相、W相も同様に動作させることになり、線間電圧 v_{uv} は図示のようにパルス幅が正弦波状に分布したPWM波形を得ることができる。

その他に、特定の高調波（一般に低次高調波）を除去するためのオン、オフのタイミングをあらかじめ計算して求めておき、そのパターンに従って制御する方式や[41]、電流や電圧の指令値に追従するようにヒステリシスコンパレータを用いてオン、オフ制御する瞬時値制御方式[42]などがある。

PWM制御法については、いろいろ改良が重ねられているが、今後は、より少ないスイッチング回数でより良い波形が得られる方式や、高調波、損失、応答などの評価関数を導入して、運転条件に応じて最適化をはかる制御法などが検討されると見られる。

汎用インバータにおいては、電動機の振動、騒音が小さいこと、始動トルクが大きいこと、小形で低価格であることなどが要求される。このため制御回路も種々工夫されており、ワンチップマイクロコンピュータを中心にした簡単な回路で制御できるような工夫もなされている。またPWM制御の方法として、低周波数(低速度)領域では、搬送波周波数が高くできて電流リップルが小さくなる非同期式変調とし、高周波数領域では出力を安定にし易い同期式変調として、所定の周波数で変調方法を切り換える方式も用いられる[43]。

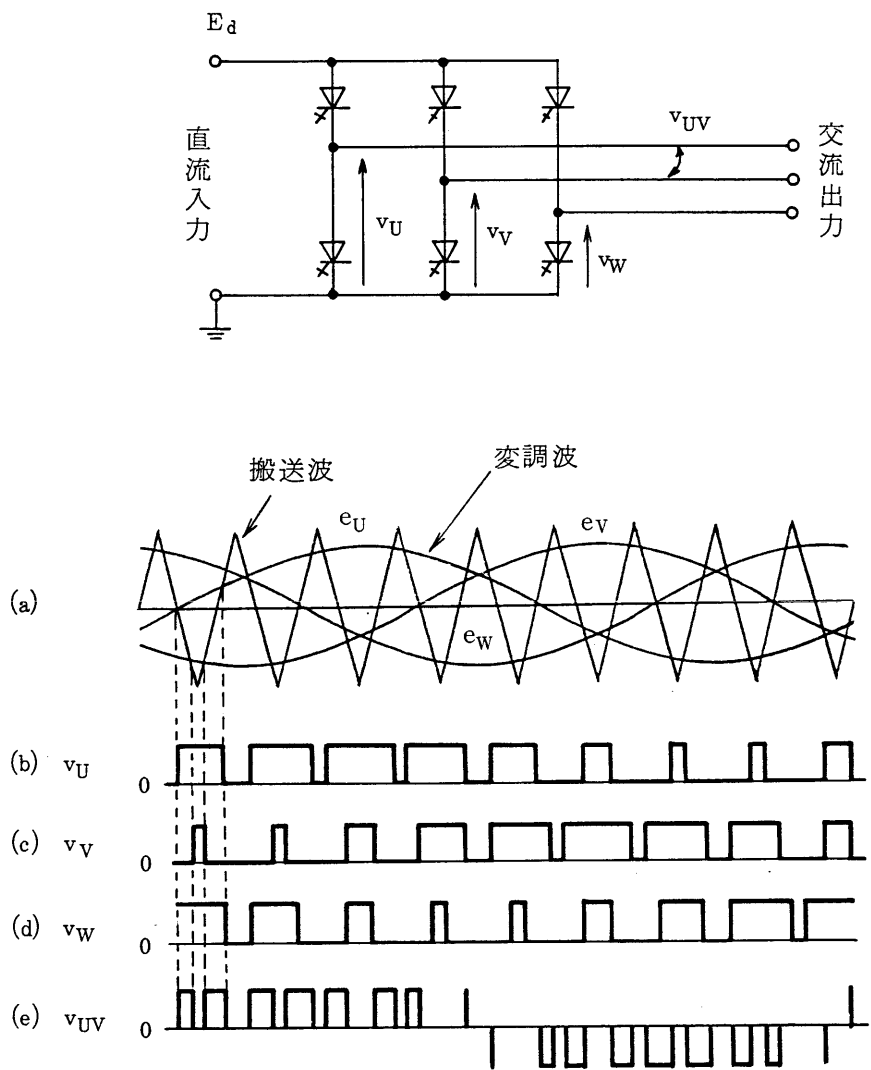


図 1.8 正弦波と三角波との比較による P W M 制御と出力電圧

汎用インバータにおいて、パワートランジスタが多く用いられる理由は次のように考えられる。

i) 昭和50年代に入ってから、パワートランジスタの電流、電圧容量の拡大が急速に進み、最近では1200V級、400A級まで実用可能となった。

ii) 大容量のモジュールが開発され、実装面で取り扱いが容易になった。

パワートランジスタを用いた汎用インバータのPWMの搬送波周波数は、1kHz程度が多く用いられている。搬送波周波数を高くするに従って、電動機電流の高調波成分が低減し、トルクリプル低減、電動機効率向上などの利点があるが、トランジスタのスイッチング損失増加などの不利な点が出てくる。

汎用インバータの実用上重要な事項として、安定化制御の問題がある。汎用インバータでは、一般に出力電圧を周波数に比例させる、いわゆるV/f一定のオープンループ制御としている。このような場合、10-30Hz程度の比較的低周波数域で、特に無負荷、軽負荷時に振動が生じるケースがある。この振動は上下アームの短絡防止のための休止期間に起因すると言われており、その原因の解析や振動を抑制する安定化制御回路の検討も行われている[43][44]。

100kW程度以上の誘導電動機駆動用の電圧形インバータとしては、パワートランジスタを並列接続して用いる場合もあるが、GTOサイリスタが用いられる場合が多い。それは、この程度の容量になると電動機の定格電圧が高いものが多いのも理由の一つである。すなわち、パワートランジスタの定格電圧は1200V程度が最大であるが、GTOサイリスタは4.5kV級まで、すでに実現している[3]。

大容量、高電圧のGTOインバータでは、一般にユニットを複数台組み合わせて多重出力としているが、PWM制御も併用されている[45][46]。

1.1.5 順変換装置

従来、交流電源に接続される電源側変換装置には、ダイオード整流装置またはサイリスタによる制御変換装置が用いられていた。しかし、これらの方式では、電源電流波形は、台形波に近く、低次高調波を多く含んだ波形となる。またサイリスタ変換装置の場合に、出力電圧制御のために位相制御を行

うが，出力電圧が小さい場合には電源からみた入力力率（以下，電源力率と略す）が著しく低下する。

ところで，電力変換装置が広く実用されるに従って，それらが電力系統へ与える影響が問題になってきた。このため，電力変換装置には，電源高調波（入力電流の高調波成分）低減，電源力率改善の要求が強い[47]。これを実現するためには他励転流方式では困難である。

電源側変換装置では，電力の流れは通常は交流電源から直流回路へ向かう方向である。しかし，電源回生時には直流回路から交流電源へ電力が向かう。

交流を直流に変換する装置の正式用語は「順変換装置」である。一方，直流を交流に変換する装置は「逆変換装置」であり，対応する英語は“inverter”であるため，一般にはこれを片仮名にして「インバータ」と呼ばれることが多く，最近では「逆変換装置」はあまり用いられない。ところが，「順変換装置」＋「インバータ」で〔交流→直流→交流〕と変換するシステムの呼称としては，「順変換装置」と「インバータ」とを対にして用いると違和感がある。「順変換装置」の対応英語は“rectifier”であるが，この英語は「整流器」（＝デバイス＋付属品）にも対応しているため，「順変換装置」を「レクチファイヤ」とは呼ばない。

“converter”は，本来は「逆変換装置」，「順変換装置」等を含む「（静止電力）変換装置」にあたる言葉であるが，「インバータ」と対にして，「順変換装置」を「コンバータ」と呼ぶ使い方が，最近使われ始めている。「順変換装置」と呼ばれるものでも，単なる〔交流→直流〕変換のみでなく，回生（逆変換）動作を頻繁に行ったり，高性能なパルス幅制御を行ったりするものには「コンバータ」と言う呼び方がびったりする。本論文でも，このような考えで「コンバータ」を用いることとする。

コンバータ（電源側変換装置）に，力率向上や高調波低減の要求が強くなるに従い，強制転流，自己消弧形デバイスやPWM制御を適用する方式の開発が盛んになってきている。

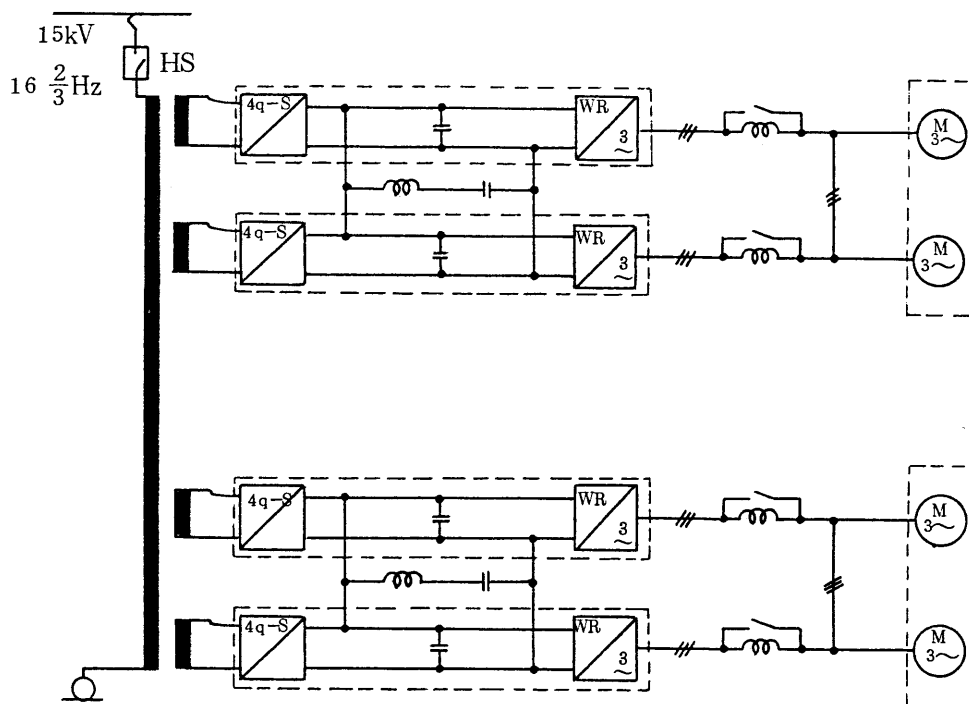
コンバータにも，インバータと同様に電圧形と電流形とがある。コンバータをこのように区分する呼び方は用語として確立されたものではないが，慣用的にはかなり広く用いられている。コンバータの直流側が等価的に電圧源

として動作するのは電圧形コンバータ，電流源として動作するのは電流形コンバータと呼ばれる。ただし，両者の中間的な特性であって，明確にどちらと区別できない型式のものも存在する。通常，電圧形インバータの場合には電源側は電圧形コンバータが，また電流形インバータの場合には電源側は電流形コンバータが用いられる。

強制転流による電圧形高力率コンバータとして，前述（1.1.3）の車両用インバータの電源側用に開発されたコンバータがある。西ドイツでは16(2/3) Hz，15kVの車両専用の交流給電系が広く普及しており，電源設備容量や消費電力低減のために高力率化が強く望まれている。これに対処するため，図1.9に示すように，強制転流方式で，約200Hzの搬送波周波数でP W M制御を行い高力率化をはかった「四象限変換器」を搭載した機関車が開発されている[16]。しかし，強制転流による方式は，回路や制御が複雑になるため，広く普及するには至っていない。最近では，自己消弧形デバイスを用いる方式の開発が検討されている[48]。

自己消弧形デバイスとP W M制御を応用して電源力率や電源高調波を改善した電圧形コンバータとして，図1.10に示すように，電圧形インバータと同じ主回路構成としたものがある[49]。電圧形コンバータの制御回路は，直流回路電圧を制御するためのA V R（電圧調整器），コンバータ入力電流の力率を制御するP F C（力率調整器），コンバータ入力電流がその指令パターン信号に追従するように制御するためのA C R（電流調整器），およびP W M制御回路などより構成される。そして交流入力電流を正弦波状に制御し，その大きさと位相を制御して電源力率を1に保つ。また自己消弧形デバイスを高周波スイッチングして，電源高調波を小さくしている。さらに，このコンバータは，無効電力制御ループを付け加えることによって，入力電流を正弦波状に保ったままで無効電力を制御することが可能である[50]。

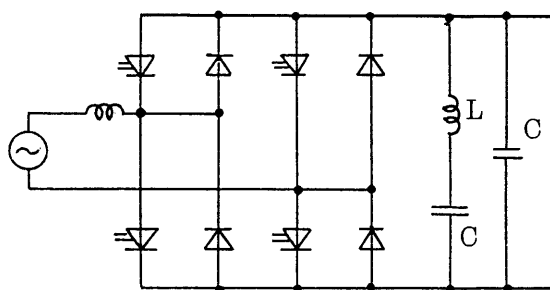
この方式の電圧形コンバータは，電圧形インバータと対にして用いられることが多い。このコンバータでは主回路動作の原理から，直流電圧制御範囲の最小値はダイオード整流による電圧で決められ，それより低い電圧を出力することはできない。したがって，直流負荷（例えば直流電動機）の制御に通常必要とされる低電圧から定格電圧までの連続制御はできない。



(a) 主回路構成

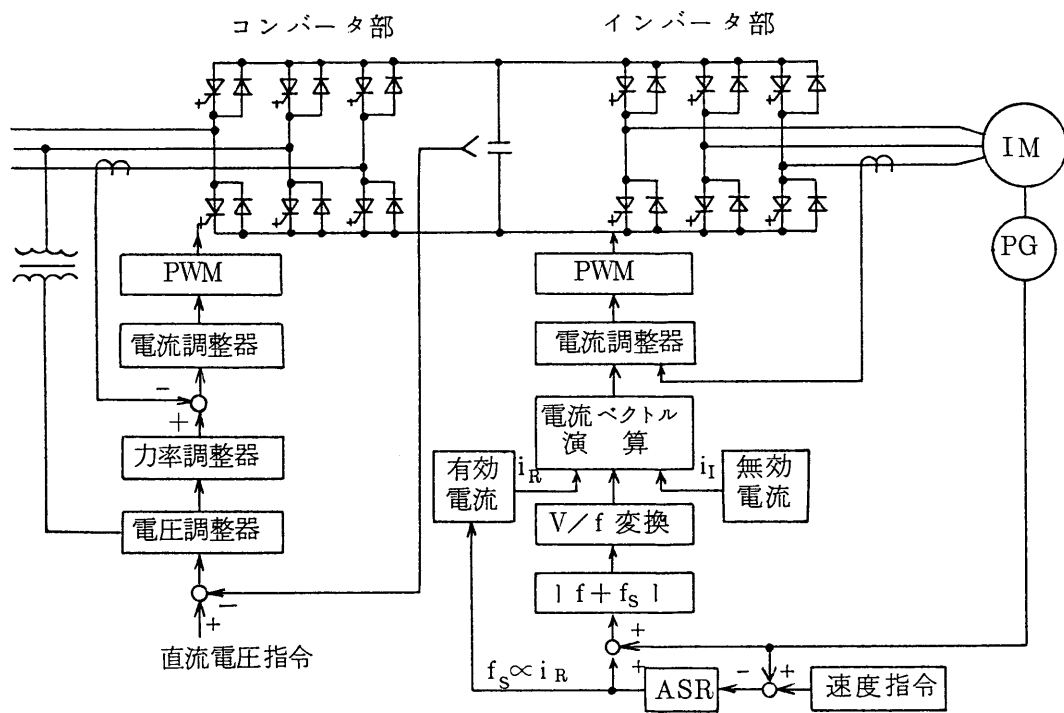
4q-S : 四象限変換器

WR : インバータ



(b) 四象限変換器の回路構成

図 1.9 四象限変換器を塔載した機関車の回路構成



ASR : 自動速度調整器 PG : パイロット発電機
 IM : 誘導電動機 f_s : すべり周波数

図 1.10 電圧形 GTO コンバータの応用例

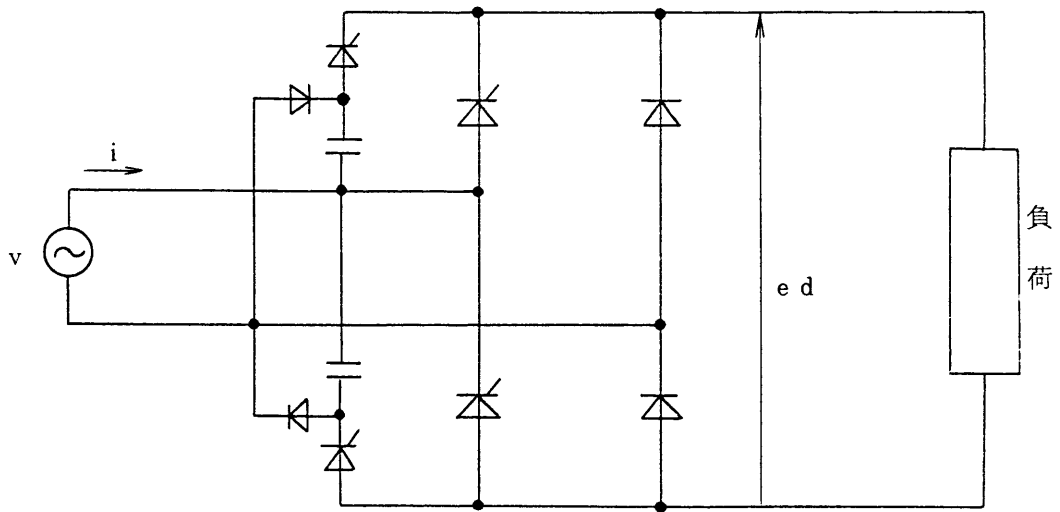
次に電流形コンバータとしては，強制転流による高力率電流形コンバータの分類に属するものとして，強制消弧方式がある。図1.11に示すように，この方式は，コンバータを強制転流可能な構成とし，点弧角が α の場合に， $\beta \doteq \pi - \alpha$ で強制消弧することによって，力率を改善するものである[51]。車両において，単相ブリッジ回路で直流電動機を駆動する方式として実用化されており，セクター制御とも呼ばれる[52]。

電流形コンバータにおいても，強制転流から自己消弧形デバイスを適用する方式へ，開発の重点が移ってきている。高力率電流形コンバータにおいて重要な問題として，電流遮断時における電源側インダクタンスの蓄積エネルギーの処理がある。強制転流方式においては，このエネルギーのかなりの部分は転流コンデンサに吸収され，あまり重大な問題とはならなかった。しかし，自己消弧形デバイスの場合には転流コンデンサが無いため，これをうまく処理しないと過電圧等の問題を生じる。この解決法として，図1.12に示すエネルギー吸収回路や[53][54]，PWM制御法[55]についても検討されている。

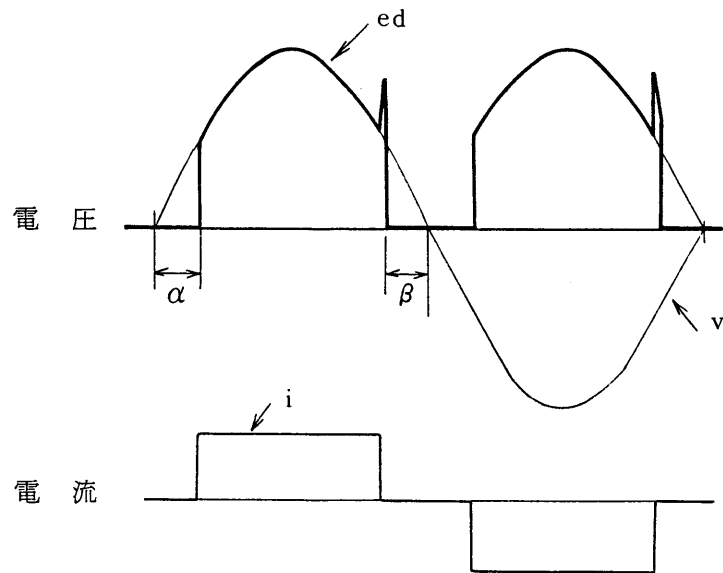
1.2 研究の目的

以上の背景をもとに考えると，車両駆動や各種産業用途における電動機駆動用の電力変換装置に対する要求は，単に可変速制御ができるというだけでなく，種々の高度な要求が強くなってきている。それらの要求としては，電動機の損失や騒音を低減するために，出力電圧・電流の高調波成分が小さいこと，電源に擾乱を与えないために入力電流の高調波成分が少なく，また電源力率が良いことなどである。さらに，変換装置が用いられる状況に適合するために，付属機器が少なく，変換装置が小型軽量化できることも重要な条件である。

このような要求に応えるためには，変換装置に用いる電力用半導体デバイスとして，従来のサイリスタ（転流ターンオフ形）を用いるのでは実現困難であり，転流補助回路が不要な自己消弧形デバイスの適用が必要である。しかも，比較的大容量の変換装置に適用できるデバイスで，1kHz程度以上の高周波スイッチング動作が可能なデバイスが，経済的に入手できることが望ま



(a) 回路構成



(b) 動作波形

図 1.11 強制消弧方式コンバータ

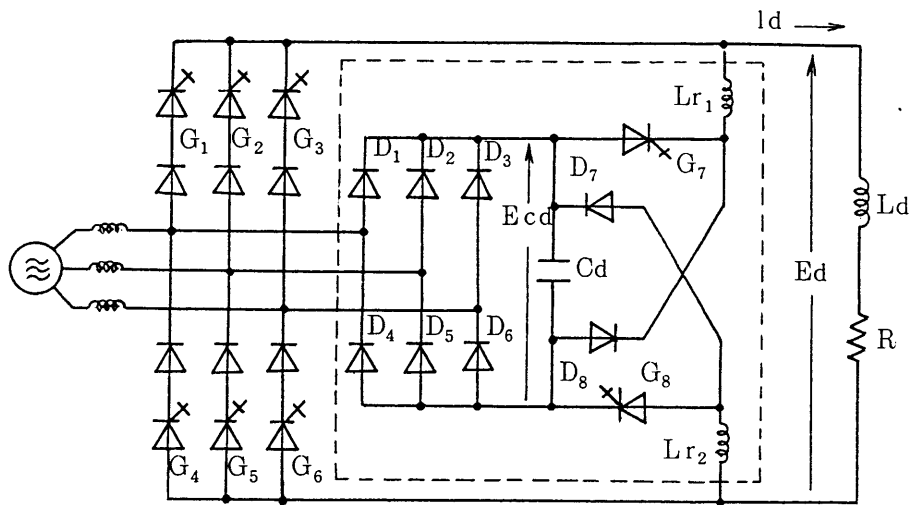


図 1.12 電流形コンバータの転流エネルギー吸収回路

れる。最近のGTOサイリスタの著しい進歩により，このようなことの実現の可能性が高くなってきた。

ところで，上述のような要求を満たす変換装置を開発するためには，多くの課題がある。まず，GTOサイリスタのゲート駆動回路，スナバ回路，直並列接続などのデバイス利用技術がある。また，変換装置制御技術として，PWM制御技術，電圧・電流制御方式などがある。

本研究の目的は，これらの技術課題を解決して，電車駆動用や各種産業用途における電動機駆動に適した，入力・出力の電圧・電流の高調波成分が小さく電源力率が良い，高性能の電力変換装置を開発することである。

1.3 論文の構成

本論文は，GTOサイリスタを応用した新しい電力変換装置の開発に関する研究の結果をまとめたもので，全体で五つの章よりなる。

第1章は緒論で，車両駆動や各種産業分野における電力変換装置の国内外の状況，ならびにそれらを踏まえた本研究の動機と目的について述べる。

第2章は，電車駆動用電圧形GTOインバータの開発について述べる。内容は，大容量GTOサイリスタの動特性評価とデバイス利用技術の開発，GTOインバータによる電車制御方式の開発，GTOインバータの保護方式，総合性能検証結果などである。

第3章は，誘導電動機駆動用の正弦波出力電流形GTOインバータの開発について述べる。内容は，電流形インバータでPWM制御を行って正弦波出力を得るための主回路と制御方式，スパイク電圧の解明とその低減方法，出力波形を正弦波にする方法の解析および実験による検討，さらにこのインバータによる誘導電動機駆動特性などである。

第4章は，PWM制御GTOコンバータの開発について述べる。内容は，まず三相ブリッジの3アームにGTOサイリスタ，残り3アームにサイリスタを用い，GTOサイリスタに等パルス幅のパルス幅制御を行って高力率で直流出力電圧の制御性が良い方式を開発したこと，GTOサイリスタのターンオフ時の過電圧の解明とその抑制法，エレベータ制御に適用した試験結果などについて述べる。続いて，正弦波入力電流形GTOコンバータの開発に

ついて述べる。電流形コンバータでPWM制御を行って、入力電流を正弦波化するための主回路と制御方式、出力直流電圧の制御と入力電流波形の正弦波化を両立する制御方式、正弦波出力電流形インバータとの組み合わせ特性などである。

第5章は結論で、以上の研究を総括して結論としてとりまとめている。

<参考文献>

- 1) F. E. Gentry, F. W. Gutzwiller, N. Holonyak Jr, E. E. Von Zastrow, "Semiconductor Controlled Rectifiers", Prentice-Hall, pp.82-87 (1964)
- 2) J. M. Goldey, I. M. Mackintosh, I. M. Ross, "Turn-off Gain in p-n-p-n Triodes", Solid-State Electronics, 3, pp.119-122 (1961)
- 3) T. Yatsuo, T. Nagano, H. Fukui, M. Okamura, "Ultra High Voltage, High Current Gate Turn-off Thyristors", IPEC-Tokyo, pp. 65-74 (1983)
- 4) T. Shinohe, K. Takigami, M. Azuma, "Dynamic Power Loss Modeling for Gate Turn-off Thyristors", IPEC-Tokyo, pp.75-86 (1983)
- 5) A. Tada, T. Miyajima, H. Hagino, M. Ishido, "Electrical Characteristics of a High Voltage High Power Gate Turn-off Thyristor", IPEC-Tokyo, pp.54-64 (1983)
- 6) M. S. Adler, S. R. Westbrook, A. J. Yerman, "Power Semiconductor Switching Devices-An Assessment", IEEE IAS Annual Meeting, pp.723-728 (1980)
- 7) 大橋, 「バイポーラ・MOS複合デバイスの動向」, 昭和61年電気学会全国大会シンポジウム, S8-1-3
- 8) 植田, 成田, 「GTOサイリスタの車両駆動装置への応用」, 昭和58年電気学会全国大会シンポジウム, S6-2
- 9) 電気学会編, 「チョップ制御ハンドブック」, pp.43-59 (昭51)
- 10) Y. Jimbo, A. Ueda, H. Itahana, "GTO Applications to Traction Motor Drives", Hitachi Review, 31, 4, pp.189-194 (1982)

- 11) Von W. Teich, "Drehstromantriebstechnik in Schienenfahrzeugen - Versuchseinheiten, Prototypen, Serien-", ZEV-Glas. Ann. 101, 8/9, pp.371-382 (1977)
- 12) R. W. Stokes, A. Sutton, "Tubular-axle Induction Motors to be Tested on a Train", Railway Gazette International, January, pp.47-50 (1980)
- 13) M. Roffler, "Class Am 6/6 Diesel Locomotives of the Swiss Federal Railways", Brown Boveri Rev., 12-77, pp.717-729 (1977)
- 14) J. Brenneisen, E. Futterlieb, E. Müller, M. Schulz, "A New Converter Drive System for a Diesel-Electric Locomotive with Asynchronous Traction Motors", IEEE ISPC, 5.8-10, pp.3.9.1-10 (1972)
- 15) G. Scholtis, "Nahverkehr und Drehstromantriebe - Aufgaben, Wünsche, Möglichkeiten", Elektrische Bahnen, 77, 6, pp.159-166 (1979)
- 16) R. Gammert, "Die Elektrische Ausrüstung der Drehstromlokomotive Baureihe 120 der Deutschen Bundesbahn", Elektrische Bahnen, 77, 10, pp.272-283 (1979)
- 17) 坪井, 植田, 八尾, 福井, 安藤, 「G T O インバータによる車両用誘導電動機の制御」, 日立評論, 63, 11, pp.775-778 (昭56)
- 18) 居蔵, 金田, 四方, 小尾, 「車両推進制御装置におけるG T Oの応用」, 三菱電機技報, 58, 12, pp.816-819 (昭59)
- 19) 岡田, 大西, 安岡, 「4500V-2400A G T OサイリスタV V V F インバータ制御システム」, 東芝レビュー, 40, 9, pp.791-794 (昭60)
- 20) B. D. Bedford, R. G. Hoft, "Principles of Inverter Circuits", John Wiley & Sons, pp.36-54 (1964)
- 21) R. B. Magg, "Characteristics and Application of Current Source /Slip Regulated AC Induction Motor Drives", IEEE-IGA Annual Meeting, pp.411-416 (1971)
- 22) K. P. Philips, "Current Source Converter for AC Motor Drives",

- IEEE-IGA Annual Meeting, pp.385-392 (1971)
- 23) 整流器調査専門委員会, 「電力変換装置における自己消弧形素子応用の技術動向」, 電気学会技術報告(Ⅱ部)162号, pp.53-57 (昭59)
 - 24) 八尾, 天野, 「ゲートターンオフサイリスタ」, 電学誌, 103, 1, pp.11-14 (昭58)
 - 25) 沢, 関谷, 「電力用トランジスタ」, 電学誌, 103, 1, pp.15-18 (昭58)
 - 26) 植田, 本部, 「電流形インバータ制御誘導機」, 昭和61年電気学会全国大会シンポジウム, S9-5
 - 27) 松平, 小井戸, 石橋, 松田, 「インバータによる電動機の制御」, 日立評論, 60, 6, pp.415-420 (昭53)
 - 28) 羽片, 平田, 斎藤, 「大容量電流形インバータとその応用」, 東芝レビュー, 34, 1, pp.63-66 (昭54)
 - 29) 山本, 上村, 「電流形インバータ」, 富士時報, 53, 9, pp.655-660 (昭55)
 - 30) 清水, 井堀, 奥山, 「高性能交流可変速制御システム」, 日立評論, 65, 4, pp.251-256 (昭58)
 - 31) 田中, 永谷, 平田, 田村, 「ベクトル制御インバータによる大形抄紙機駆動システム」, 東芝レビュー, 34, 12, pp.1069-1075 (昭54)
 - 32) 赤松, 矢野, 瀬戸, 坪井, 荒井, 「VVVFインバータによる誘導電動機の速応制御」, 三菱電機技報, 56, 6, pp.461-465 (昭57)
 - 33) 橋本, 松瀬, 鈴木, 「電流形GTOインバータの原理と基礎特性」, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-83-21 (昭58)
 - 34) S. Nonaka, K. Shinohara, "GTO Current Source Inverter", IEEE IAS Annual Meeting, pp.791-796 (1984)
 - 35) 松井, 佐藤, 「転流効率を改善したPWM用サイリスタインバータ回路」, 電学論B, 99, 7, pp.481-487 (昭54)
 - 36) 塚原, 川畑, 「トランジスタインバータ制御交流機」, 昭和61年電気学会全国大会シンポジウム, S9-6
 - 37) 上妻, 村山, 伊原, 「電圧形インバータ制御誘導機」, 昭和61年電気学会全国大会シンポジウム, S9-4

- 38) 植田, 堀, 「交流電動機駆動技術への応用を展望する」, O H M, 72, 11, pp.26-31 (昭60)
- 39) A. Schönung, H. Stemmler, "Static Frequency Changers with Subharmonic Control in Conjunction with Reversible Variable-Speed AC Drives", Brown Boveri Rev., 51, 8/9, pp.555-577 (1964)
- 40) 高橋, 宮入, 「P W Mインバータの出力波形とゲート制御信号との関係」, 電学論B, 95, 2, pp.73-80 (昭50)
- 41) H. Patel, R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters", IEEE Trans. IA-9, 3, pp.310-317 (1973)
- 42) 宮入, 深尾, 木谷, 「電圧検出型 S C R電力増幅器」, 昭和42年電気四学会連合大会, No 775
- 43) N. Mutoh, A. Ueda, K. Sakai, M. Hattori, Y. Nagato, "Stabilizing Control Methods for Suppressing Oscillations of Induction Motors Driven by PWM Inverters", IEEE PESC, pp.639-646 (1985)
- 44) 村井, 細野, 常広, 「P W Mインバータで駆動される誘導電動機の安定性について」, 電学論B, 105, 5, pp.467-474 (昭60)
- 45) 関, 市川, 斎藤, 「G T Oインバータとその応用」, 東芝レビュー, 39, 12, pp.1035-1040 (昭59)
- 46) 矢野, 西, 朝枝, 小宮, 柳井, 「V V V Fインバータによる大容量交流可変速駆動」, 三菱電機技報, 58, 12, pp.821-825 (昭59)
- 47) 「無効電力・高調波対策のための電力変換技術」, 電気学会技術報告 (II部)76号, pp.2-17 (昭54)
- 48) 電気学会, 「半導体電力変換回路」, pp.196-236 (昭62)
- 49) Y. Jifuku, K. Miyazaki, M. Hombu, T. Yoshioka, A. Ishibashi, "GTO Inverter for Adjustable Speed AC Motor Drive System", IPEC-Tokyo, pp.418-425 (1983)
- 50) 久保田, 奥山, 「高機能G T Oコンバータを用いた無効電力制御」, 電気学会全国大会, No 626 (昭59)

- 51) 松橋，雨宮，「第三調波発生量の少ないサイリスタ位相制御方式」，
電学論，90，8，pp.1621-1627（昭45）
- 52) Von J. Förster， “Löschbare Fahrzeugstromrichter zur Netz-
entlastung und -stützung”，Elektrische Bahnen，43，1，pp.13
-19（1972）
- 53) 吉岡，久保田，松瀬，鈴木，「新転流エネルギー処理方式による
PWM制御GTOコンバータ」，電気学会半導体電力変換研究会資料，
SPC-84-60（昭59）
- 54) 伊瀬，湖東，山田，村上，辻，「GTO変換装置による超電導エネル
ギー貯蔵の有効・無効電力制御（その2）」，電気学会半導体電力変換研
究会資料，SPC-84-77（昭59）
- 55) E. P. Wiechmann, P. D. Ziogas, V. R. Stefanovic, “A Novel Bi-
lateral Power Conversion Scheme for Variable Frequency Static
Power Supplies”，IEEE PESC, pp.388-396（1984）

第2章 車両駆動用電圧形GTOインバータ

2.1 はじめに

車両駆動システムにおけるインバータ制御化の背景については第1章で述べた。ここでは、GTOインバータ開発の直接の動機となった小型地下鉄の必要性を中心に述べる。

地下鉄は都市空間の有効利用の点から、他の交通手段にない利点をもつ。しかし、地下鉄建設には莫大な費用がかかり、最近では1km当たり200~300億円と言われ、その70%はトンネル工事費である。このため、トンネル断面積を従来の50%程度に小さくして、建設費を低減しようという構想がある。トンネル断面が小さくなるのに伴い、車両も小型化が必要となるが、客室スペースは従来形とほぼ同じにすることが望まれている。このため、床下機器を小型化して低床化し、また屋根上機器も小型化する必要がある。

電車の駆動には省エネルギー効果の大きいチョップ制御方式がかなり普及してきたが、可変周波数のインバータにより誘導電動機を駆動する方式にすれば、小型化にとって有利であり、その上、無整流子化や粘着性能の向上が期待できる。一方、最近の電力用半導体デバイスの進歩は目覚ましく、強制転流回路が不要なGTOサイリスタを電車制御に適用することが可能な状況となってきた。インバータをGTOサイリスタで構成すれば、装置の一層の小型・高効率化が可能である。

これらの状況から、大阪市交通局において、製造業者と共同で検討し、小型地下鉄電車用のGTOインバータおよび誘導電動機を試作して、現地で走行試験を行うことが計画された。

車両の駆動に誘導電動機を用いる方式の開発は、第1章に述べたように欧州において先行したが、わが国においては、昭和53年に、1000kVAサイリスタインバータ(電圧形)と誘導電動機(130kW 4台)が試作され、東京都の営団地下鉄において現地走行試験が行われた[1]。

しかし、本格的な開発の活発化は、GTOサイリスタが急速に進歩した最近になってからである。

2.2 電車駆動用 G T O インバータ〔2〕

2.2.1 小型地下鉄計画

車両の駆動にインバータ制御誘導電動機を用いると、図2.1に示すような特長が得られる。インバータ式車両の開発が先行した欧州においては、直流電動機の整流子片間のフラッシオーバが多いことから、整流子がなくてフラッシオーバの心配が無いことがインバータ制御の進められた第1の理由とされている。しかし日本においては、高温多湿の気候のため整流子片間のフラッシオーバが少ないこともあり、この点はあまり問題にされていなかった。そして、もう一つの特長である粘着性能の向上が注目され、列車編成中の電動車と付随車の比率（MT比）を下げることによるコストの低減、および回生率向上による省電力化などを目的に開発が進められた。

誘導電動機のトルクは空隙磁束と回転子に流れる電流によって発生する。トルクを制御するには磁束および回転子電流を制御すればよい。これらを制御することにより、電動機停動トルクの範囲内で任意のトルク特性が得られる。

直流直巻電動機で駆動される車両と同様な加速特性を得るパターンを図2.2に示す。定トルク領域ではすべり周波数を一定に保ちながら定電流制御をする。この間 V/f （電圧対周波数比）、すなわち磁束は一定に保たれており、直流電動機での全界磁領域に相当する定トルク加速特性となる。インバータの出力電圧が最大値に達するとすべり周波数を増してゆき、定電流制御を続ける。この領域は定出力領域であり、直流電動機の弱め界磁制御に相当する。すべり周波数が停動トルクで制限される限界に近づくと、それ以後はすべり周波数を一定として周波数だけを上昇させる。この領域では速度が増すに従い、磁束および電流が共に減少し、直巻特性となる。

すべり周波数を負とすれば、回転子電流の位相が反転してブレーキトルクを生じ、回生ブレーキ制御が可能である。回生ブレーキの制御は、高速から低速へ向かって力行制御の逆をたどってゆく制御となる。

このような制御を行うためには、誘導電動機に加える電圧および周波数を広範囲に制御する必要があり、可変電圧・可変周波数の電源が必要である。このためのインバータ方式としていくつかの方式があるが、直流架線の電気

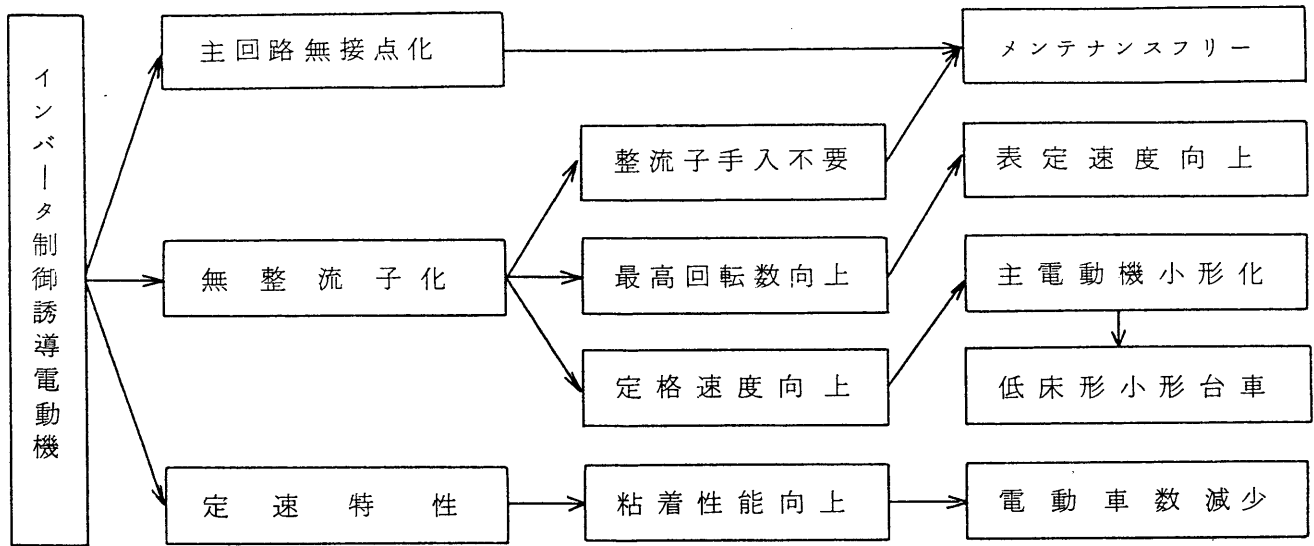


図 2.1 インバータ制御方式の特長

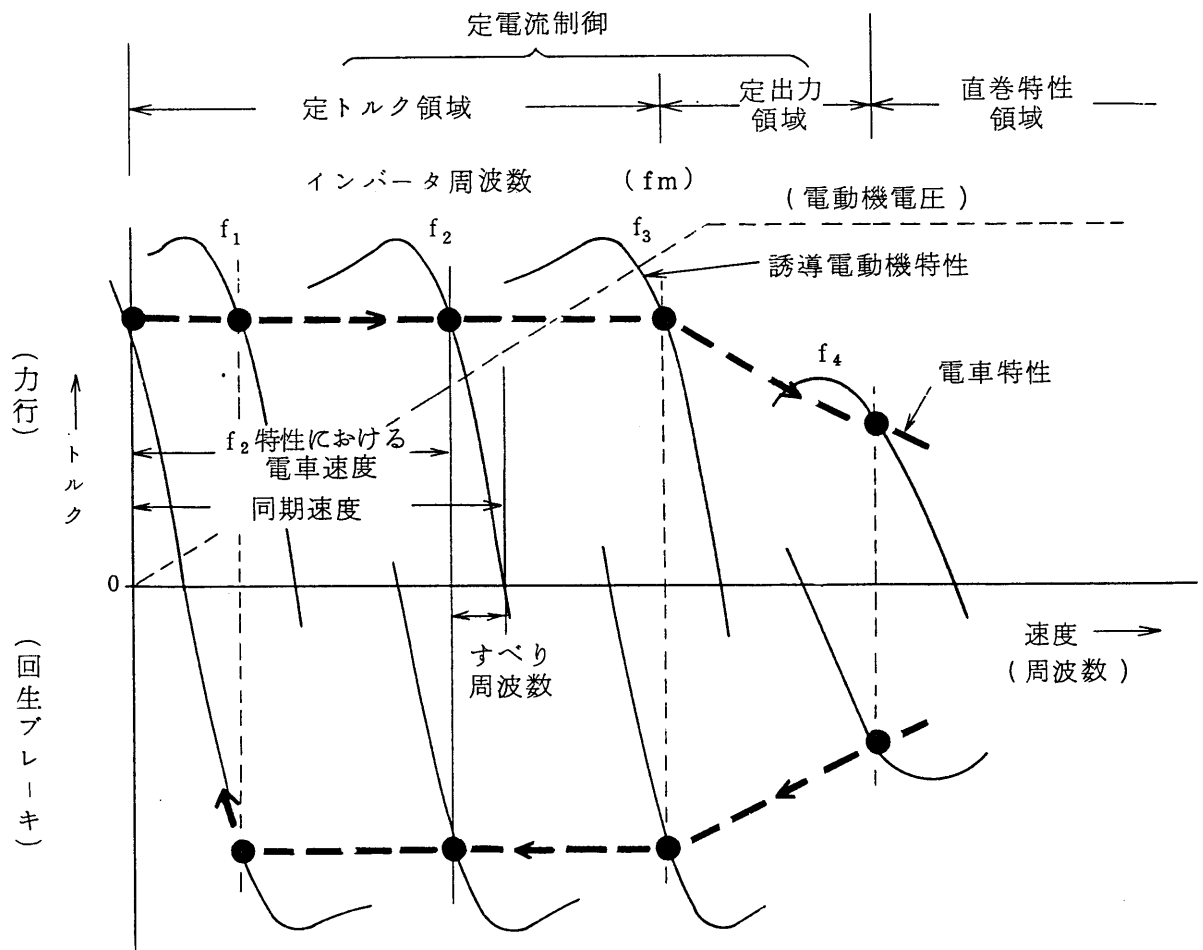


図 2.2 電車制御特性

車を前提とした場合，次に述べる理由により，電圧形 P W M インバータ方式が適すると考えられる。

- (1) インバータ自身で電圧制御と周波数制御が可能であり，回路構成や力行・回生の切換制御も簡単である。
- (2) 電流平滑リアクトルが不要であり，効率が良い。
- (3) P M W 制御の搬送波周波数を高くすることにより，トルクリプルを十分小さくできる。

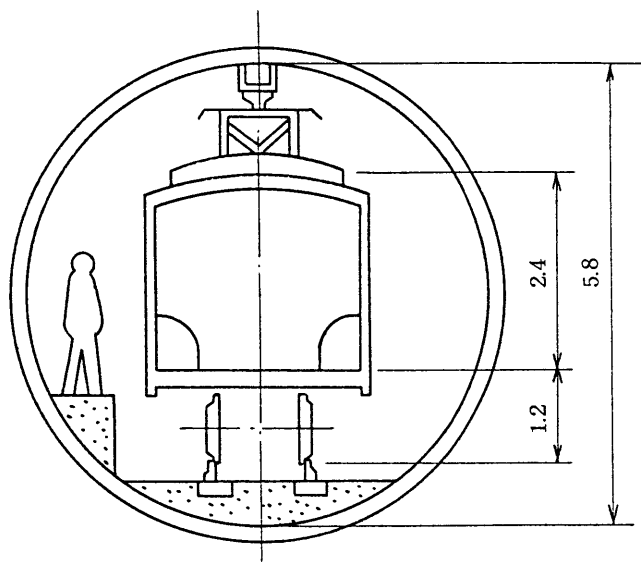
大阪市交通局の小型地下鉄計画の断面を，従来形と比較して図2.3に示す。小型地下鉄用の電車として，「誘導電動機を用いた G T O インバータ制御電車」を試作開発することになった。インバータに使用するデバイスとして，従来，車両用に多く用いられていた逆導通サイリスタと，最近進歩が著しい G T O サイリスタが考えられる。G T O サイリスタは自己消弧機能をもつので，転流コンデンサや転流補助サイリスタが不要である。このため，次のような利点がある。

- (1) オン時間，オフ時間の限界値を従来より小さくできるので，インバータ周波数，スイッチング周波数を高めることができ，制御性能が向上する。またパルスモード切り換えが円滑にできる。
- (2) 電流遮断性能（転流能力）は電源電圧の影響を受けない。この特性は架線電圧が大幅に変動する車両用として好適である。（転流回路付インバータを用いる場合は，電源電圧変動を考慮してあらかじめ転流能力に余裕をもたせた設計を行う必要がある。）
- (3) 誘導障害の主因となる転流電流が存在しないので，信号系への直達ノイズ（空間を伝播して直接伝わるノイズ）が小さい。
- (4) 転流損失がなくなり，代わりにゲート損失，スイッチング損失が増加するが，全体的に損失が減少し変換効率が向上する。
- (5) 主回路構成が簡単になり，装置が小型・軽量化できる。

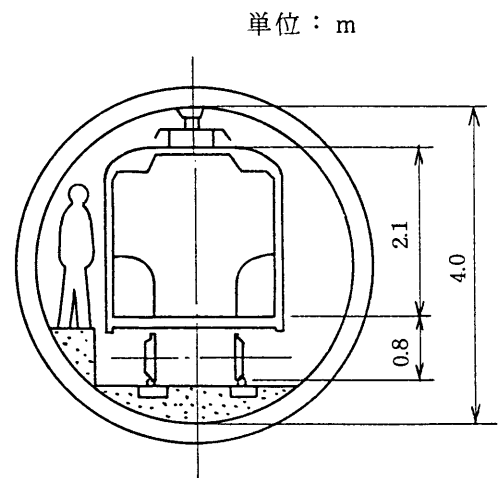
以上のような点を総合的に判断して G T O サイリスタを採用することにした。

2.2.2 G T O インバータの仕様

小型地下鉄電車として計画された主要諸元を表2.1に示す。電動車 M と付



a) 在来地下鉄



b) 小形地下鉄

図 2.3 在来地下鉄と小形地下鉄の断面

表 2.1 小型地下鉄用電車の主要諸元

No.	項目	内 容																			
1	編 成	T-M-M-T (M:電動車, T:付随車)																			
2	路 線 条 件	軌間 1,067mm (又は 1,435mm)																			
3	運 転 条 件	<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 50%;">路線長</td> <td style="width: 20%;">10 km</td> <td rowspan="8" style="width: 30%; vertical-align: middle; padding-left: 10px;">} 直通平坦 200 %乗車まで一定</td> </tr> <tr> <td>平均駅間距離</td> <td>1 km</td> </tr> <tr> <td>最高運転速度</td> <td>70 km/h</td> </tr> <tr> <td>平均速度</td> <td>40 km/h</td> </tr> <tr> <td>表 定 速 度</td> <td>30 km/h</td> </tr> <tr> <td>加 速 度</td> <td>2.5 km/h/sec</td> </tr> <tr> <td>減 速 度 (常 用)</td> <td>2.5 km/h/sec</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">(常用最大)</td> <td>3.5 km/h/sec</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">(非 常)</td> <td>4.5 km/h/sec</td> </tr> </table>	路線長	10 km	} 直通平坦 200 %乗車まで一定	平均駅間距離	1 km	最高運転速度	70 km/h	平均速度	40 km/h	表 定 速 度	30 km/h	加 速 度	2.5 km/h/sec	減 速 度 (常 用)	2.5 km/h/sec	(常用最大)	3.5 km/h/sec	(非 常)	4.5 km/h/sec
路線長	10 km	} 直通平坦 200 %乗車まで一定																			
平均駅間距離	1 km																				
最高運転速度	70 km/h																				
平均速度	40 km/h																				
表 定 速 度	30 km/h																				
加 速 度	2.5 km/h/sec																				
減 速 度 (常 用)	2.5 km/h/sec																				
(常用最大)	3.5 km/h/sec																				
(非 常)	4.5 km/h/sec																				
4	(1) 車 両 寸 法	<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 50%;">車体長さ</td> <td style="width: 50%;">12,000mm</td> </tr> <tr> <td>車体巾</td> <td>2,450mm</td> </tr> <tr> <td>車体高さ(レール面上)</td> <td>2,950mm</td> </tr> </table>	車体長さ	12,000mm	車体巾	2,450mm	車体高さ(レール面上)	2,950mm													
車体長さ	12,000mm																				
車体巾	2,450mm																				
車体高さ(レール面上)	2,950mm																				
	(2) 自重および定員	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse; text-align: center;"> <thead> <tr> <th style="width: 33%;">車 種</th> <th style="width: 33%;">自 重</th> <th style="width: 33%;">定 員</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>M 車</td> <td>23ton</td> <td>90人</td> </tr> <tr> <td>T 車</td> <td>18ton</td> <td>80人</td> </tr> </tbody> </table>	車 種	自 重	定 員	M 車	23ton	90人	T 車	18ton	80人										
車 種	自 重	定 員																			
M 車	23ton	90人																			
T 車	18ton	80人																			
	(3) 乗 車 率	最大 200%, 平均 100%																			
	(4) 制 御 種 別	常用制御 電空併用回生ブレーキでTc車分負担 非常制御 空気ブレーキ																			
	(5) 電 車 線 電 圧	DC750V																			
	(6) 台 車	<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 50%;">ホイールベース</td> <td style="width: 50%;">1900mm</td> </tr> <tr> <td>車輪径</td> <td>620mmφ</td> </tr> <tr> <td>歯車比</td> <td>1台車1モータ方式直角カルダン 49/8 =6.13</td> </tr> </table>	ホイールベース	1900mm	車輪径	620mmφ	歯車比	1台車1モータ方式直角カルダン 49/8 =6.13													
ホイールベース	1900mm																				
車輪径	620mmφ																				
歯車比	1台車1モータ方式直角カルダン 49/8 =6.13																				
	(7) 床下機器高さ 寸法制限	<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 50%;">制御装置</td> <td style="width: 50%;">高さ 550mm以下</td> </tr> <tr> <td>主電動機</td> <td>1トラック1モータ方式 500角×755L</td> </tr> </table>	制御装置	高さ 550mm以下	主電動機	1トラック1モータ方式 500角×755L															
制御装置	高さ 550mm以下																				
主電動機	1トラック1モータ方式 500角×755L																				

随車 T がそれぞれ 2 両の T - M - M - T 編成である。直流架線電圧は 750 V，最高運転速度 70 km/h で，回生ブレーキ付き（電気制動と空気制動の併用）である。小型地下鉄用なので，車両寸法，重量等は従来の地下鉄電車よりも小さくなっているが，特に床下機器高さ寸法制限は制御装置および主電動機ともに従来の地下鉄電車に対して約 30 % 減と技術的に非常に厳しい要求である。

これらに基づいて決定した主電動機（誘導電動機）の諸元と特性を表 2.2 および図 2.4 に示す。誘導電動機容量は，電動車 1 台当りの電動機数を 2 台（1 台車 1 電動機）として，所要の走行性能を満足するための牽引力から，1 電動機当り 160 kW と決めた。誘導電動機の定格電圧 V_t （実効値）は，電車線電圧の定格値 750 V および 1 パルス制御時のインバータ変換効率を 95 % として

$$V_t = 750 \times \frac{\sqrt{6}}{\pi} \times 0.95 = 550 \text{ (V)} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

とした。定格電圧（ $V_t = 550 \text{ V}$ ）における誘導電動機のすべりに対する電流および牽引力（ブレーキ力）特性は図 2.4 に示すとおりである。

力行および回生ブレーキ時のノッチ曲線，すなわち加速度および減速度とともに 2.5 km/h/s とした場合の，電動機 1 台当りの電流対速度，電流対牽引力（ブレーキ力）の特性を図 2.5 に示す。力行，回生ブレーキともに，誘導電動機の定格周波数以下では電動機電流を，定格周波数以上ではすべり周波数を制御するもので，誘導電動機 1 台当りの最大電流は力行時（200 % 荷重）の 320 A（実効値）となる。

本研究の結果決定した制御装置すなわち G T O インバータの主要諸元を表 2.3 に示す。G T O インバータの負荷は 160 kW 誘導電動機が 2 台並列接続されたものであり，インバータ制御容量最大値は約 600 kVA ($\sqrt{3} \times 550 \text{ V} \times 320 \text{ A} \times 2$) となる。

G T O インバータによる電車制御システムの構成を図 2.6 に示す。また，このインバータの開発課題としては，G T O サイリスタデバイス利用技術，主回路・装置技術，制御方式，保護方式など多岐にわたるが，主要な課題を表 2.4 に示す。この内容については，それぞれ 2.3，2.4，2.5 の各節で述べる。

表 2.2 主電動機の主要諸元

No.	駆動方式	
	項目	1トラック1モータ方式
1	方 式	3相誘導電動機
2	定 格	1 時 間
3	出 力	160 kW
4	定 格 電 圧	AC550V (電車線電圧DC750V時)
5	定 格 電 流	210A
6	定 格 同 期 周 波 数	63 Hz
7	定 格 ス リ ッ プ	3%
8	定 格 回 転 数	1,833 rpm
9	極 数	4
10	冷 却 方 式	自己通風方式
11	絶 縁 種 別	H種 (無溶剤絶縁)
12	速 度 制 御 範 囲	0 ~ 3,675 rpm (車輪径 = 620 mm φ)
13	過 速 度 試 験	6,000 rpm 2分
14	重 量	約 750 kg

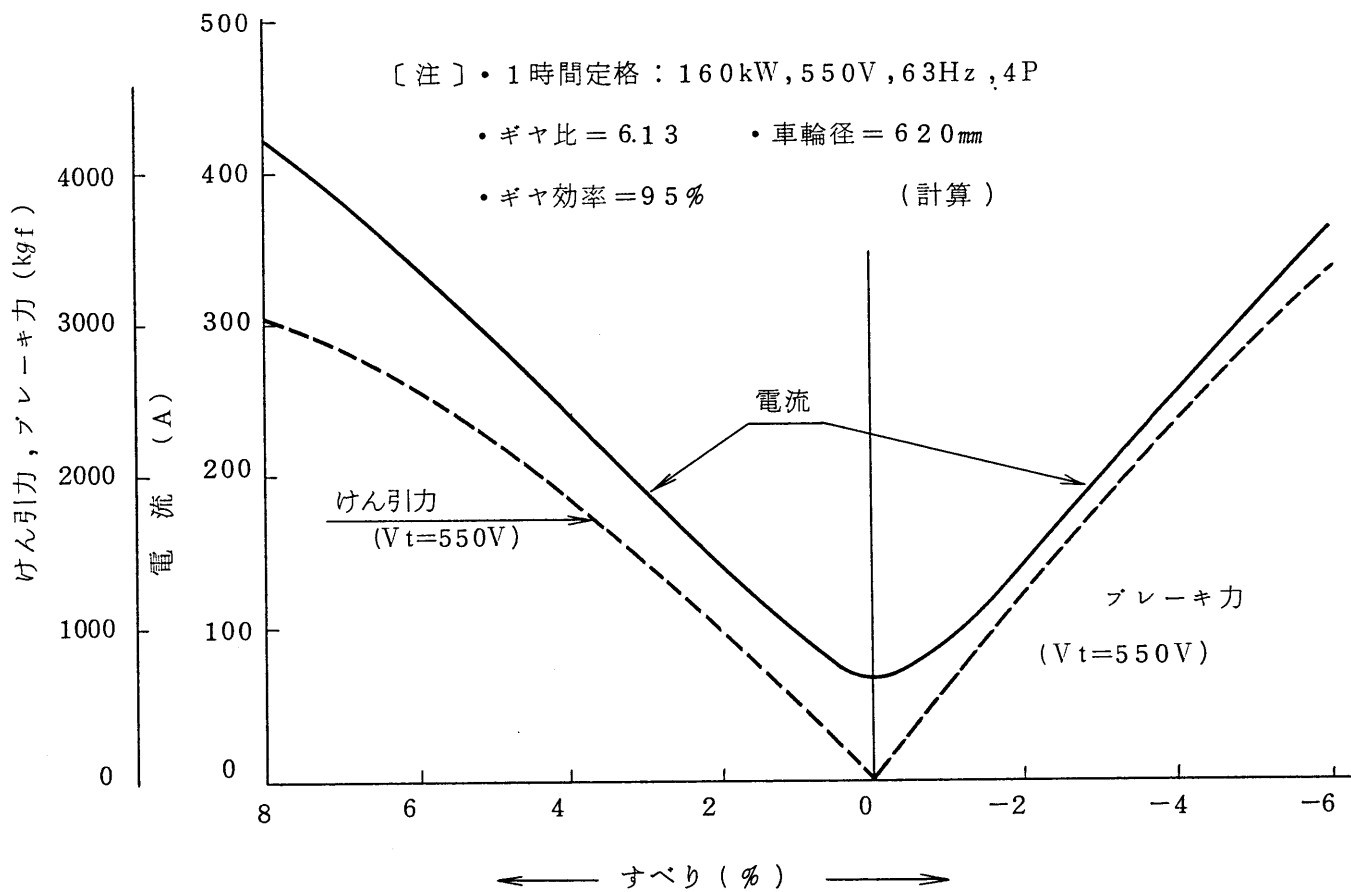
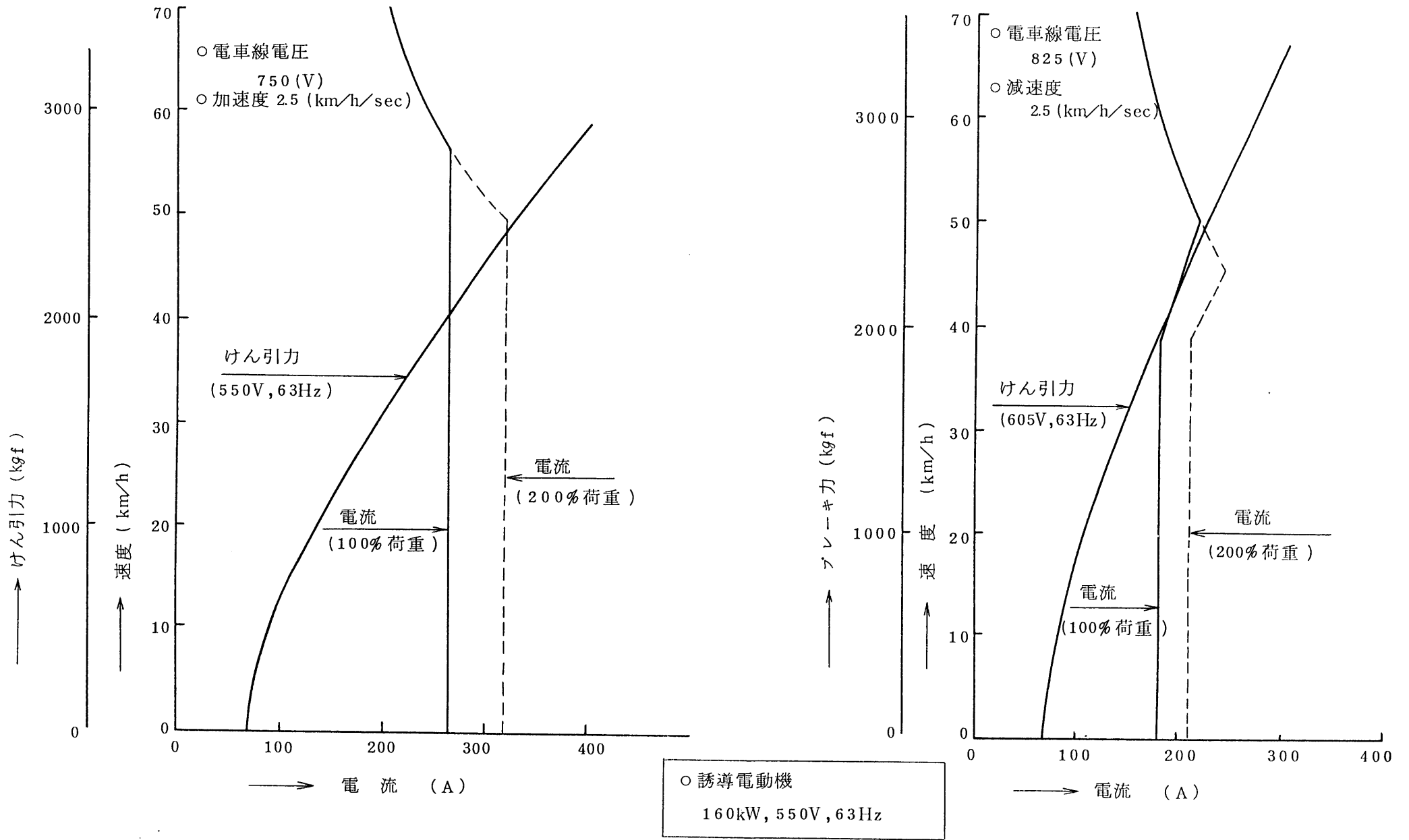


図 2.4 160 kW主電動機 の特性曲線



(a) 力行ノッチ曲線

(b) 回生ブレーキノッチ曲線

図 2.5 力行・ブレーキ特性

表 2.3 G T O インバータの仕様

項 目	仕 様
入力電圧	直 流 7 5 0 V
インバータ容量	(最大) 6 0 0 kVA
誘導電動機容量	1 6 0 kW × 2 台
周波数	3 ~ 1 2 5 Hz
最高速度	7 0 km/h

表 2.4 G T O インバータの開発課題

項 目	課 題
デバイス利用技術	スナバ回路 ゲート回路 並列接続
主回路技術及び装置技術	インダクタンス低減 フロン冷却方式 誘導障害低減実装法
制 御 方 式	制御安定化 高粘着制御
保 護 方 式	一相短絡時の保護方式 過負荷（過電流）時の保護方式

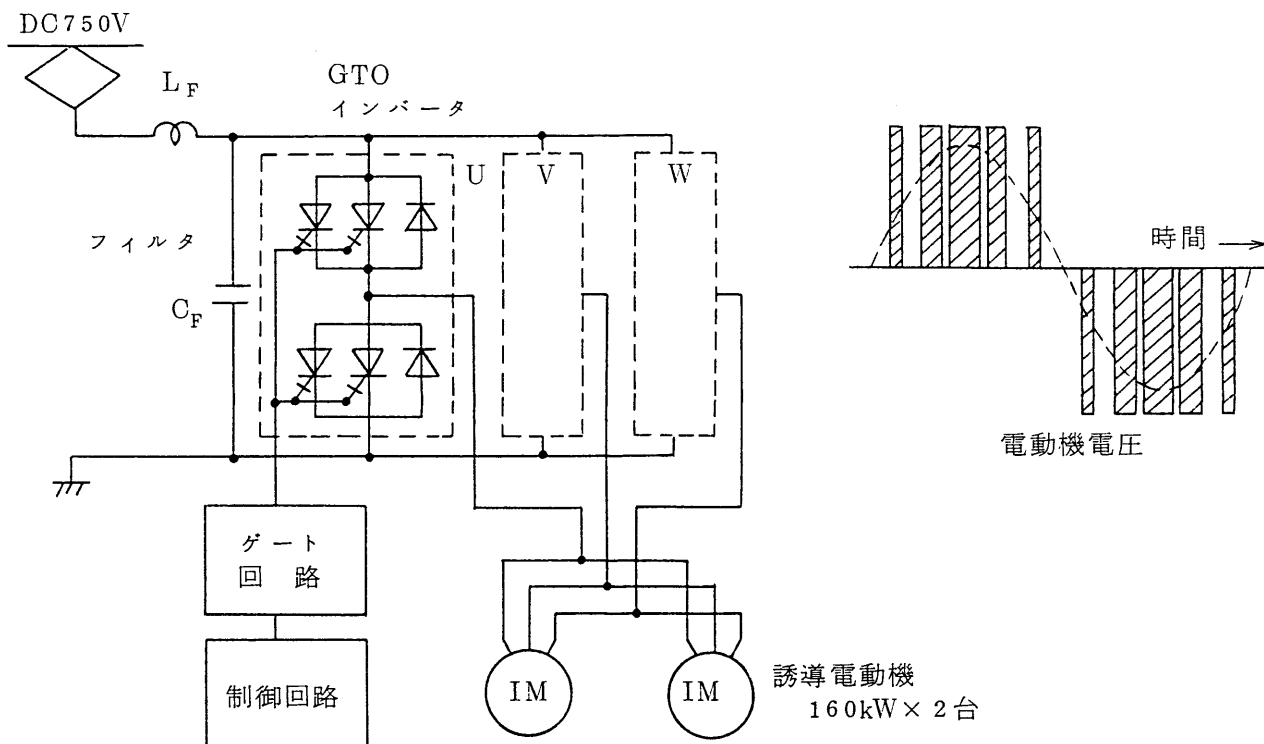


図 2.6 G T O インバータ電車駆動システム

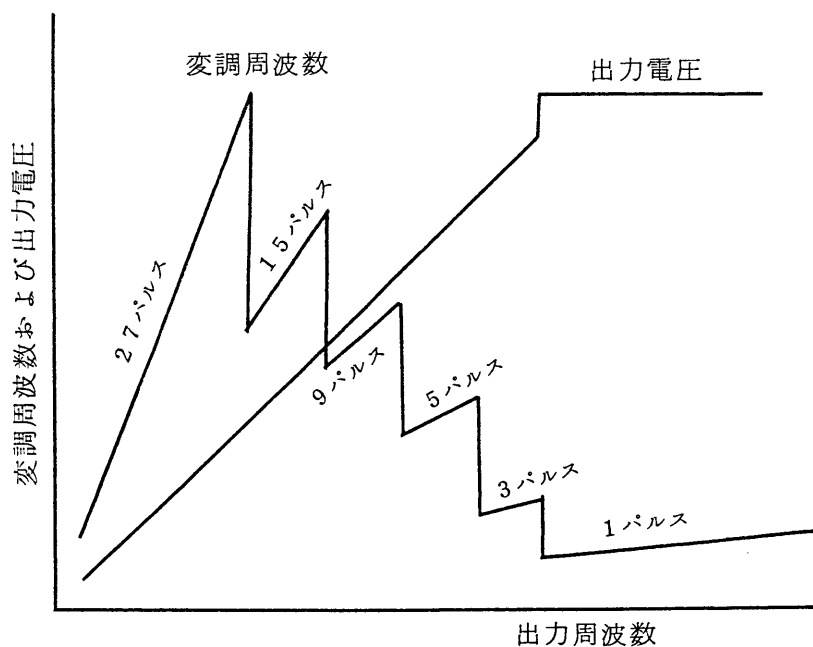


図 2.7 パルスモードの切換

インバータは誘導電動機の速度制御を行うために、PWM制御により可変電圧、可変周波数の交流を出力する。その動作の原理としては、インバータは3組（三相）のスイッチで三相出力端子U、V、Wを直流端子の⊕または0に切り換える装置で、出力（電圧）のパルス幅が正弦波の振幅に比例するようなタイミングでスイッチの切り換えを行う。

PWMインバータでは、電動機電流のリプルを抑制し、一方、スイッチング回数が過大にならないようにするために、インバータ周波数に対してパルス数を段階的に切り換える。その模様を図2.7に示す。円滑なトルク制御を行うために、パルスモード切換時にインバータ出力電圧の基本波の大きさと位相を連続的に保つように制御する。各パルス数において、インバータ出力電流をシミュレーションを行って求めた波形を図2.8に示す。また、このシミュレーション波形から得られた、各パルス数におけるインバータ出力電流の脈動の最大値を図2.9に示す。図は、誘導電動機の電流を最大起動電流（640A）として求めたものである。この結果から、インバータ出力電流の脈動の最大値をGTOサイリスタの遮断耐量から決まる所定値以下に抑えるとともに、PWM制御における最小オフ時間確保を考慮してパルス切換時点が決定され、各パルス数におけるスイッチング周波数が定まる。その結果を表2.5に示す。これより、最大スイッチング周波数は、23Hz、27パルス時の621Hzである。

インバータの各アームに要求される電流遮断能力は、下記項目を考慮した電流ピーク値で決まる。

- (イ) 架線電圧最大値におけるインバータ出力電流の脈流最大値
- (ロ) 架線電圧急増時やパルス切換時における過渡変動を含めた電流制御系の制御誤差
- (ハ) 電流遮断能力余裕

図2.9に示す計算結果から、架線電圧750Vにおけるインバータ出力電流の脈動最大値は1100Aである。これに、上記(イ)(ロ)(ハ)をそれぞれ1.13(850V/750V)、1.15、1.10として、インバータ出力電流のピーク値を求めると、

$$1100 \times 1.13 \times 1.15 \times 1.1 \doteq 1600 \text{ (A)}$$

となる。

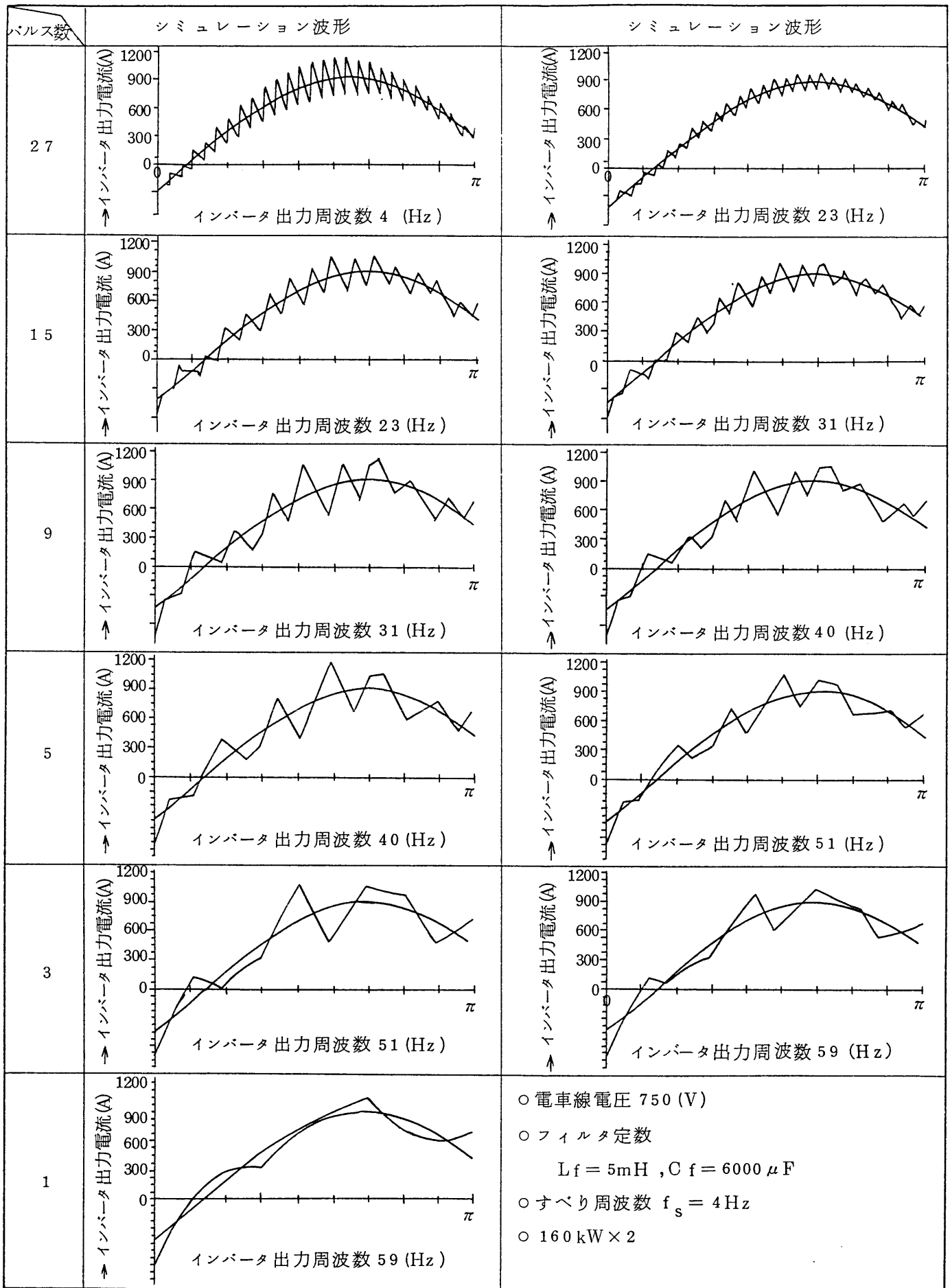


図 2.8 インバータ出力電流のシミュレーション波形

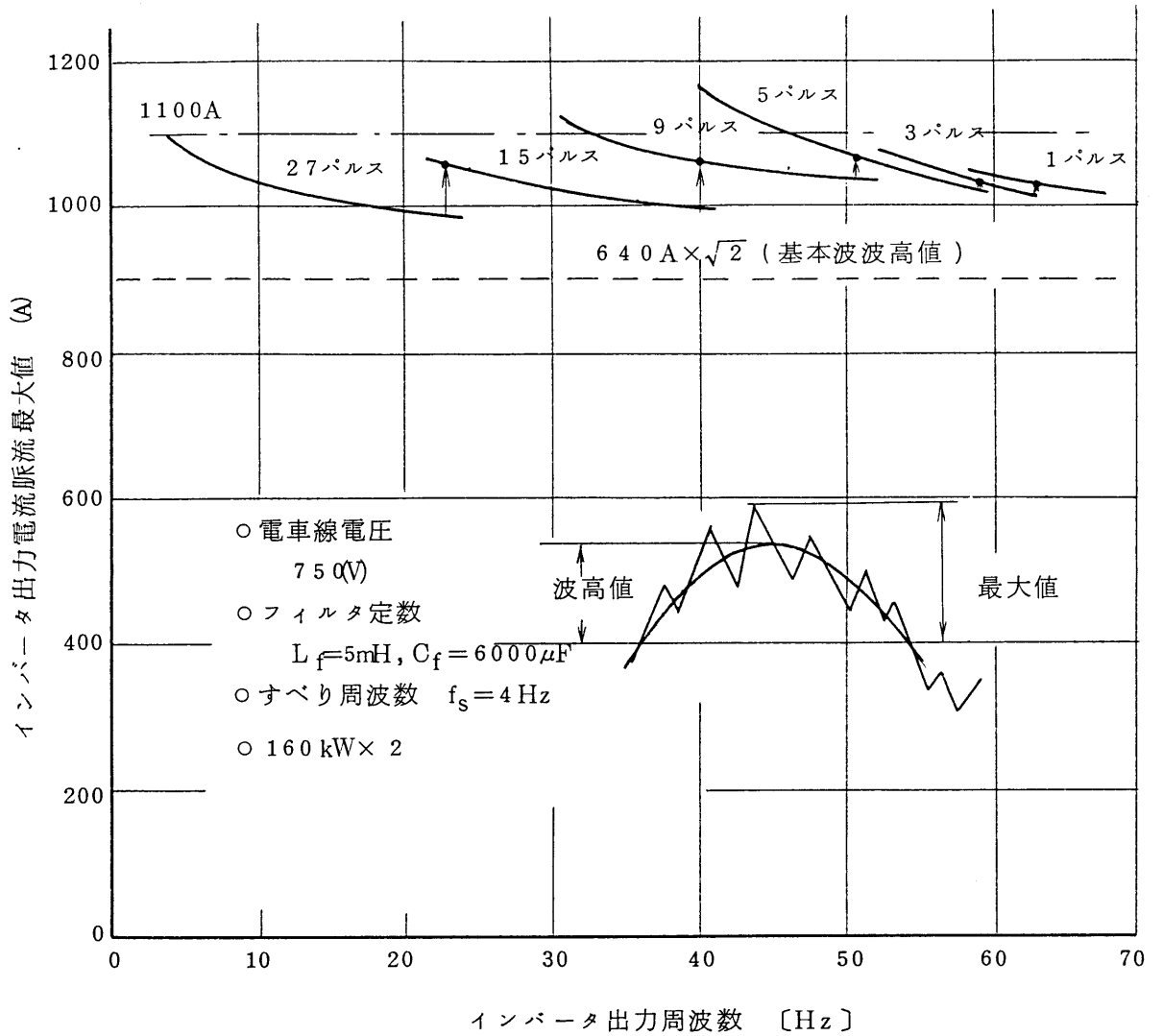


図 2.9 パルス数とインバータ出力電流脈流最大値との関係

表 2.5 パルス数とインバータのオン・オフ制御周波数との関係

パルス数	27	15	9	5	3	1
インバータ出力周波数	Hz 3~23	Hz 23~40	Hz 40~51	Hz 51~59	Hz 59~63	Hz 63~125
インバータのオン・オフ制御周波数	Hz 81~621	Hz 345~600	Hz 360~459	Hz 255~295	Hz 177~189	Hz 63~125

インバータの各アームをGTOサイリスタで構成するとして、電流遮断容量1600Aを一つのデバイスでもつことはこの開発着手時点の技術からは無理な状況で、1000Aのデバイスを2個並列接続することに決定した。このようにすれば、並列デバイス間の電流不平衡率を20%以内に抑えれば良いことになる。一方GTOサイリスタの電圧耐量は、GTOサイリスタのターンオフ後に印加されるピーク電圧から決められる。フィルタコンデンサ電圧最大値を1000V、スナバコンデンサの過充電電圧を1100Vとすると、ピーク電圧は2100Vとなり、GTOサイリスタの耐圧はこれに約20%の余裕をみて2500Vとした。

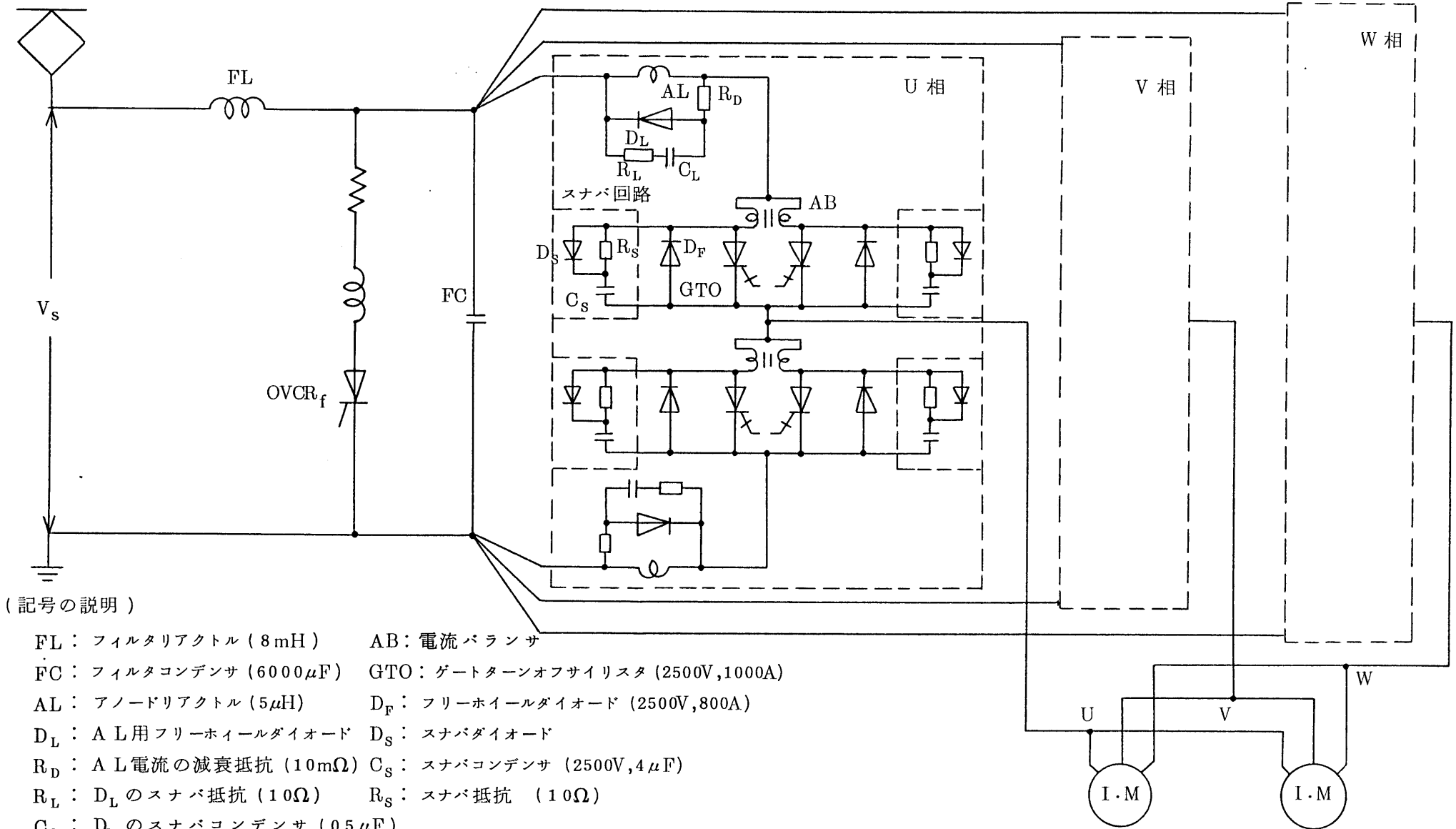
このようにして、GTOサイリスタの開発目標は2500V、1000Aと決めて、インバータ装置開発と並行してデバイス開発が行われた[3][4]。

GTOインバータ回路の構成を図2.10に示す。並列接続によって電流容量を増すための方法としては、インバータ装置を並列接続する方法やデバイスを直接並列接続する方法（ダイレクトパラレル）もあるが、後述(2.3.2項)の検討結果より電流バランスを用いる方法とし、フリーホイールダイオードやスナバ回路は各デバイス毎に付けた。また、インバータが転流失敗して電源短絡状態になる場合の過電流抑制のためのアノードリアクトルを図示のように各アームに挿入している。このリアクトルのインダクタンス値は、GTOサイリスタの過電流耐量（ I^2t 耐量）から決める必要がある。並行して開発するデバイスの I^2t 耐量を、既存のデバイスから推定して52000(A^2s)と仮定し、電源電圧850Vにおいて転流失敗が起きた場合にGTOサイリスタに流れる電流が I^2t 耐量以下になる条件から、リアクトルの値を $L = 5 \mu H$ と決めた。

2.3 GTOインバータ要素技術の開発

2.3.1 ゲート回路

インバータに使用する2500V、1000AのGTOサイリスタの定格、特性を表2.6に、外観を図2.11に示す。通常、GTOサイリスタではターンオフ特性を良くするために、nベース層へ金のドーピングが行われるが、その結果オン電圧が高くなる。ここで用いたGTOサイリスタでは、金のドーピングを行わないでアノードエミッタを短絡する構造を採用することにより、ター



(記号の説明)

- FL : フィルタリアクトル (8mH)
- FC : フィルタコンデンサ (6000 μ F)
- AL : アノードリアクトル (5 μ H)
- DL : AL用フリーホイールダイオード
- RL : DLのスナバ抵抗 (10 Ω)
- CL : DLのスナバコンデンサ (0.5 μ F)
- AB : 電流バランサ
- GTO : ゲートターンオフサイリスタ (2500V,1000A)
- DF : フリーホイールダイオード (2500V,800A)
- DS : スナバダイオード
- CS : スナバコンデンサ (2500V,4 μ F)
- RS : スナバ抵抗 (10 Ω)

誘導電動機 (160kW \times 2)

図 2.10 GTOインバータ主回路構成

表 2.6 2,500V, 1,000A GTOサイリスタ
(GFP1000B25)の電気的特性

項 目	性 能
ピーク繰返しオフ電圧	2,500 V
繰返し可制御電流	1,000 A
非繰返しサージ電流	7,000 A
ピークオン電圧	1.8 V (TYP)
ゲートトリガ電流	600 mA (TYP)
ターンオン時間	10 μ s
ターンオフ時間	25 μ s
最大動作接合温度	125 $^{\circ}$ C

注) 略語説明 TYP (Typical Value)

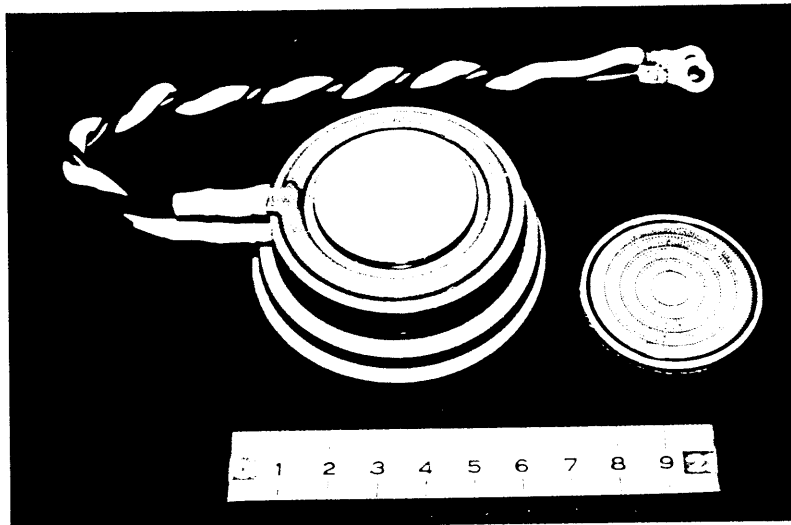


図 2.11 2,500V, 1,000A GTOサイリスタの外観

ンオフ時間が短く、かつオン電圧が低い特性を得ている。

GTOサイリスタの特性およびインバータ装置の要求より、必要なゲート電流は図2.12および表2.7に示すようになる。ゲート電流は二つの部分、オンゲート電流とオフゲート電流からなり、オンゲート電流はさらに狭幅ゲート電流と広幅ゲート電流よりなる。ターンオフゲート電流は立ち上がりとピーク値が大きいことが必要で、このため本研究では、漏れインダクタンスの小さいパルストランスの開発を含めてゲート回路方式について種々検討した。まず以下のような方式について検討した。

- (イ) 当初は、開発中のGTOサイリスタの所要広幅オンゲート電流が大きいことが予想された。そこで、電力損失低減のためにGTOサイリスタのアノード電圧を検出して、電圧が低下している時（電流が流れている時）は広幅オンゲート電流の供給を止める。
- (ロ) オフゲート電流供給回路の電力損失低減とGTOサイリスタのゲート電力損失低減のため、ゲート・カソード間電圧を検出して、アノード電流遮断後直ちにオフゲート電流の供給を止める。
- (ハ) オフゲート電流の立ち上がりを早くするため、および、上記(イ)(ロ)の回路を付けるために、高圧部(主回路電位)に電源を置く方式とする。

ところが、GTOサイリスタの試作後特性が明らかになり、オンゲート電流は当初の予想より小さく、またゲート電力損失の許容値はかなり大きいことがわかった。そこで、ゲート回路を簡素化して信頼性を向上させるため、上記(イ)、(ロ)はやめることにして、図2.13に示す方式を試作した。この方式で試験した結果、基本的な回路動作の点は特に問題は無かったが、主回路と組み合わせた試験において次のような問題が生じた。

- (i) 主回路動作上必要な最小オン・最小オフ期間が確保されない。
- (ii) 主回路の電位変動等の誘導ノイズにより、ゲート回路が誤動作することがある。

以上の問題に対して原因究明と対策を検討した。その結果を表2.8に示す。これらの問題点の解決によりゲート回路の動作は良好になった。

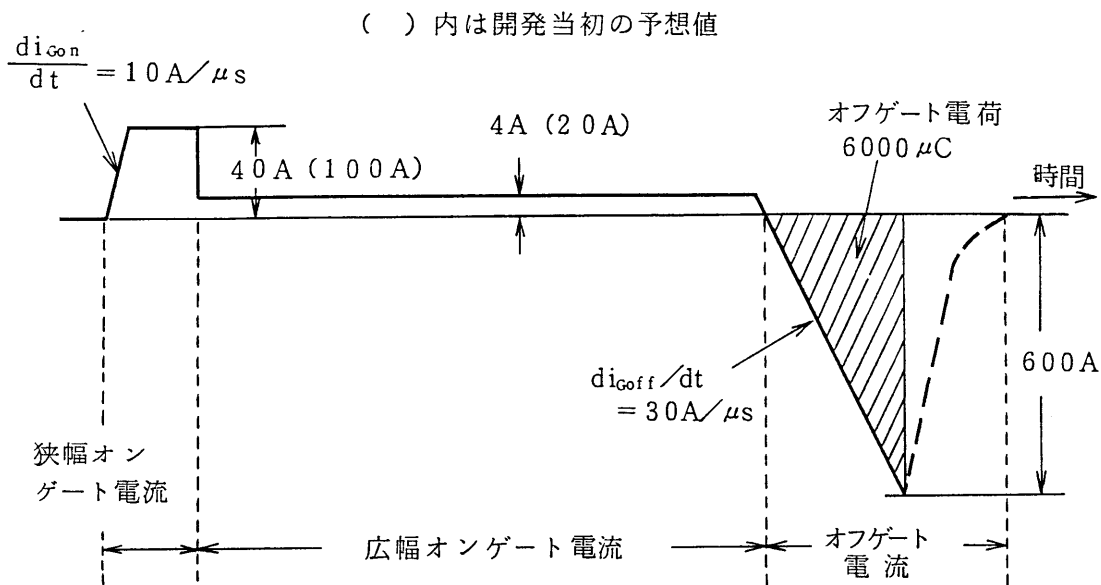


図 2.1 2 必要なゲート電流波形 (2 個並列素子分)

表 2.7 ゲート回路の仕様

項 目		仕 様
狭幅オンゲート電流	尖 頭 値	40 A
	上 昇 率	10 A/ μs
広 幅 オ ン ゲ ー ト 電 流 値		4 A
オフゲート電流	尖 頭 値	600 A
	上 昇 率	30 A/ μs
	供 給 電 荷 量	6000 μC
最 大 動 作 周 波 数		621 Hz
最 小 オ ン 期 間		100 μs
最 小 オ フ 期 間		300 μs

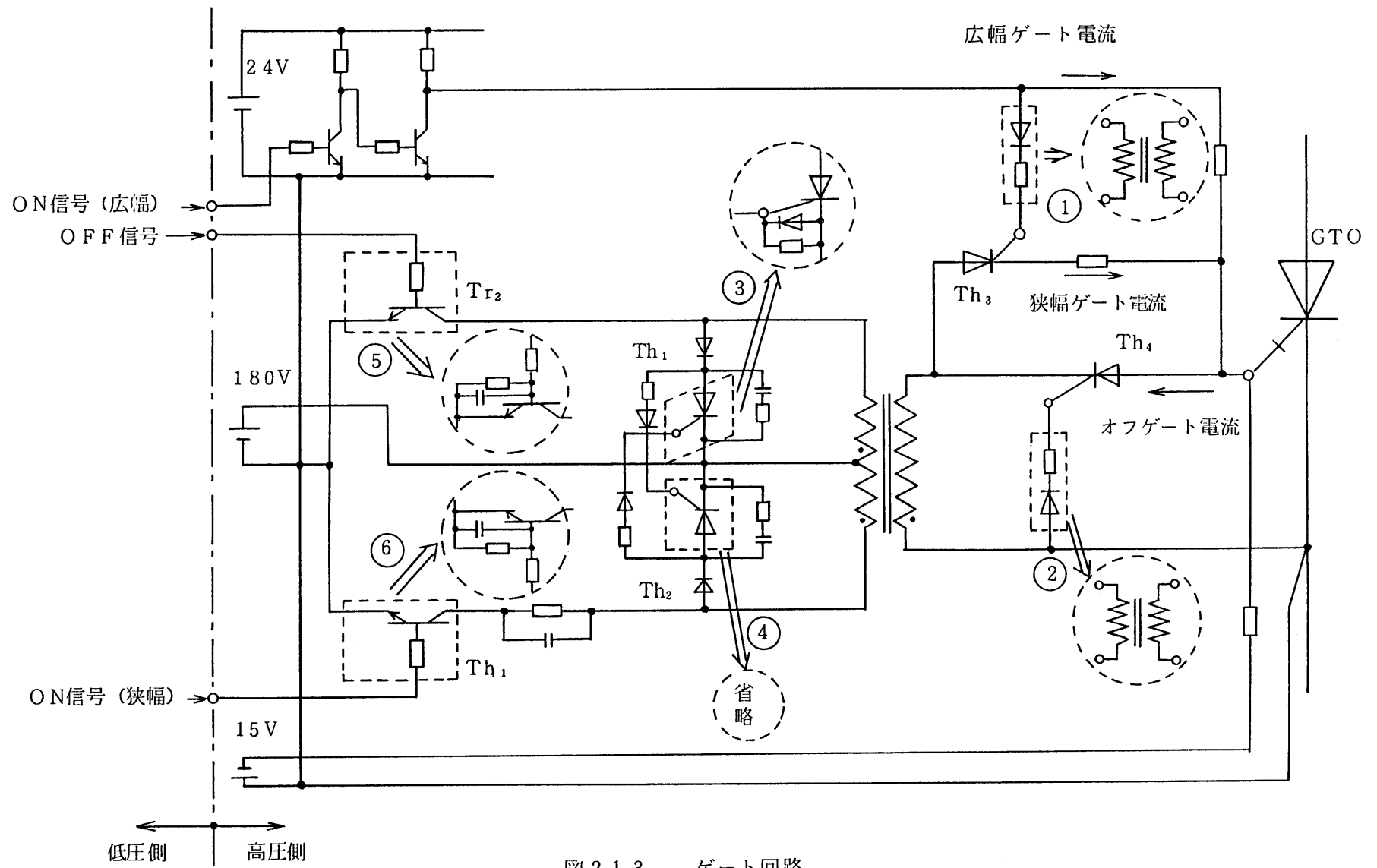


図 2.1 3 ゲート回路

表 2.8 ゲート回路の問題点と対策

NO.	問題点	対策	備考
1	ノイズで誤動作	パルストランスを使用して絶縁した状態でゲート信号を与える。	図2.13の①,②の部分
		ON, OFFパルス発生用トランジスタ Tr_1 、 Tr_2 のベース回路に遅れ要素を追加。	⑤,⑥の部分
2	最小オン時間($100\mu s$)を確保できない。	ONパルス(狭幅)発生回路のフリーホイールサイリスタ Th_2 を省略。	④の部分
3	最小オフ時間($300\mu s$)を確保できない。	OFFパルス発生回路におけるフリーホイールサイリスタ Th_1 のゲート電流の減衰を速める。(ゲート回路の低インピーダンス化)	③の部分

2.3.2 デバイス並列接続

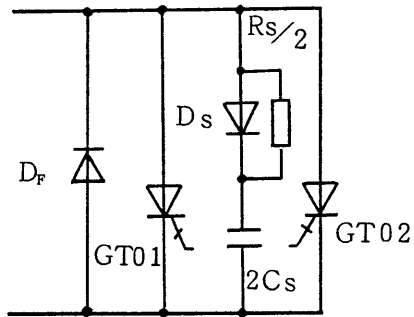
インバータのアームのピーク電流は前述のように1600 Aである。一方，GTOサイリスタの可制御電流は1000 Aであるため，デバイスの並列接続が必要である。インバータ装置を並列接続する方法もあるが[5][6][7]，この方法は一般にシステムの信頼性向上のために冗長運転する場合や，並列運転するインバータの間に位相差をもたせて出力波形を改善するなどの高性能化の要求がある場合に適する方法である。単に電流容量増加のための並列接続には，デバイスの並列接続が簡単で，装置の小型化に適する。

デバイスの並列接続方式として，アノードおよびカソード端子を直接並列接続する方式（ダイレクトパラレル）と，電流バランス（リアクトル）を介して接続する方式が考えられる。また電流バランスを用いる方式では，スナバ回路を一括して接続する方式と，スナバ回路を各GTOサイリスタ個別に接続する方式が考えられる。これらの方式を図2.14に示す。

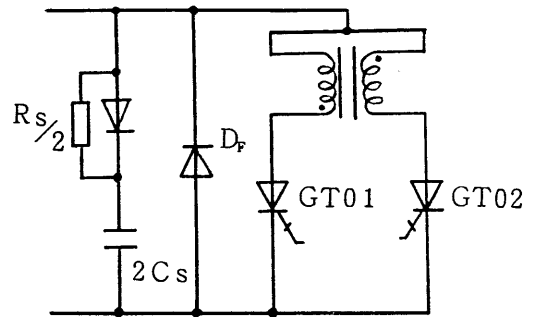
直接並列接続は，中小容量のデバイスの場合には可能で，構成的には最も簡単である。これについては，次のような検討が行われた[8]。

スタッド型パッケージの中容量デバイスで，オン電圧やターンオン，ターンオフ時間のばらつきと電流不平衡の関係について検討している。その結果では，電流不平衡は並列2デバイス間のゲート回路の結合の状態に大きく依存する。二つのデバイスの各ゲートにそれぞれ（等しい）インピーダンスを接続して両デバイスのゲートに独立のゲート電流が流れるようにするゲート分離法では，デバイスのオン電圧やターンオン，ターンオフ時間のばらつきに応じて，かなり大きな主電流の不平衡が生じる。

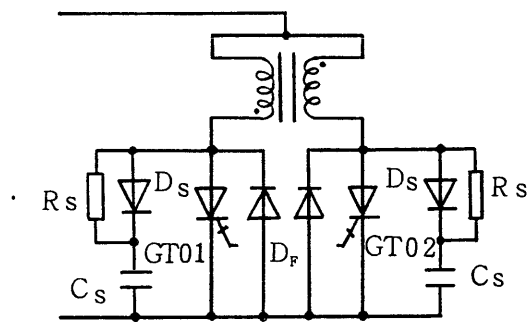
並列接続する二つのデバイスのゲート端子間をインピーダンス要素を介さないで直接接続するゲート結合法では，電流の平衡化作用が働く。この方法においても，オン電流の不平衡は主としてオン電圧のばらつきで決まり，ゲート結合の効果は小さい。しかし，ターンオン，ターンオフ時の過渡時においては，ゲート結合法ではゲート電流が動作の遅れているデバイスに多く流れるように横流が生じ，主電流の過渡時の不平衡を抑える。この場合において，カソード配線の抵抗とインダクタンスが非常に重要で，これらにばらつきがあると，ターンオン，ターンオフ時の電流不平衡が生じる。配線インピ



(a) 直接並列接続



(b) 電流バランス付
スナバ回路一括接続



(c) 電流バランス付
スナバ回路個別接続

図 2.14 GTOの並列接続回路

ーダンスのばらつきを無くするために、並列2デバイスを対称的な配置、配線にすることが必要である。このような方法により、オン電圧のばらつきが小さい組み合わせになるように選別すれば、ターンオン、ターンオフ特性については選別することなく、直接並列接続が可能である。

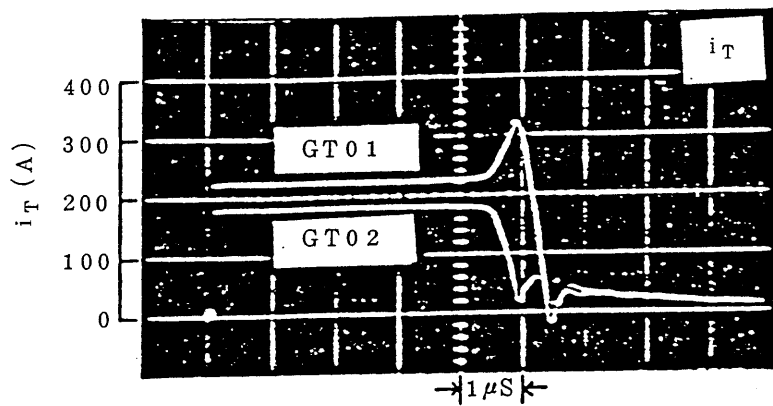
スタッド型の中容量デバイスについては、上述のように直接並列接続が可能であるとの検討結果があるが、大容量のGTOインバータでは平型パッケージの大容量デバイスを用いる必要がある。大容量デバイスの場合には、単体のターンオフタイムが揃っていても定常導通時にオン電圧にわずかの差があると、ターンオフ時に電流集中が起きる。一例として、図2.15(a)に示すように、定常時に電流が平均値に対して10%のずれがあるケースで、ターンオフ時には電流集中により60%のずれが生じた。なお、図2.15(b)(c)にはそれぞれアノード電圧とオフゲート電流を示す。これらの結果より、GTOサイリスタの特性のばらつきからみて、今回の装置では直接並列接続は困難と結論した。

そこで電流バラランサを用いる方式について検討した。図2.14(b)のスナバ回路一括方式では電流バラランサの漏れインダクタンスのため、スナバ回路での過電圧の吸収が難しい。またフリーホイールダイオードが逆回復するとき、電流バラランサの漏れインダクタンスのためにGTOサイリスタに逆電圧が加わる。そして逆回復が終了して再び順電圧が印加される時、GTOサイリスタが誤点弧するおそれがあることがわかった。このため、同図(c)のようにスナバ回路とフリーホイールダイオードは各デバイス毎に個別に接続することにした。

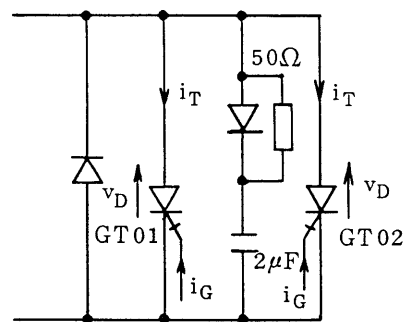
次に電流バラランサの所要の電圧時間積を求める。ターンオフ時のスパイク電圧波形を図2.16に示すように三角形で近似すると、ターンオフ時に電流バラランサに印加される電圧時間積は次式となる。

$$V \cdot t = \Delta t_{off} \cdot V_P \left(1 - \frac{\Delta t_{off}}{2 T_f} \right) \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

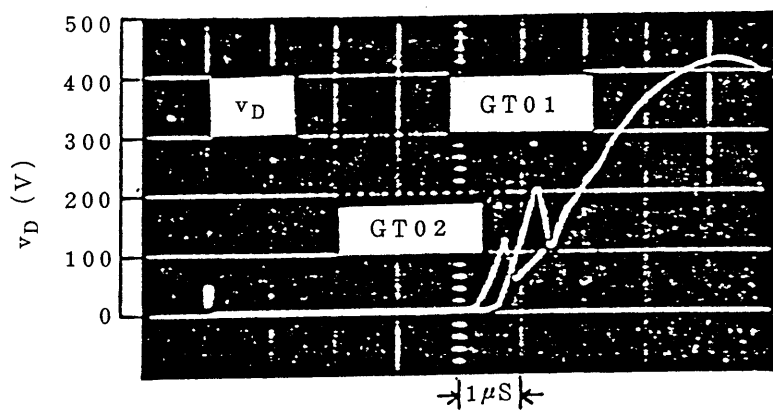
ここで、 Δt_{off} はターンオフ時間のずれ、 V_P はスパイク電圧の波高値、 T_f はスパイク電圧波形を三角形で近似した時の時間で、アノード電流下降時間（フォールタイム）に相当する。



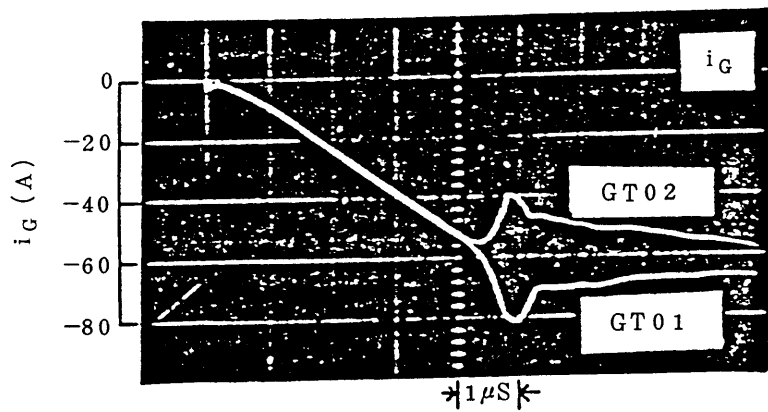
(a) アノード電流



直接並列接続方式



(b) アノード電圧



(c) オフゲート電流

図 2.15 直接並列接続時の動作波形

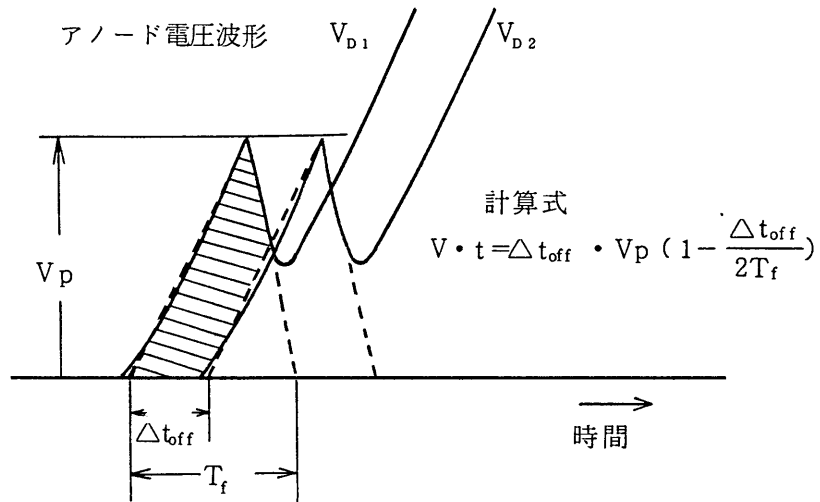


図 2.16 ターンオフ時のアノード電圧波形と電流バランスに印加される電圧・時間積

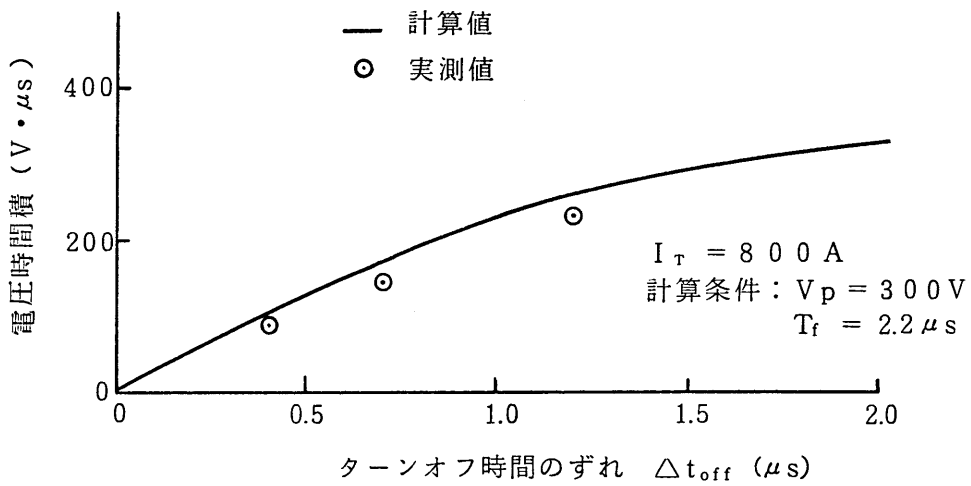


図 2.17 ターンオフ時間のずれと電圧時間積の関係

ターンオフ時間のずれと電圧時間積の関係について、(2.2)式による計算結果と実験結果を対比して図2.17に示す。両者は良く一致しており、この期間での電圧時間積は(2.2)式で計算できる。

電流バランスに必要な電圧時間積としては、(2.2)式で表わされるターンオフ時の他に、ターンオン時および導通時の電圧時間積が必要である。これらを合わせると、

$$V \cdot t = V_D \cdot \Delta t_{on} + \Delta V_T \cdot T_{on} + \Delta t_{off} \cdot V_P \left(1 - \frac{\Delta t_{off}}{2 T_f}\right) \quad \dots\dots (2.3)$$

ここで、 V_D はターンオン前のGTOサイリスタのアノード電圧、 Δt_{on} はターンオン時間の差、 ΔV_T はオン電圧の差、 T_{on} はGTOサイリスタの導通時間である。

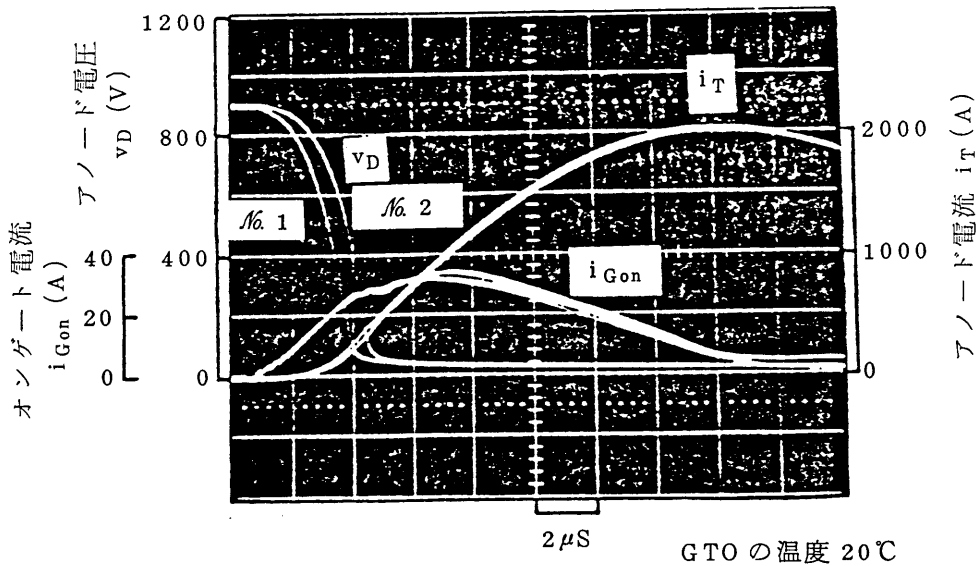
インバータの試作に先立って、2500V、1000AのGTOサイリスタの並列接続動作試験を行った。結果の波形を図2.18に示す。同図(a)のターンオン時の波形に示すように、ゲート電流は良く揃っており、ターンオン時間は $0.5 \mu s$ ずれているが、電流バランスによりアノード電流は平衡している。また、同図(b)のターンオフ時の波形に示すように、オフゲート電流は良く揃っており、アノード電流も平衡している。ターンオフ時間が $0.7 \mu s$ ずれているが、電流のとび出しは無い。またアノードピーク電圧は140Vずれているが、これは次式の理論値 ΔV_D と良く合っており、また許容値以内であるため問題はない。

$$\Delta V_D = \frac{I_T \cdot \Delta t_{off}}{C_s} \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

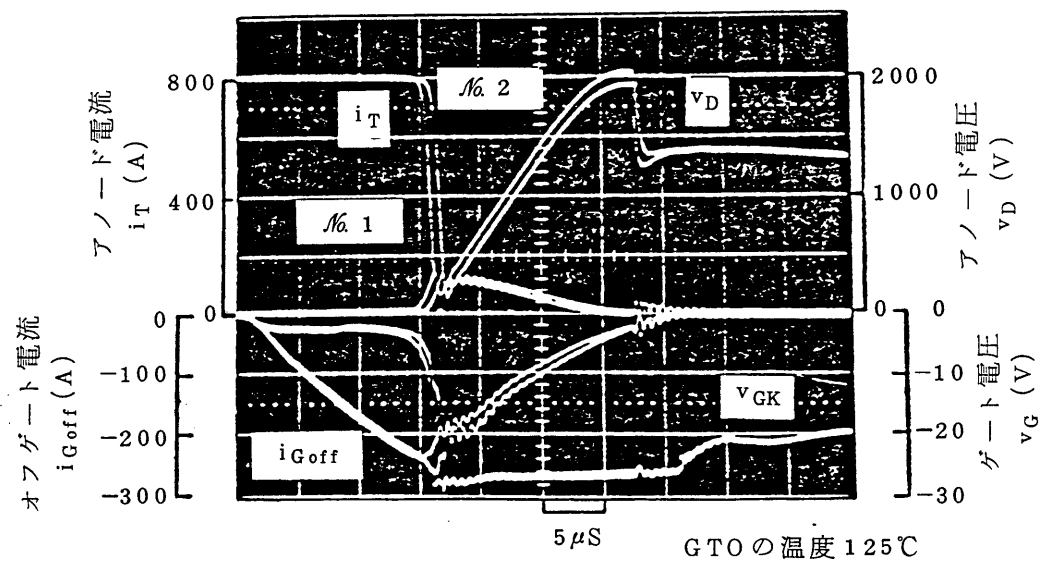
ここで、 I_T はGTOサイリスタの遮断電流、 C_s はスナバコンデンサ容量である。

2.3.3 スナバ回路

1相分のインバータ回路とGTOサイリスタがターンオフする時の動作波形を図2.19に示す。GTOサイリスタは従来のサイリスタと異なり自己消弧機能を有し、オフゲート信号によって消弧する。GTOサイリスタに流れていた電流が消滅する時間(フォールタイム)は $1 \mu s$ 程度の短時間であり、そのためオフしたGTOサイリスタにはスナバ回路のインダクタンス分によ

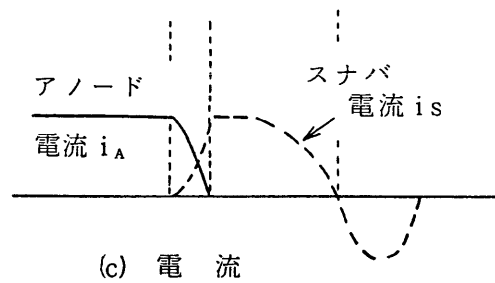
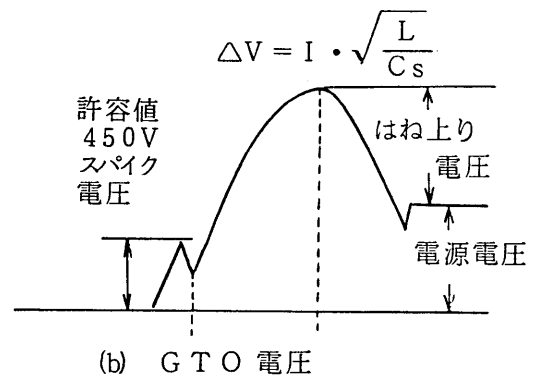
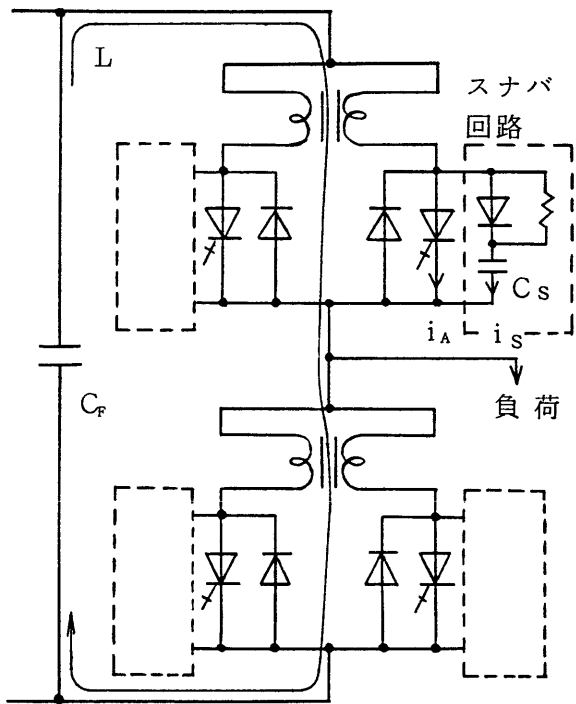


(a) ターンオン時の並列動作波形



(b) ターンオフ時の並列動作波形

図 2.18 2.5 kV, 1000 A GTO を用いた並列動作波形



(a) 1相分の回路 ([] 内は1つのみ示した)

図.2.19 インバータ回路とターンオフ時の動作

るスパイク電圧や，主回路の配線インダクタンス分に蓄えられたエネルギーによるはね上がり電圧が印加される。

GTOサイリスタのターンオフ耐量試験結果から，スパイク電圧は450V以下に抑える必要があることがわかった。このスパイク電圧には，スナバ回路の配線，部品のインダクタンスの影響が大きい。従来からのスナバ回路技術を単に適用するのでは，このインバータにおけるスパイク電圧は表2.9に示すように840Vにも達する。そこで，これを低減するための方法について検討した。

まず，デバイス冷却方式としては，従来，車両用サイリスタ装置で多く用いられていたデバイス浸漬形フロン冷却方式とすることで考えた。しかしながら，この方式ではフロンタンクの大きさを大きくしないためにスナバコンデンサをタンクの外に出す必要があり，そのためスナバ配線が長くなってこの部分の電圧のみでスパイク電圧許容値をこえる。そこでデバイス外置き形フロン冷却方式を開発した[9]。そしてスナバダイオードは電極を兼ねた冷却片に直接ねじ込む方式とし，スナバコンデンサも真近に配置して配線の短縮をはかった。

次にスナバコンデンサの内部インダクタンス低減について検討した。スナバコンデンサの内部インダクタンスも配線インダクタンスと同様の影響を与える。そこでコンデンサ製造者の協力を得て，コンデンサ内部エレメント配置を工夫したコンデンサを試作した。その結果を図2.20に示す。図示のAタイプ（従来方式）からCタイプにすることにより，内部インダクタンスを $0.11\mu\text{H}$ から $0.064\mu\text{H}$ に約40%低減することができた。

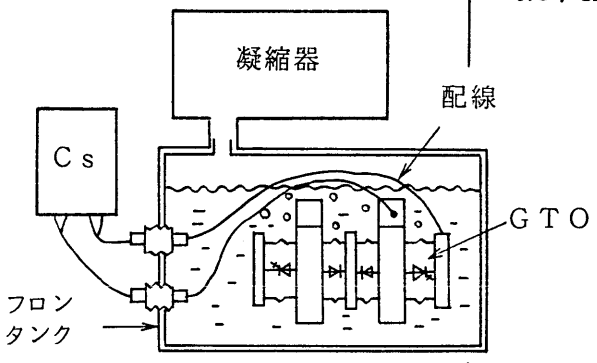
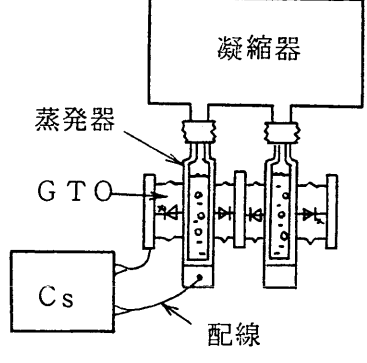
さらにスナバダイオードとして，急峻な電流が流れ始める時のフォワードリカバリ電圧の小さいデバイスを，GTOサイリスタと併せて開発した。

これらの検討の結果，スパイク電圧は許容値を十分下回る350Vとすることができた。

2.3.4 主回路インダクタンスの低減

GTOサイリスタのターンオフ後に，主回路のインダクタンスに蓄えられていたエネルギーによりスナバコンデンサが過充電される。この時，GTO

表 2.9 スパイク電圧の低減

項 目	従来値	対 策	結 果
スナバ回路配線 (素子浸漬形フロンの冷却) 	470V (0.3 μH)	素子外置き形フロン冷却 	100V (0.06 μH)
スナバコンデンサの内部インダクタンス	170V	低インダクタンス形開発 (0.11 μH → 0.07 μH)	100V
そ の 他	200V	そ の 他	150V
合 計	840V	合 計	350V

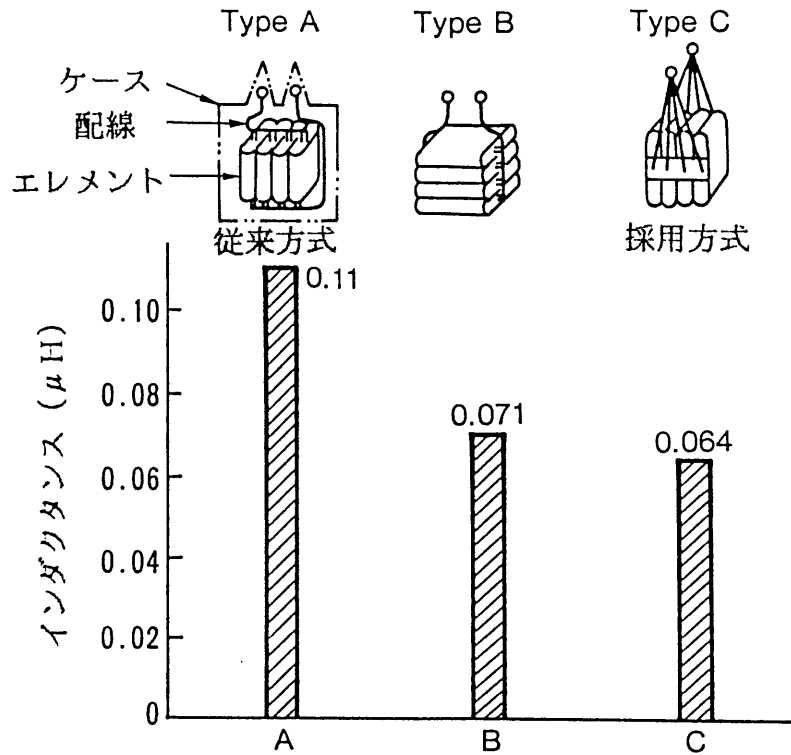


図 2.20 スナバコンデンサの残留インダクタンス

表 2.10 主回路インダクタンスの低減

	従来技術	改良点	改良後
電流バランス	$3.0 \mu\text{H} \times 2$	低インダクタンス形巻線構造開発	$0.4 \mu\text{H} \times 2$
機器外配線等	$1.4 \mu\text{H}$	共心ケーブル使用	$0.6 \mu\text{H}$
機器内配線等	$2.3 \mu\text{H}$	平行銅板配線使用	$2.1 \mu\text{H}$
合計	$9.7 \mu\text{H}$		$3.5 \mu\text{H}$

サイリスタに印加されるピーク電圧 V_{DOP} は、近似的に次式で示される。

$$V_{DOP} = V_D + I_T \sqrt{\frac{L}{C_s}} \dots\dots\dots (2.5)$$

ここで、 V_D は電源電圧、 L は1相分の主回路インダクタンスである。前述のように、GTOサイリスタに印加される電圧ピーク値を、耐圧2500Vから設計余裕を差引いて2100Vとすると、(2.5)式より主回路インダクタンスの上限は $3.5 \mu H$ となる。一方、従来の技術によるとフィルタコンデンサからGTOサイリスタまでの主回路1相分のインダクタンスは、表2.10に示すように $9.7 \mu H$ となる。そこで、これを許容値 $3.5 \mu H$ 以下に抑えるために以下の開発を行った。

(1) 漏れインダクタンスの小さい電流バランスの開発

並列接続する二つのGTOサイリスタ間の電流を平衡させるために電流バランスを用いる。従来の電流バランスは各デバイス用の巻線が別々の脚に巻かれており、漏れ磁束が大きい。そこで図2.21に示すように、磁束を互いに打ち消し合い、漏れインダクタンスを小さくするため両巻線を添え巻きするように改良した。その結果、漏れインダクタンスは従来構造の $3 \mu H$ に対し、改良形は $0.4 \mu H$ に低減できた。改良形バランスの外観を図2.22に示す。

(2) 配線のインダクタンス低減

配線インダクタンスを低減するため、数種類の方法を検討した。図2.23に示すように、平行銅板で往復配線すると、インダクタンスは絶縁電線による場合の約1/3になる。また、同軸ケーブルを用いるとインダクタンスは約1/4になる。以上の検討の結果から、インバータ装置内部の機器類は配線長が短くなるように配置するとともに、平行銅板による往復配線を用いた。

フィルタコンデンサとインバータ装置とを結ぶ配線は外部装架配線となるため、平行銅板のような可撓性の無いものは使用できない。同心ケーブルを用いることが望ましいが、既存の電力用に作られた同心ケーブルは、絶縁被覆が厚く、固くて可撓性に欠ける。そこで新たに車両用同心ケーブルを試作して用いた。

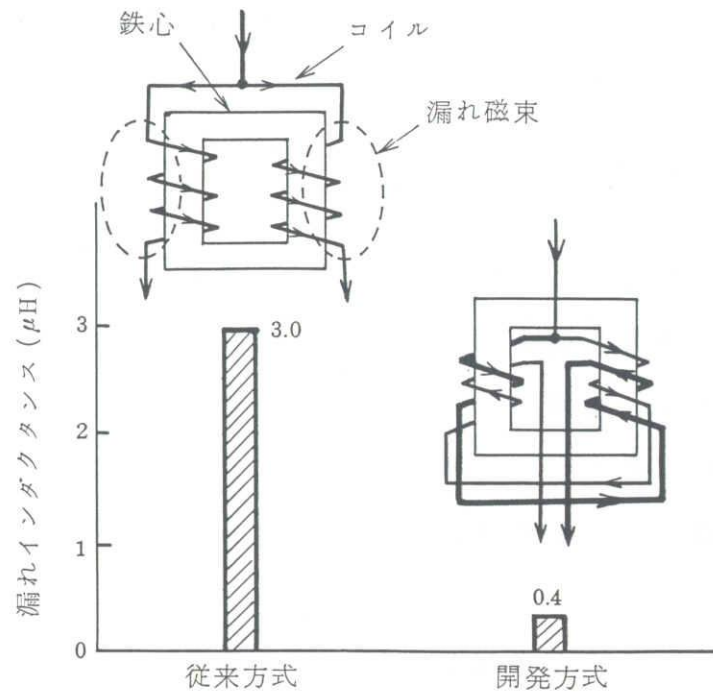
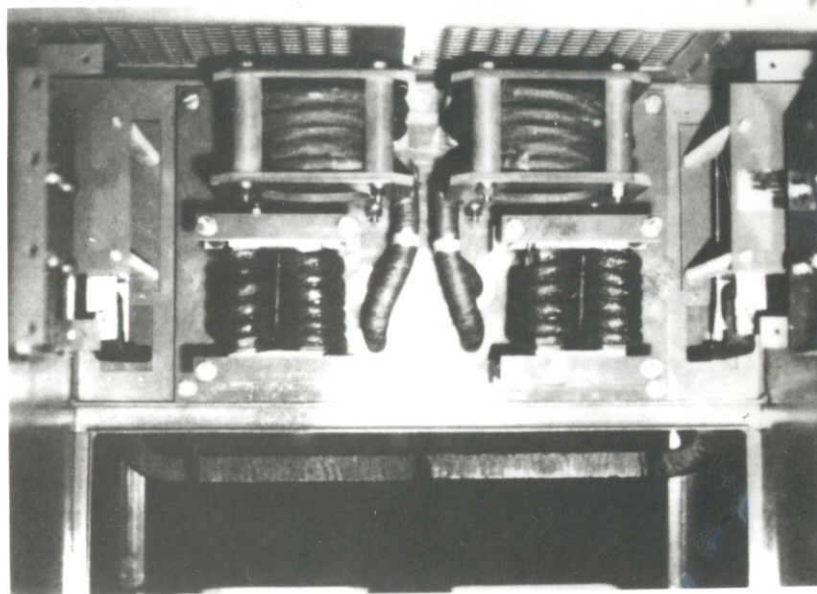


図 2.21 電流 バランサの漏れインダクタンス



← 改良形バランサ
(箱中央部左右2台)

図 2.22 改良形バランサの外観

以上の検討により，主回路インダクタンスを目標の $3.5\mu\text{H}$ 以下にすることができた。

2.3.5 実装および冷却

インバータ装置内部の機器配置を図2.24に示す。GTOサイリスタとスナバコンデンサは，両者の間の配線を最短にするように配置している。さらに，アノードリアクトル，電流パランサとGTOサイリスタについてもこれらの間の配線を最短にするように配置している。フィルタコンデンサとインバータの間の配線には，インダクタンスを低減するために同心ケーブルを用いている。

機器の配置を決める上で考慮しなければならない問題として誘導障害がある。インバータ装置においては，電流変化率の大きい急峻なパルス電流が流れるので，アノードリアクトル等のインダクタンス分を有する機器や配線から，磁束変化により，軌道面に設置されている信号用軌道回路に誘導障害を及ぼすノイズ電圧を誘起する。従って，アノードリアクトル等のノイズ発生源となり易い機器はインバータ装置の上部に収納し，軌道面から遠避けるように配置した。

冷却方式としては，前述のようにスパイク電圧低減の必要上からデバイス外置き形フロン冷却方式を開発した。冷却ユニットの外観を図2.25に示す。凝縮器はインバータ装置の底面近く配置され，外気で冷却され易い構造である。スナバ抵抗を凝縮器の上に配置することにより，抵抗器の発熱による自然対流により凝縮器の冷却効率が良くなる。このような方式は，スパイク電圧低減が可能であるばかりでなく，デバイスを凝縮器の前方にもってこることができるため，凝縮器を扁平形状にして低床化に適した装置構造にすることができる。

開発したGTOインバータ装置の外観を図2.26に示す。従来のチョップ装置に比べ低床形となっている。また同一容量のチョップと比べた場合，本体の部分はインバータの方が多少大きくなるが，平滑リアクトルや力行・ブレーキ転換器が不要になるため，全体で体積は約40%小さくなる。

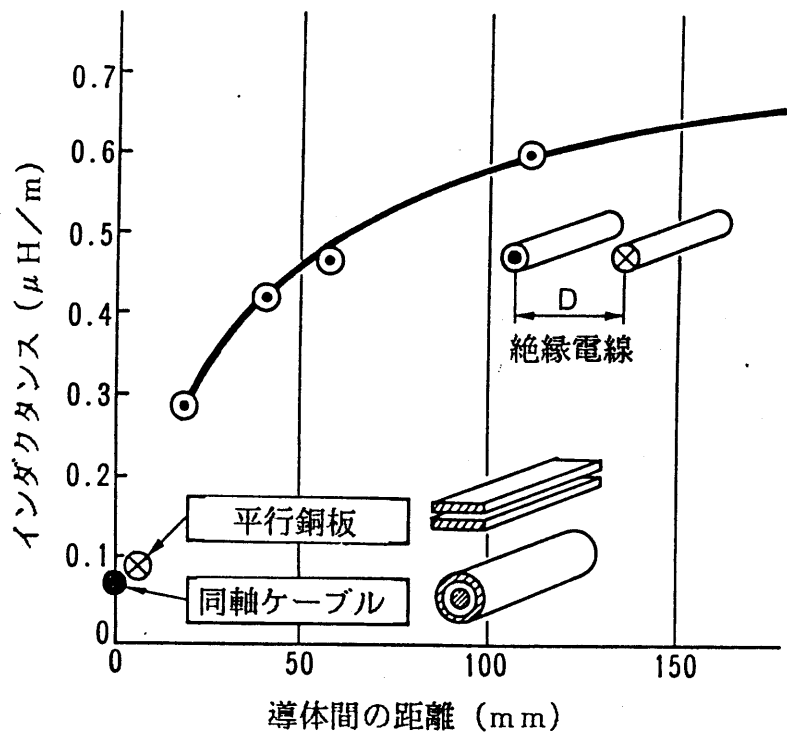


図 2.23 往復導体のインダクタンス

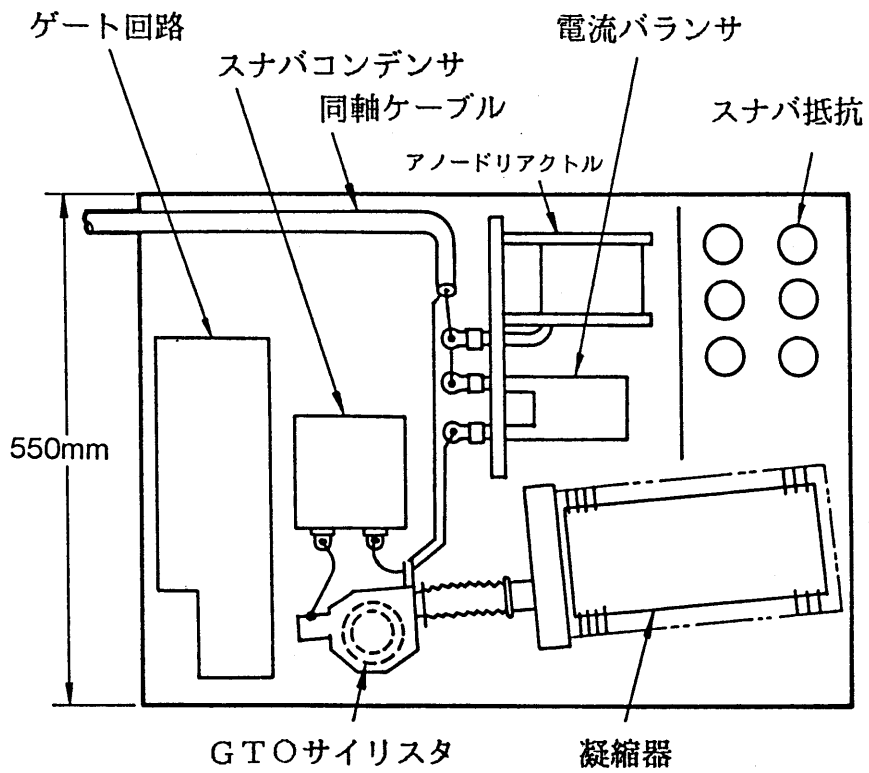


図 2.24 GTOインバータの機器配置 (断面)

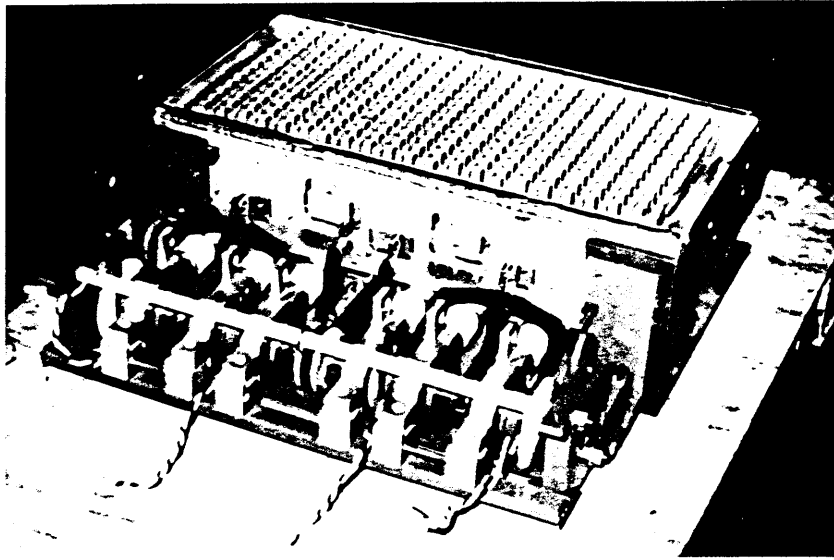


図 2.25 冷却ユニット

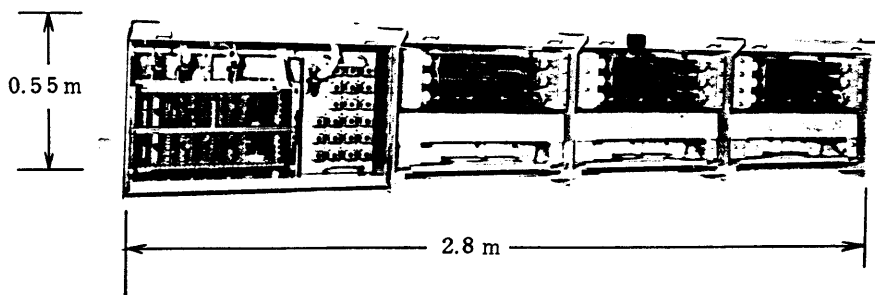


図 2.26 GTO インバータの外観

2.4 インバータ電車制御方式の開発〔10〕

2.4.1 電圧，周波数制御方式

電車の制御としては，図2.2に示したようなトルク一定制御が要求される。インバータで誘導電動機を駆動する場合の制御変数としては，電動機電圧 V_M ，電動機電流 I_M ，周波数 f がある。周波数 f はロータ回転周波数 f_r とすべり周波数 f_s の和であり，実際に制御できるのは f_s である。3変数の間には次式の関係があり，2変数を決めれば残りの一つは決まる。

$$I_M = k_0 \cdot \Phi \cdot f_s = k_0 \cdot (V_M / f) \cdot f_s \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

ここで， Φ は磁束である。

電動機トルク T は次式で与えられる。なお，励磁電流分は無視して考える。

$$T = k_1 (V_M / f)^2 f_s = k_2 (I_M^2 / f_s) = k_3 (V_M / f) I_M \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

これより，制御方式として次の3方式が考えられる。

- (a) f_s を一定にしておき， (V_M / f) が一定になるように V_M を制御する。
- (b) f_s を一定にしておき， I_M が一定になるように V_M を制御する。
- (c) (V_M / f) を一定にしておき， I_M が一定になるように f_s を制御する。

車両の制御装置としては寸法，重量，コストの制約が厳しいので，転流能力に大きな余裕を持たせるのは得策でないことを考えると，電動機電流を直接に検出，制御する方法が適する。従って，(a)は除外される。(b)の方法では，電動機電圧 V_M は電動機の励磁電流を含む電流 I_M を供給するので，起動時や回生負荷急変時の応答が良く，架線電圧急変時の特別の補償を必要としないなどの長所がある。しかし，高精度の周波数制御が必要であり，電動機電流の大きさが二次インピーダンスの変化の影響を受けるなどの短所がある。一方，(c)の方法は(b)と逆の長所，短所がある。

電動機電圧 V_M とすべり周波数 f_s を同時に制御しようとする時，制御回路は複雑になる。制御方法の選択には，電動機電圧，電流，速度などの検出精度を考慮すべきである。

制御方法(b)と(c)の利点を組み合わせ，両者を周波数によって切り換える方法が最良の方法であると結論した。図2.27にその制御回路を示す。

周波数制御については、電動機に直結されたパルス発生器の出力が周波数制御回路に取り込まれ、すべり周波数 f_s が加算されてインバータ周波数 f となる。インバータは通常 2～4 台の電動機を駆動する。これらの電動機が結合されている車輪の径には多少の差があるため、速度パルスの周波数 f_1 、 f_2 は等しくない。基準周波数として用いるものは、スリップやスキッドの最も起きにくい車輪に結合されたものを選ぶのが良い。このためには付随車の車輪から基準周波数を得るのが望ましいが、これは現実には難しい。そこで、力行時にはパルス発生器の周波数の内の低い方を、また回生時には高い方を基準周波数として用いる。さらに、車輪径差によるパルス周波数の差は、滑走時にこれを検出してメモリに蓄え、制御時には補正した値を用いる。このようにすることにより、全軸同時空転時以外は正確な車両速度の検出が可能である。

すべり周波数制御回路は、すべり周波数一定制御の場合は基準電流に比例した一定値を出力し、すべり周波数により電動機電流を制御するモードでは、電動機電流の偏差を出力する。

PWMインバータのもう一つの制御変数は電動機電圧 V_M で、パルス幅を調整して制御する。図 2.27 において、パルス幅制御回路は二つの入力があるが、運転モードに応じてその内の一つが選ばれる。 (V_M / f) を一定に保つ場合には、電圧基準発生回路はインバータ周波数 f に比例した電圧 V_P を設定し、電動機電圧 V_M がそれに一致するように制御される。架線電圧が大幅に変動することを考えると、単に変調率を周波数に比例させるのみでは (V_M / f) を一定に保つことはできないので、電動機電圧 V_M をフィードバック制御する必要がある。さらに、入力電圧変動に応じて変調率を補正する方法を付加することも可能である。

変調器は、入力された周波数と変調率に応じた PWM 信号を発生するが、パルスモードは周波数に応じて変えられる。GTOサイリスタは通常のサイリスタよりターンオフ時間が短いので、起動時は大きなパルス数として電流リップルを小さくすることが可能である。パルスモード切り換えはマイクロコンピュータで行うので、特別な付加回路は必要としない。

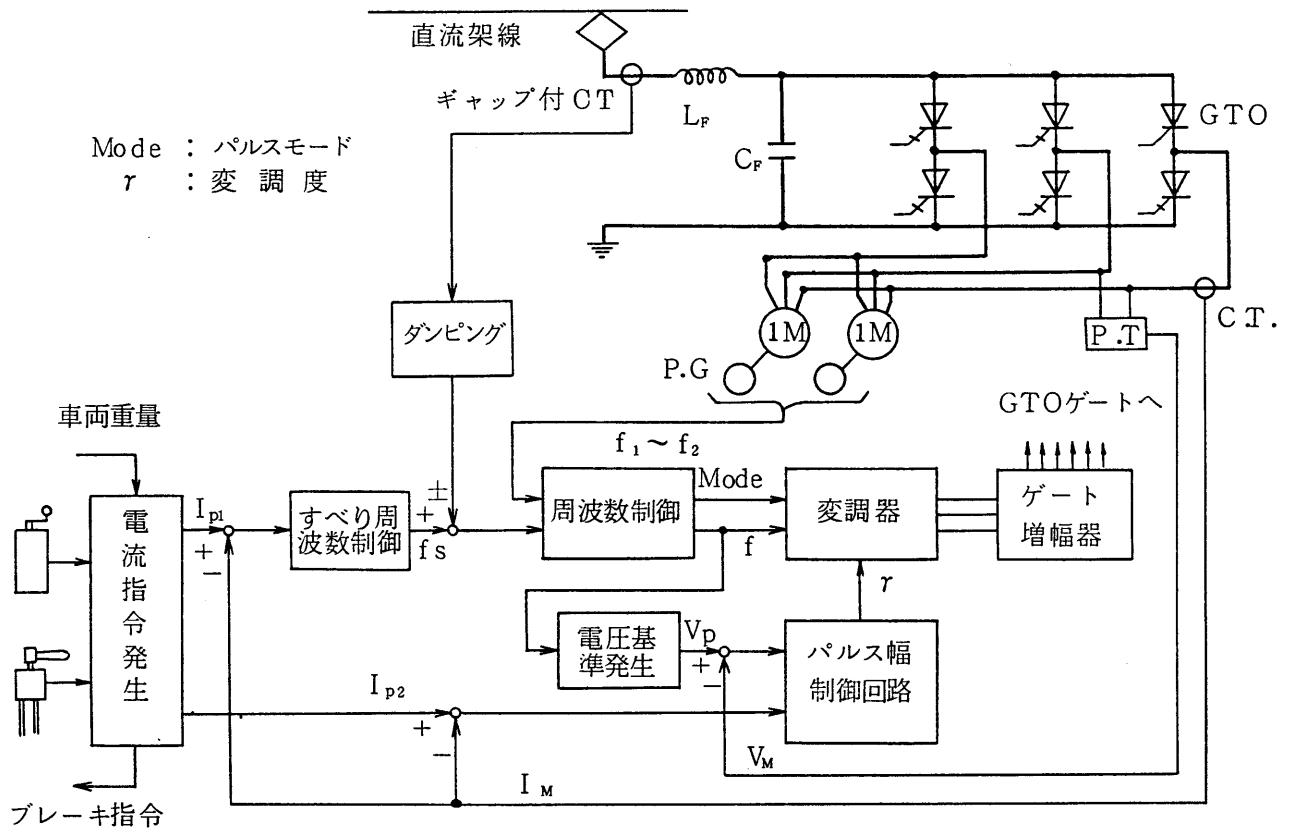


図 2.27 GTOインバータ電車の制御回路

2.4.2 制御の安定性

インバータ制御電車では、一般に入力側にLCフィルタ回路を設ける。これは、インバータ入力電圧を安定化するためのコンデンサと、信号系に妨害を与えるような電流を架線に流さないためのリアクトルで構成される。通常、5～10mHのリアクトルと、3000～6000 μ Fのコンデンサを用いるが、商用周波軌道継電器に妨害を与えないように、その共振周波数は商用周波数より低く設定する。制御系が過渡応答において振動し、この振動によりフィルタを流れる高調波電流のうち共振周波数に近い成分が増幅されて振動が増大すると、制御ができなくなる。

チョップ電車においても同様の現象は起こり得るが、インバータ制御の場合は周波数を連続的に可変にするので、共振周波数を避けて制御するということが難しい。そこで、制御を安定化することが特に重要である。

GTOインバータの制御系のブロック図を図2.28に示す。 (V_m/f) 一定制御ループは、解析を簡単にするために省略している。パルス幅を調整する電流制御ループは積分補償系であり、すべり周波数を調整する電流制御ループは一次遅れ補償系であるが、二つのループは周波数によって切り換えられる。

この制御系の安定性をシミュレーションにより検討した。図2.29はダンピングをかけない場合のシミュレーション結果を示すが、すべての量に振動が拡大しており、不安定になっている。そこで、図2.28に破線で示すダンピング回路を追加した。すなわち、架線電流の振動分を検出して、すべり周波数にダンピングをかける方法である。その考え方の基本は、振動が発生しようとするときフィルタコンデンサ C_F の電圧が変動しないように抑えれば安定化できることに着目したものである。このためにはコンデンサの端子電圧の変動分を検出するのが望ましいが、これは技術的に難しいため、架線電流の振動分をギャップ付の変流器(CT)によって検出し、その位相を90度遅らせて用いる。そして架線電流の振動分が増加してフィルタコンデンサ電圧が上昇しようとするとき、ダンピング回路の働きですべり周波数を増し、インバータ電流を増してコンデンサ電圧の上昇を防ぐ。

ダンピング回路を付けた場合のシミュレーション結果を図2.30に示す。安

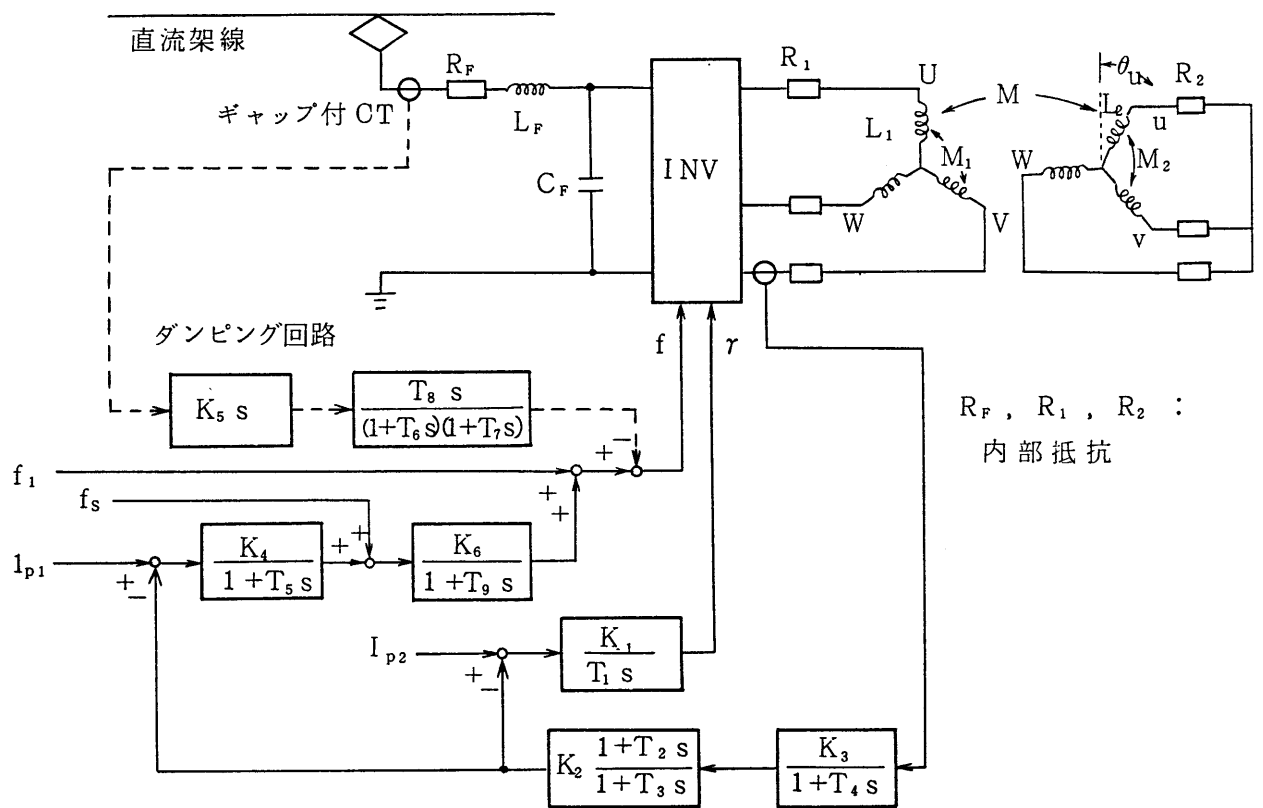


図 2.28 GTOインバータ電車制御系ブロック図

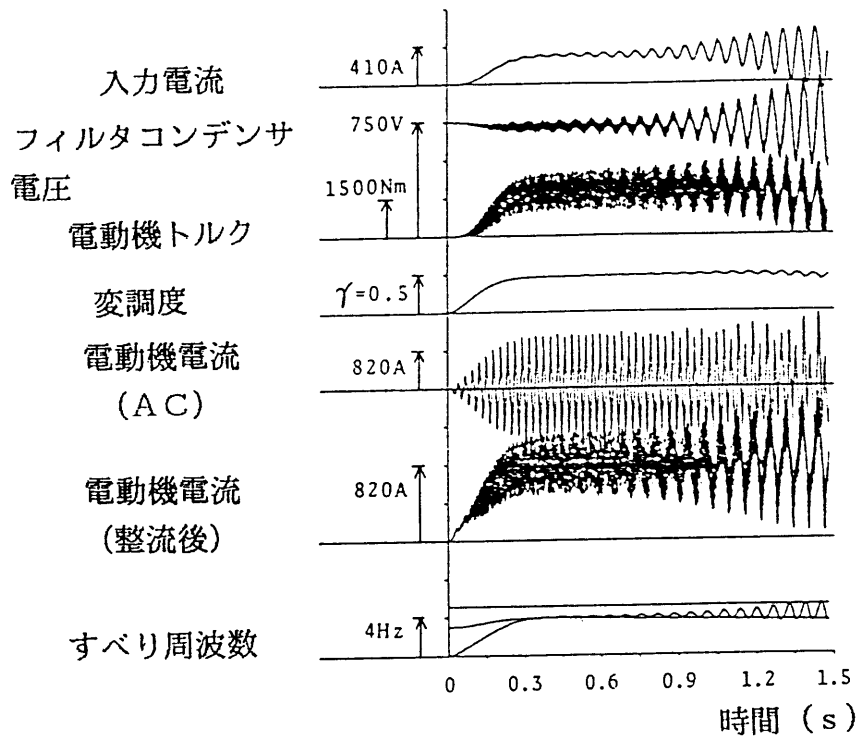


図 2.29 ダンピング回路なしの場合のシミュレーション結果 ($f = 32 \text{ Hz}$)

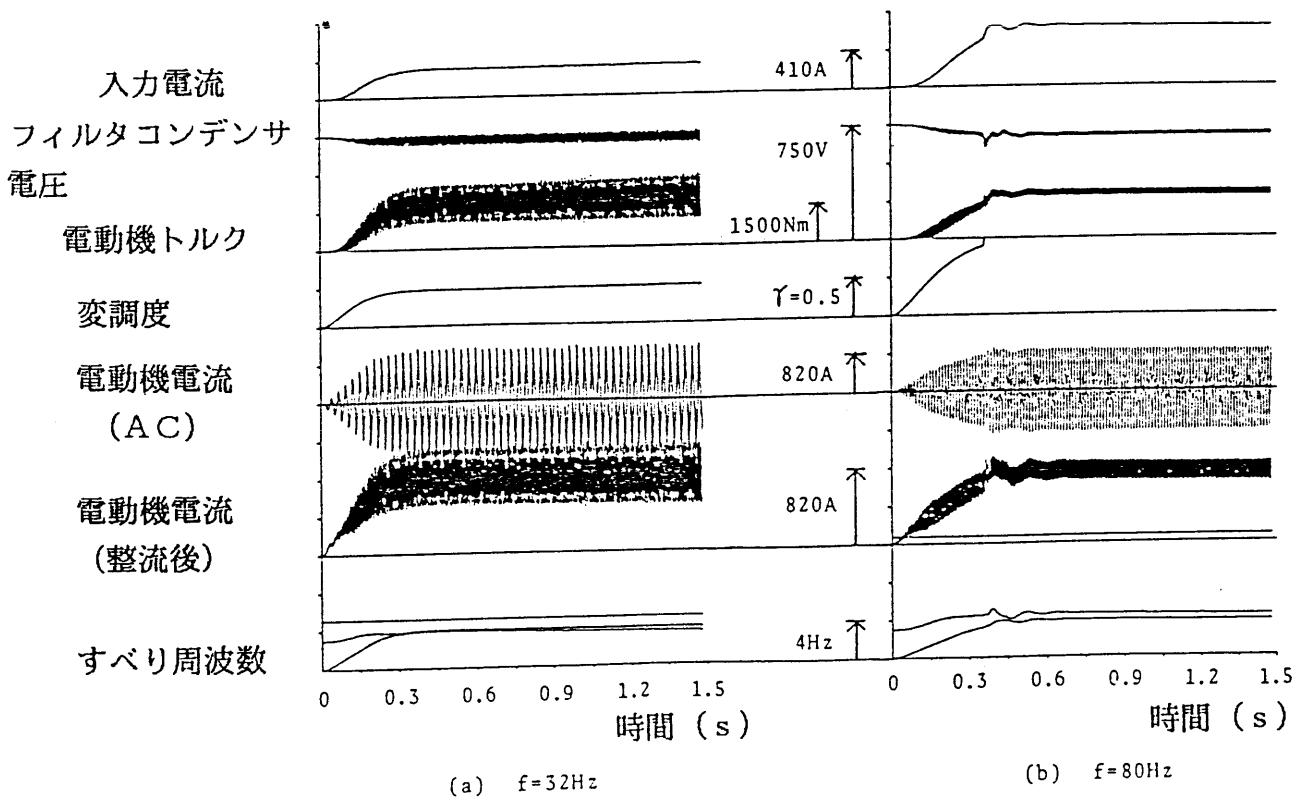


図 2.30 ダンピング回路を付加した場合のシミュレーション結果

定に制御されていることがわかる。

2.4.3 高粘着制御

インバータ制御誘導電動機駆動電車の特長の一つとして、粘着性能の向上がある。誘導電動機の同期速度は周波数によって決まり、このため空転が起きても再粘着し易い。粘着回復特性の軌跡を図2.31に示す。斜線の領域内では、車輪は小さな滑りを持ちながら牽引力を発生している。

図の曲線Fで示される牽引力特性は、誘導電動機のトルク特性と類似である。空転していないときには、車輪の牽引力はA点である。線路条件の急変などにより空転が発生すると、動作点は曲線Fに沿ってB点へ移り、車輪は再び粘着する。動作点は直ちにB→C→Aと戻る。誘導電動機駆動システムは、このようにそれ自身で良い特性を持っている。しかしながら、線路条件のゆっくりした変化の場合には、動作点は斜線内の例えばD点に留まる。このような運転が継続する場合には、加速特性が低下するばかりでなく、車輪と線路が損傷する。したがって、空転が起きた時には電動機トルクを絞って再粘着させる制御が必要である。

前述のように、誘導電動機駆動電車の周波数制御回路は各電動機の軸に取り付けたパルス発生器の出力を取り込んでいるので、空転の検知は比較的容易である。検知方法には下記のようなものがある。

- (a) パルス発生器出力の最大と最小の差が、ある誤差レベル以上である。
- (b) 各パルス発生器の出力の差が所定値以上である。
- (c) 各パルス発生器の出力値が設定値以上である。

検知を確実にするためには、周波数に応じて、上記の方法を組み合わせた切り換えたりする方が良い。上記の説明は空転を対象にしているが、滑走の場合も同様の理論がなり立つ。

このような考え方で高粘着制御回路を開発し、試験電車で構内走行試験を行って性能を検証した。結果を図2.32に示す。利用粘着係数 μ は21.9%に増加するという良い結果が得られた。なお、高粘着制御を行わない場合の利用粘着係数は $\mu = 20.2\%$ であった。ここで利用粘着係数とは、加減速運転における駆動力と平均加速度の関係から求めた平均的な粘着係数を表わすもので

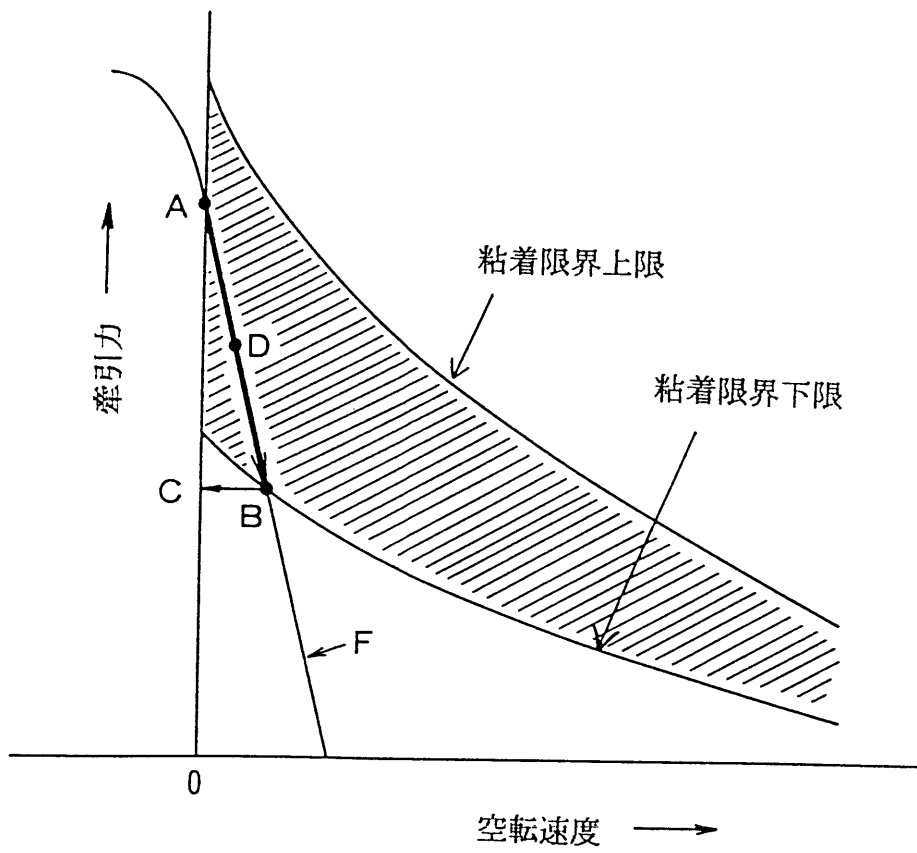


图 2.3 1 粘着特性

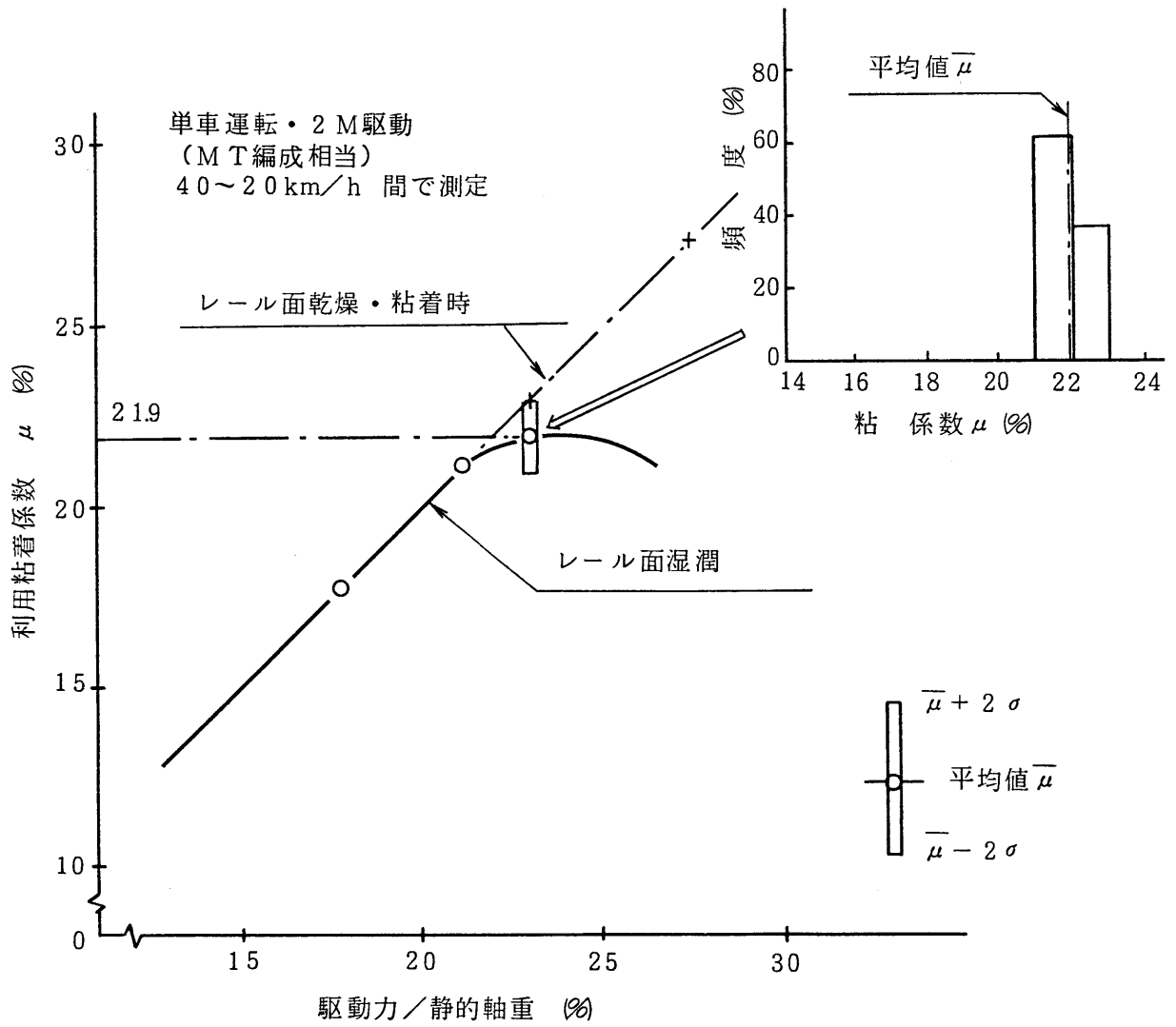


図 2.32 再粘着制御時の利用粘着係数

ある。

2.5 保護システム

GTOサイリスタは、可制御電流（ターンオフ限界）以上の電流が流れているときにオフゲート信号を与えると、破壊される恐れがある。GTOインバータの保護で特に重要なのは、一相短絡（転流失敗）に対する保護と過負荷（過電流）に対する保護である。これらに対する保護方式を図2.33に示す。

GTOサイリスタは自己消弧形デバイスであり、ゲート電流によって消弧できるので、GTOインバータでは主回路による転流は行わない。しかし、通常のサイリスタを用いたインバータにおける転流失敗と類似の現象が、次に述べるようなケースでは起きる。そこで、このような場合を便宜的に転流失敗と呼ぶことにする。

転流失敗のモードとしては、あるアームのGTOサイリスタがオンしている時にそれと直列のアームが誤点弧した場合と、あるアームがオフされる前に直列アームのGTOサイリスタが点弧された場合がある。いずれの場合も同一相の上下アームのGTOサイリスタが同時に通流する一相短絡となり、フィルタコンデンサを短絡するので、過電流が流れる。転流失敗の検出は、インバータの直流入力端子電圧が0になることで行う。ところが、通常の運転状態でも転流中の数十マイクロ秒の間は直流端子電圧は0になる。通常の転流を転流失敗と誤って検出しないように、DCPT（直流変成器）の出力から $100\mu\text{s}$ の不感帯を設けて検出している。この不感帯（時間）を考慮して、アノードリアクトルのインダクタンスは、GTOサイリスタのサージ電流耐量と保護協調がとれるように決める。

転流失敗に対する保護としては、二つの方法が考えられる。第1は、全アームのGTOサイリスタにオンゲート信号を与えて、フィルタコンデンサからの電流を全アームに分流させる方法である。第2は、検出後は新たなゲート信号は一切与えず、ゲート信号を転流失敗を検出した時の状態に固定する方法である。どちらの方法の場合も、次に二次保護動作として遮断器(LB)を開く。第1の方法は、GTOサイリスタの I^2t 特性があまり大きくない時に有効である。しかし、使用したGTOサイリスタは十分大きな I^2t 特性で

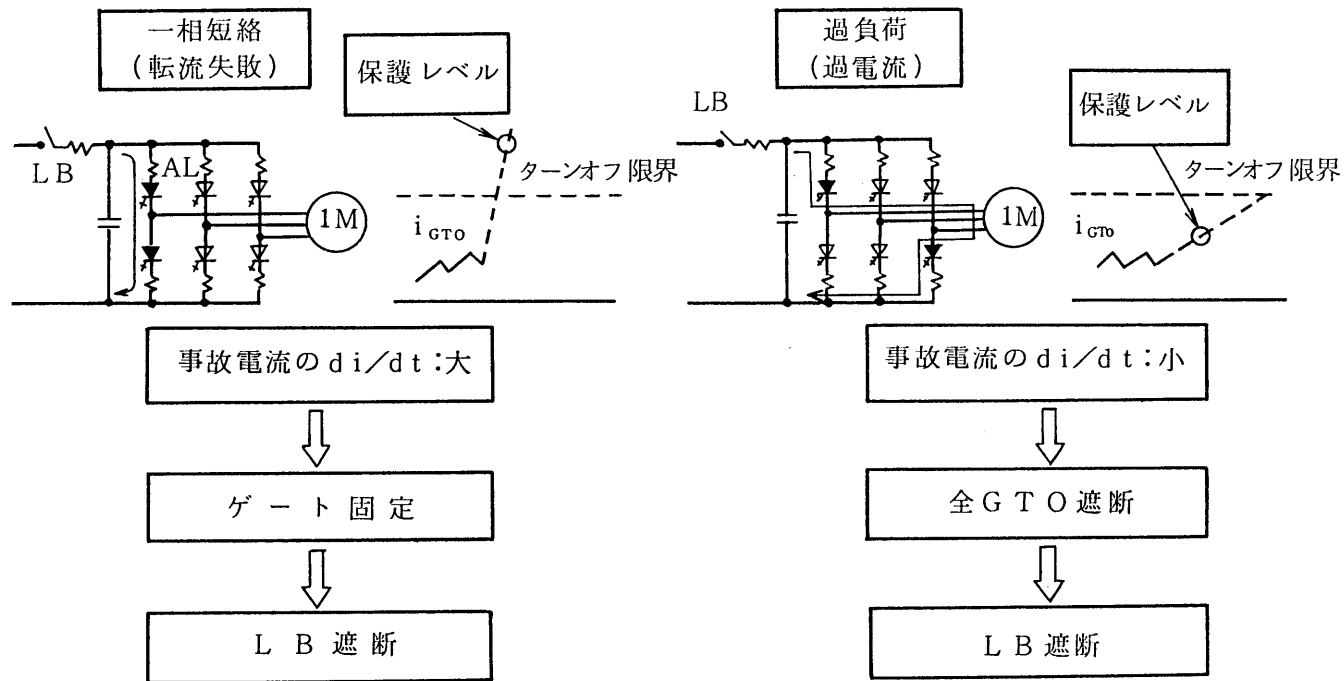


図 2.33 GTOインバータの保護

あるので、第2の方法を用いた。転流失敗時の短絡電流を、GTOサイリスタにオフゲート電流を与えて遮断できれば望ましいが、転流失敗時には電流立ち上がりが大きいため、この方法は用いることはできない。

次に過負荷（過電流）に対する保護方法についても、二つの方法が考えられる。第1は、転流失敗の場合と同様にゲートを固定する方法で、第2は、すべてのGTOサイリスタをオフする方法である。

過負荷の等価試験の結果では、過負荷発生のタイミングによって電動機トルクが変わることがわかった。ゲートを固定する方法についてはシミュレーションでも検討した。ゲート信号を固定した後は二つのモードがある。第1は、直流電流が電動機を流れるモード、第2は、電動機が直流電源から切り離されるモードである。トルクの変化は前者のケースの方が大きい。したがって、電動機のトルク変化を小さく抑えるため、すべてをオフする方法を用いることにした。

この方法を実現するためには、電動機電流がGTOサイリスタの遮断限界をこえる以前に、すべてのGTOサイリスタにオフゲート電流が与えられなければならない。過負荷の場合には、転流失敗の場合と異なり、事故電流の立ち上がりがインダクタンスにより小さく抑えられるので、このような保護方式とすることができる。

2.6 等価試験および実車走行試験

インバータ式電車の制御方式を開発するために、誘導電動機駆動インバータ制御方式の試験電車を試作した[11]。その外観を図2.34に示す。この試験電車を社内試験線路で走行させ、電車の基本制御方式、粘着性能、空転時の特性などに関する試験検討を行って、GTOインバータの制御方式開発に反映した。

開発したGTOインバータは、まず社内の車両総合試験設備により等価試験を行い、次に大阪市交通局の地下鉄路線において実車走行試験を行った。

等価試験を行った車両総合試験設備の外観を図2.35に示す。この設備は、電気系と機械系とを総合した実規模実験が可能な設備で、線路条件シミュレータの併用により連続走行等価実験も可能である。設備の構成を図2.36に、

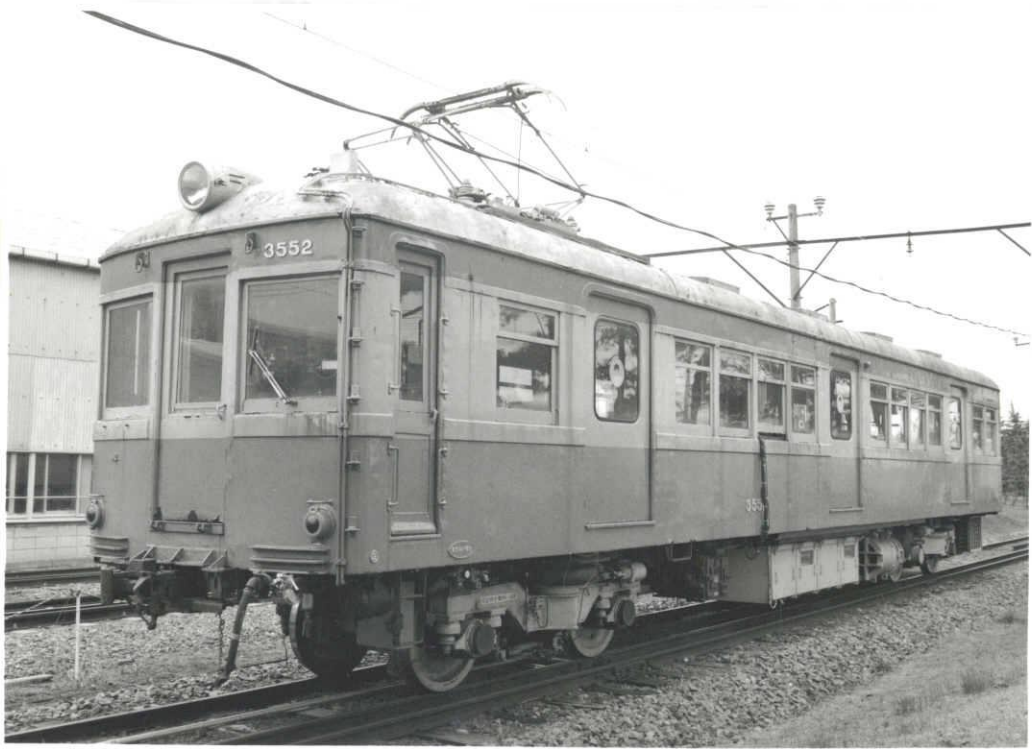


図 2.34 インバータ制御方式試験電車



図 2.35 車両総合試験設備外観

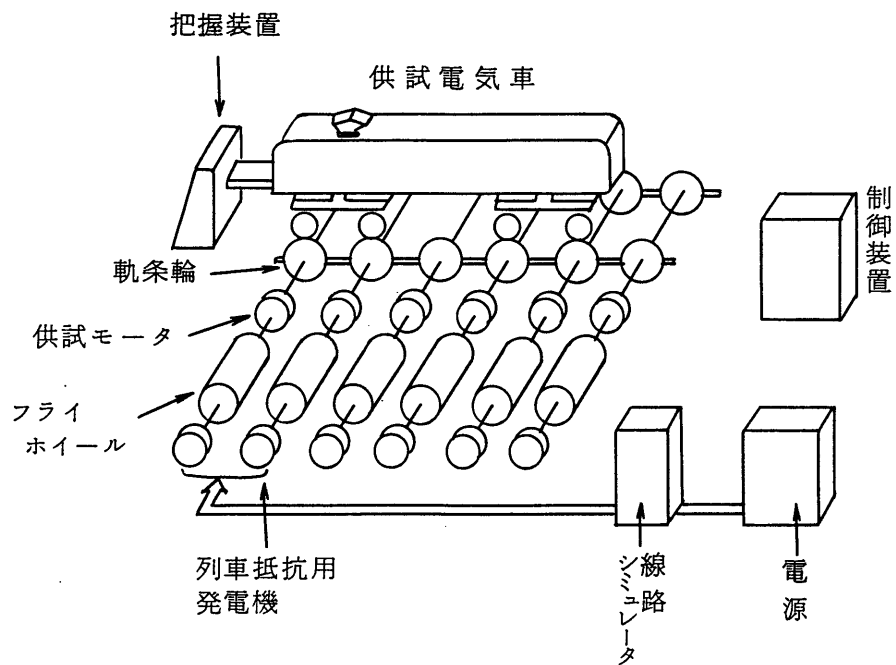


図 2.36 車両総合試験設備のシステム構成

仕様と試験可能な項目を表2.11に示す。

GTOインバータの等価試験の回路構成を図2.37に示す。フライホイールと接続された軌条輪上に、大阪市交通局における実車走行試験に使用する電車の台車を主電動機を装架した状態でのせ、その上に荷重相当の荷重枠をのせ台車を固定した。台車上の主電動機をGTOインバータで駆動し試験を行った。

等価試験の項目と試験結果の要約を表2.12に示す。力行，回生の基本特性のほか，各種の特殊試験においても，良好な動作が確認された。また，AF（可聴周波数）軌道回路に対する誘導障害試験の結果，受信用ループコイルを機器の下面270mmまで近づけても，受信器ノイズ電圧は動作レベルに対して-18dB以下の十分低いレベルであることが確認できた。このノイズレベルは，従来のチョッパ制御装置と同等であり，実用上問題のない値である。

等価試験の次に，GTOインバータは大阪市交通局の地下鉄路線で実車走行試験を行った。走行試験におけるGTOインバータの電車への装着状況を図2.38に示す。現地走行試験におけるオシログラムの一例を図2.39に示す。制御系は安定に動作しており，パルスモード切り換え時のトルク変動は小さい。力行時の電流立ち上がりは十分早く，また，回生ブレーキ時の電流，トルクはブレーキ指令によく追従している。また，無負荷回生，回生負荷遮断などの特殊試験においても良好な特性であった〔2〕。

2.7 むすび

2500V，1000Aの大容量GTOサイリスタを用いたインバータ開発に必要な要素技術を確立した。主要な問題点は，ゲート駆動回路，デバイスの並列接続技術，GTOサイリスタのターンオフ時の印加電圧軽減のためのスナバ回路および主回路インダクタンス低減などである。本研究においては，これらの問題点を解決することによって，小型地下鉄に搭載可能な，160kW誘導電動機2台を制御する750V，600kVAのGTOインバータを開発した。このインバータでは，GTOサイリスタの適用により，装置の小型化が可能となった。また，インバータ電車に適した制御方式を開発し，総合性能検証のための現地走行試験において，電車制御性能，各種保護動作特性，誘導障害な

表 2.11 車両総合試験設備の仕様と試験項目

仕 様	システム構成	軌条輪＋フライホイール
	軌条輪軸数	5
	軌間	1435mm／1067mm／1000mm
	軸間距離	1750～2800mm可変
	軸重	20t最大
	軌条輪直径	1000mm
	最高速度	300km/h
	等価車両重量	最大200t可変
試 験 項 目	等価勾配	最大±250 可変
	1. 電気系等価試験	(1) 加減速特性 (2) 列車自動運転 (3) 給電特性 (4) 温度上昇試験
	2. 機械系等価試験	(1) 台車特性 (2) 高速走行安定性 (3) 機械ブレーキ特性
	3. 電気系機械系総合試験	(1) 空転、滑走特性 (2) 総合振動特性

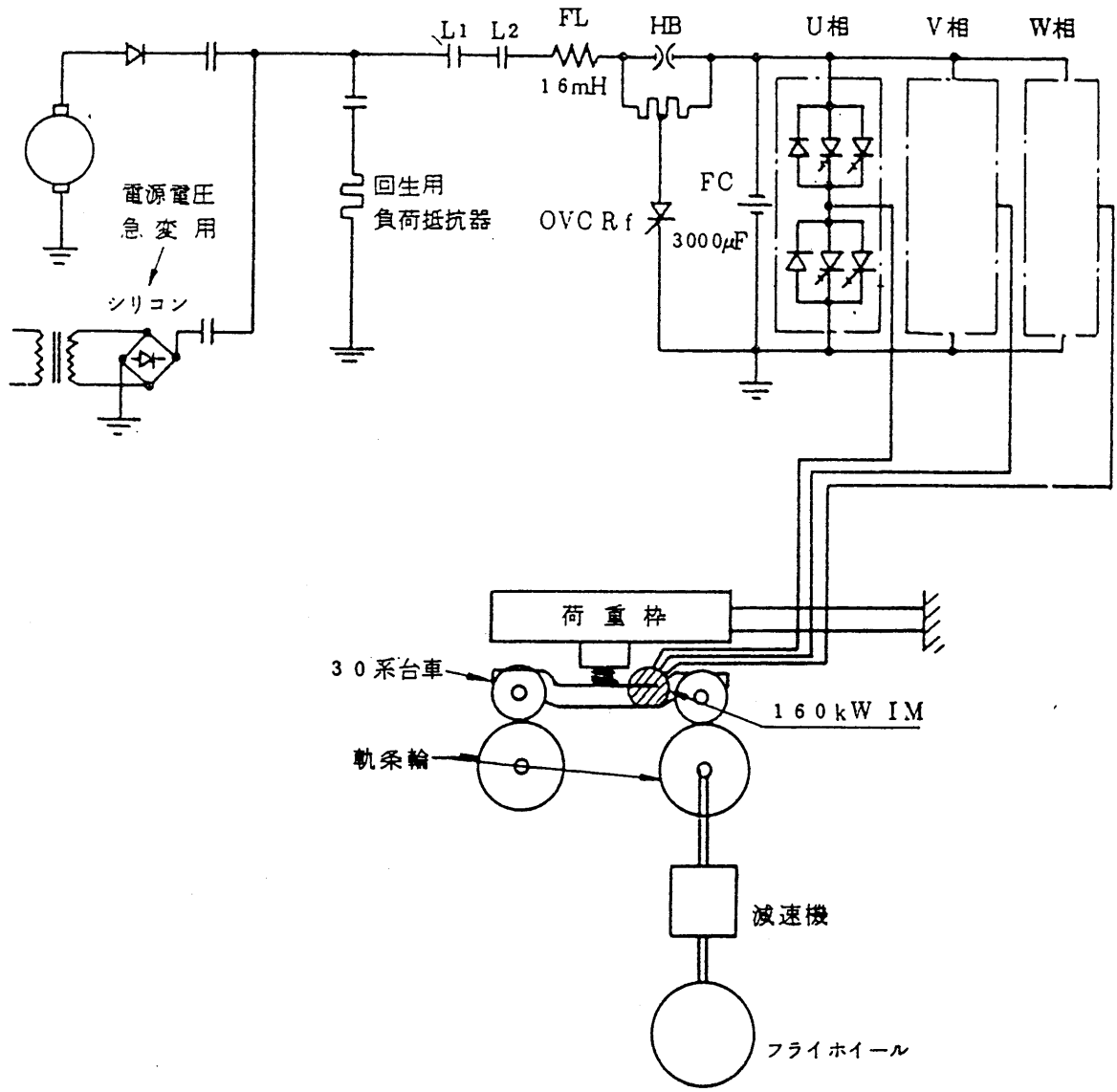


図 2.37 GTOインバータ等価試験の回路構成

表 2.1 2 等価試験項目と結果

No.	試験項目	試験結果
1	力行ノッチ止め	電動機電圧一定制御が良好に行われ、電動機電流は周波数が高くなるにつれ減少。
2	力行回生高速運転	最高速度70km/h（インバータ周波数125Hz）までの加減速。全域にわたって円滑なトルク制御が行われている。
3	電源電圧変動	力行。回生ともに電源電圧を150V（750V—600V）変動させ、異常現象なく制御が追従することを確認。
4	力行電源中断	電源がなくなることによりフィルタコンデンサ電圧が減少し、低電圧検知によって回路が遮断される保護動作が行われることを確認。
5	回生負荷遮断	回生中負荷が遮断されると回生電流の行き先がなくなり、フィルタコンデンサ電圧が上昇する。過電圧検知により回路が遮断される保護動作を確認。

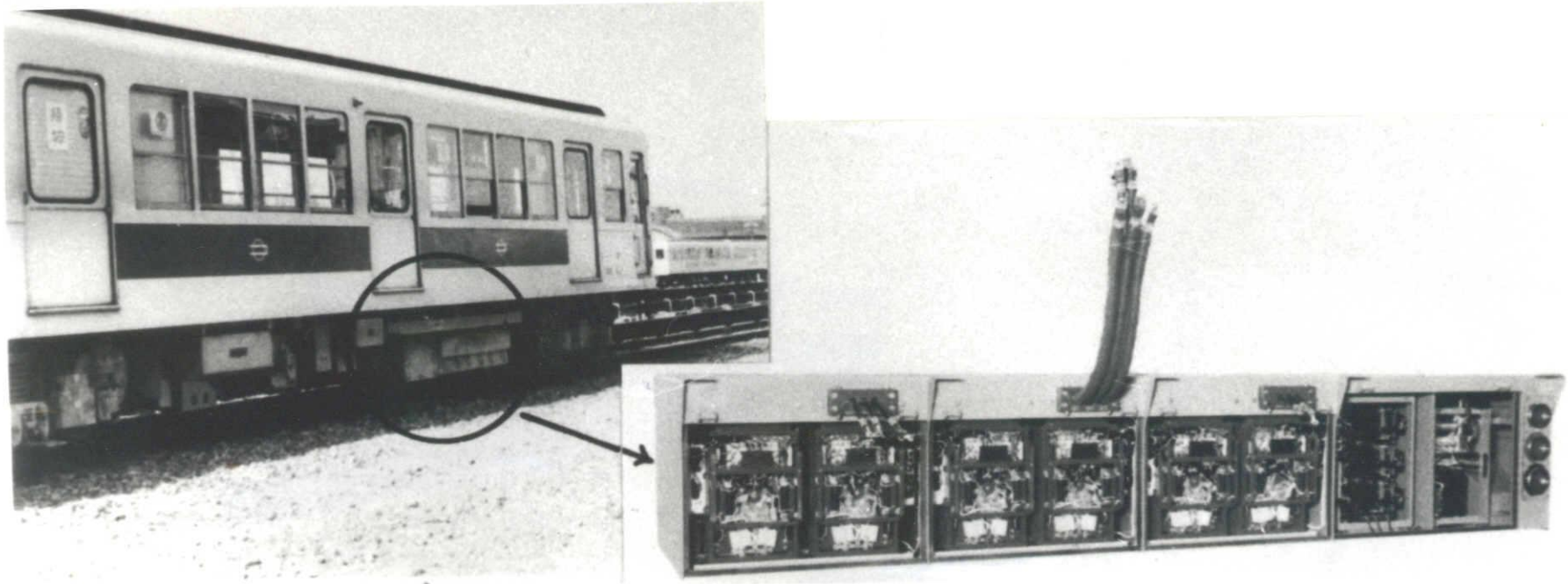


図 2.38 GTOインバータの電車装着状況

240V

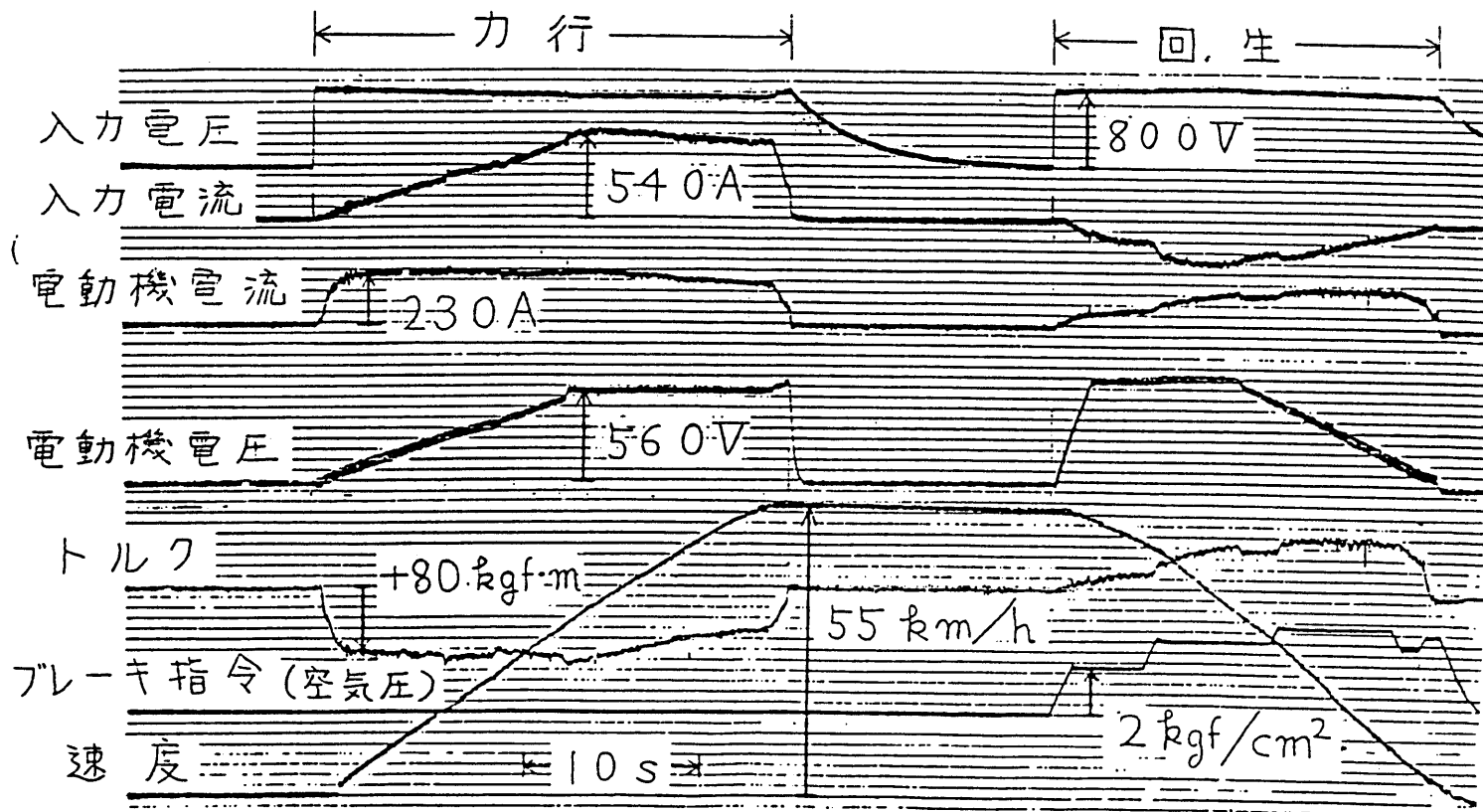


図 2.39 現地走行試験オシログラム

ど、いずれも所要の性能を満足することを確認した。GTOインバータの保護方式としては、一相短絡（転流失敗）に対してはゲート固定方式を、また過負荷に対しては全ゲート停止方式により保護する方式を開発した。

この開発に引き続いて、大容量GTOサイリスタ、デバイス応用技術、電車制御へのデジタル制御の導入などの技術開発がさらに進みつつある。その結果、現在では国内で十数路線、約120両のGTOインバータ電車が運転されている。このような発展において、本論文に述べたGTOインバータの開発はきわめて重要な役割を果たしていると言えよう。

<参考文献>

- 1) 刈田，坪井，射場本，清水，「車両用誘導電動機のインバータ制御」，日立評論，61，5，pp.343-348（昭54）
- 2) A. Ueda, M. Ibamoto, H. Narita, T. Hori, T. Tsuboi, Y. Yamada, "GTO Inverter for AC Traction Drives", IEEE Trans., IA-19, 3, pp.343-348 (1983)
- 3) 桜田，松崎，池田，「最近のGTOサイリスタ」，日立評論，63，6，pp.369-372（昭56）
- 4) 古賀，宮，「GTOサイリスタとその周辺デバイス」，日立評論，65，4，pp.239-244（昭58）
- 5) 土屋，大熊，岩田，「GTOPWMインバータの並列運転」，電学論B 104，4，pp.231-238（昭59）
- 6) M. Hombu, Y. Matsuda, K. Miyazaki, Y. Jifuku, "Parallel Operation Techniques of GTO Inverter Sets for Large AC Motor Drives", IEEE Trans., IA-19, 2, pp.198-205 (1983)
- 7) 徳永，山崎，小林，「純個別制御方式静止形無停電定電圧定周波電源装置」，日立評論，60，6，pp.403-408（昭53）
- 8) H. Fukui, H. Amano, H. Miya, "Paralleling of Gate Turn-off Thyristors", IEEE IAS Annual Meeting, pp.741-746 (1982)
- 9) Y. Jimbo, A. Ueda, H. Itahana, "GTO Applications to Traction Motor Drives", Hitachi Review, 31, 4, pp.189-194 (1982)

- 10) M. Ibamoto, A. Ueda, T. Hori, H. Narita, T. Tsuboi, S. Okamatsu, Y. Shimizu, "Control System of GTO Inverter for AC Drive Transit Car", IPEC-Tokyo, pp.1599-1608 (1983)
- 11) 坪井, 植田, 八尾, 福井, 安藤, 「GTOインバータによる車両用誘導電動機の制御」, 日立評論, 63, 11, pp.775-778 (昭56)

第3章 誘導電動機駆動用正弦波出力電流形インバータ

3.1 はじめに

誘導電動機の駆動にインバータが多く用いられるようになってきている。電動機駆動用インバータシステム(*)においては、電動機に与えられる電圧・電流(すなわちインバータの出力電圧・電流)の高調波成分を低減して電動機の損失、騒音を低減すること、および交流電源入力電流の高調波成分を低減して電源擾乱をなくすことが、インバータの適用の初期の段階から追求されてきた。さらに交流電源からみた入力力率の向上も望まれてきた。

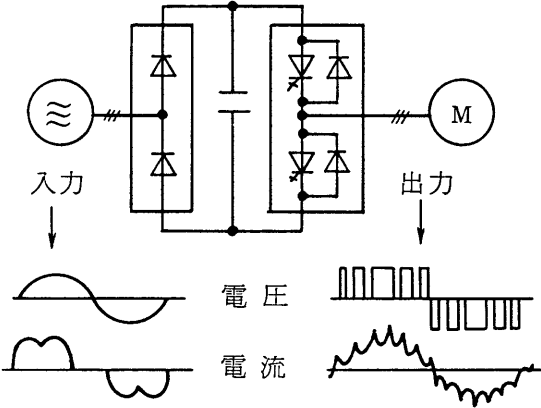
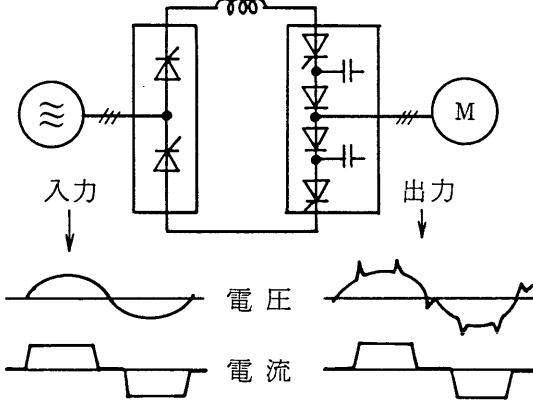
電動機駆動用インバータシステムとしては、これまで自己消弧形デバイスを用いたPWM制御電圧形インバータと、サイリスタを用いた方形波出力電流形インバータとが多く利用されている。これらの従来方式のインバータの構成と問題点を表3.1に示す。

PWM制御電圧形インバータでは、同表に示すように、電源電流(入力電流)は方形波に近い波形で、5次、7次等の低次、及び高次の高調波を多く含んでおり、電源系統に擾乱を与える恐れがある。一方、出力電圧はパルス列の波形であり、高次の高調波成分を多く含んでおり、電動機の損失や騒音が大きくなる。しかし、PWM制御電圧形インバータは、パルス幅を変えることにより出力の電圧と周波数をともに制御できる利点があり、広く利用されている。なお、交流電源へ電力の回生を行う場合は、回生用のコンバータを追加する必要がある。

方形波電流形インバータでは、入力電流、出力電流はともに方形波状であり、低次の高調波成分を多く含んでいる。これらの高調波成分は、電源に悪影響を与え、電動機の損失や騒音を増加させる。また高調波成分により、電動機トルクに脈動が生じる。さらに、出力が小さい時に電源からみて入力力率が低いという問題もある。しかし、方形波電流形インバータは、電動機の回生制動を基本構成のままで容易に行えるという利点があり、多く用いられ

(注) * 電源側コンバータ部とインバータ部を合わせてインバータシステムと呼ぶ。ただし、特に区別をする必要のない場合には、これを単にインバータと呼ぶこともある。

表 3.1 従来方式インバータシステムの問題点

	* PWM 制御電圧形インバータ	方形波出力電流形インバータ
主回路構成		
問題点	<p>電源電流の高調波成分 : 大</p> <p>電動機の損失, 騒音 : 大</p>	

* PWM : パルス幅変調

ている。

現時点でのインバータシステムの最重要課題は，入力と出力の電圧・電流の高調波成分を減らし，理想的には波形を正弦波にすることであると考えられる。本研究では理想的なインバータシステムの実現を目指して正弦波入出力インバータシステムについて検討した〔1〕-〔3〕。このインバータにおいては，電流そのものをパルス幅変調し，簡単なコンデンサフィルタを通すことにより出力電流をほぼ正弦波形とすることができた。これは一種の電流形インバータであり，従来のサイリスタによる方形波出力の方式を用いると，電流の極性反転時に大きなスパイク電圧が発生する現象が生じる。このスパイク電圧がここで提案するPWM制御電流形インバータにおいても発生することが予想されるので，その解決を図る必要がある。本章ではこれらの問題点を解決するために開発した正弦波出力インバータの制御法と特性について述べると共に，このインバータの主たる用途である誘導電動機駆動に際して，駆動特性がいかに改善されるかを示す。

3.2 回路構成と動作原理

本研究によって開発した正弦波出力電流形インバータの回路構成を図3.1に示す。コンバータ部で交流から直流に変換し，直流電流を平滑化するリアクトルを介して，インバータ部に供給する。インバータ部は，可変電圧・可変周波数の交流を出力する。インバータ部では，スイッチングデバイスとしてGTOサイリスタを用い，三相ブリッジ接続する。GTOサイリスタの主電流を遮断する時に発生する過電圧を吸収するために，三相ブリッジ回路の交流出力端にコンデンサを接続している。

本インバータの基本動作波形を図3.2に示す。このインバータはGTOサイリスタで構成した三相ブリッジ回路で，正弦波を出力できるようにPWM制御されたパルス電流（以下これをPWM電流と称す） i_{iu} ， i_{iv} ， i_{iw} をブリッジの交流端に流す。過電圧吸収のために交流端に接続したコンデンサがフィルタとして作用し，出力電流（電動機電流） i_u ， i_v ， i_w はほぼ正弦波となる。電流形インバータであるため，出力電流を正弦波にすれば，出力電圧も容易に正弦波にすることができる。出力電流は，例えば期間Ⅲをと

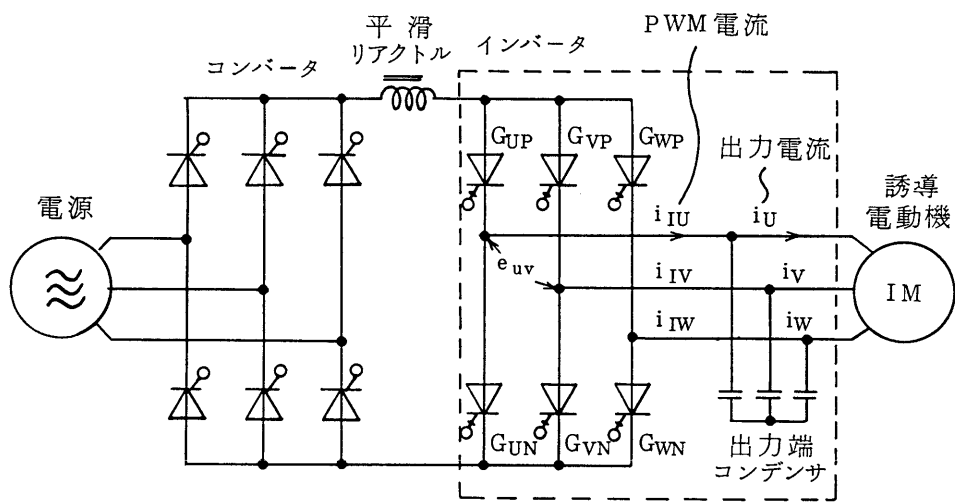


図 3.1 正弦波電流形インバータの主回路構成

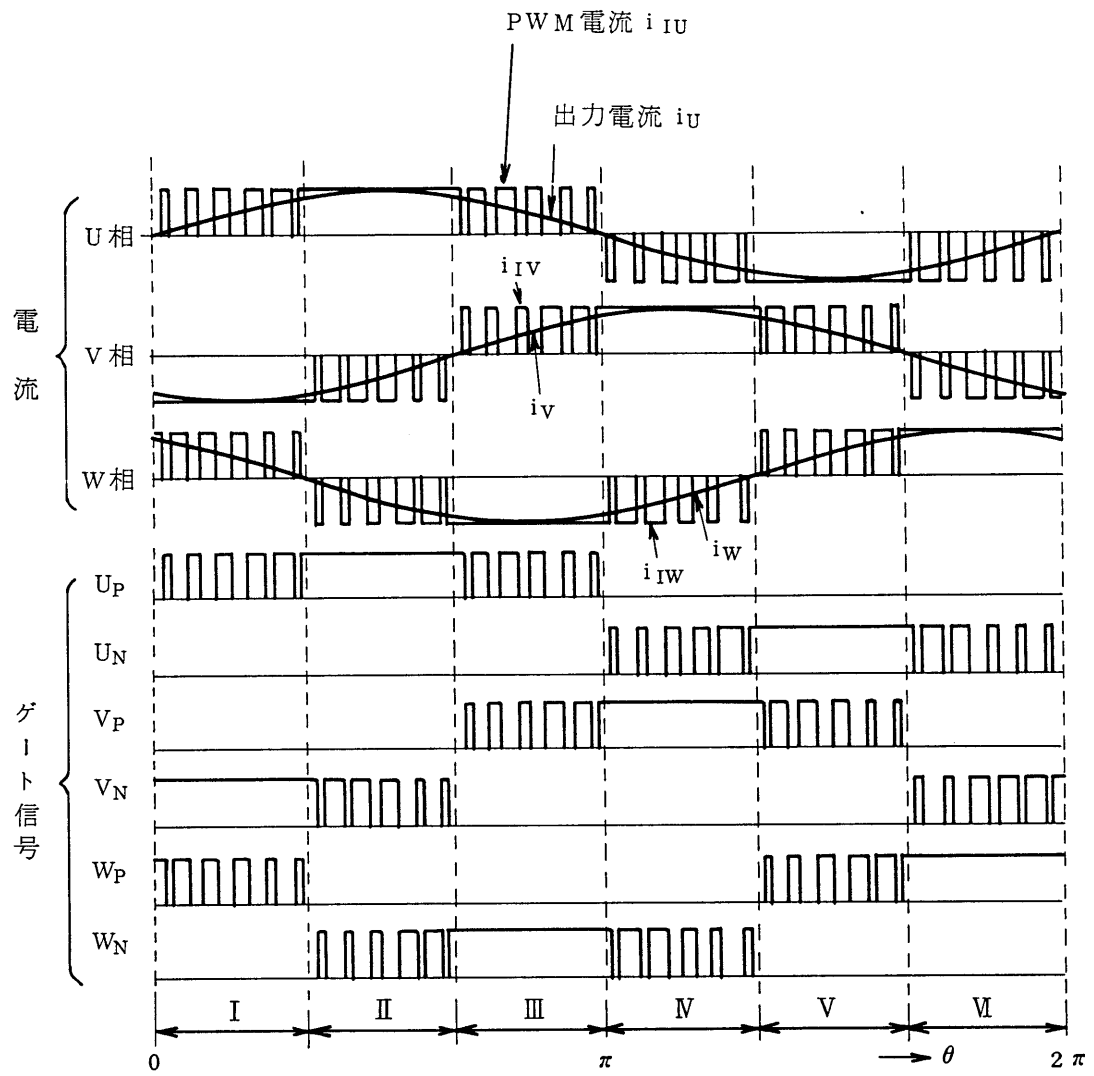


図 3.2 基本動作波形

ると，G T Oサイリスタ U_P と V_P とが交互にオン・オフ動作をして転流を繰り返す間に，徐々にU相からV相に移って行く。この間の転流動作については，G T Oサイリスタのスイッチング時間やゲート回路の動作遅れ時間の関係から，出力電圧（電動機電圧）の極性とその大きさにより，次の三つのモードが存在することを本研究によって解明した。

- (1) G T Oサイリスタのオフゲート信号によって電流が遮断されて次の相に転流するゲート遮断転流モード
- (2) 負荷電圧の働きにより転流動作が行われる負荷転流モード
- (3) (1)と(2)の両者が混在する転流モード

次にこれら三つのモードについて説明する。

(1) ゲート遮断転流モード

図3.2に示す動作期間 I において，V相の出力電圧がU相の出力電圧より高い，すなわち $e_{uv}(=e_u - e_v) < 0$ になっていると仮定する。この場合に， U_P 相から V_P 相へ転流するときの回路動作状態を，図3.3によって説明する。 $e_{uv} < 0$ であるため， V_P 相には逆電圧が印加されている。この状態で， U_P 相のゲート信号がオンからオフへ， V_P 相のゲート信号がオフからオンへ変化すると， U_P 相はターンオフ動作を開始するが， V_P 相は逆電圧が印加されているのでオンゲート電流が流れてもターンオンしない。この状態が同図(a)に示す状態である。 U_P 相がオフゲート電流によりターンオフ動作を終了した時点で V_P 相に電流が流れ始め，電流はU相からV相へ転流する。このようにゲート遮断により転流が行われるので，このモードをゲート遮断転流モードと呼ぶ。ところで， V_P 相には最初に逆電圧が加わっているため，そのスナバコンデンサは負極性に充電されており，その極性が正極性に転ずるまでは電流はスナバ回路を流れる（同図(b)の状態）。また， U_P 相では，G T Oサイリスタの電流が遮断された後に，スナバコンデンサにはその電圧が e_{uv} に充電されるまで電流が流れる（同図(c)の状態）。スナバコンデンサが充電された後は，同図(d)の状態になる。

(2) 負荷転流モード

U_P 相から V_P 相へ転流するとき， $e_{uv} > 0$ になっているとする。この場

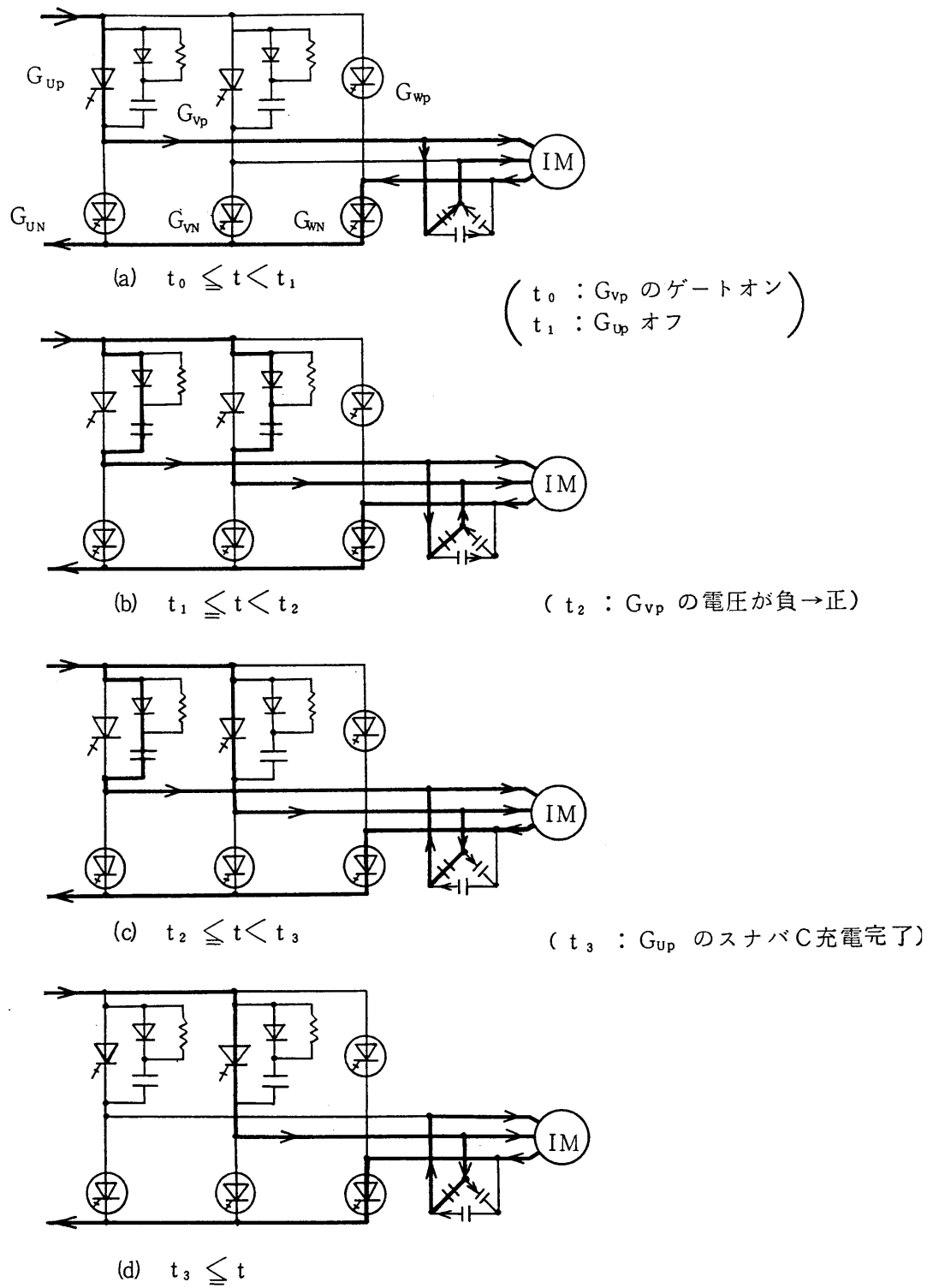


図 3.3 ゲート遮断転流モードの動作

合の回路動作状態を図3.4に示す。U相の出力電圧がV相の出力電圧より高いので、 t_0 の時点で V_P 相にオンゲート信号が与えられると、直ちに V_P 相はオンし、回路状態は同図(a)から(b)に移る。 t_0 以後、V相の電流 I_v は増加し、反対にU相の電流 I_u は減少して、 t_1 の時点で $I_u=0$ になる。 t_1 以後、回路状態は(c)のようになり、U相のスナバコンデンサには充電電流が流れる。 t_2 の時点でU相のスナバコンデンサの充電電圧が e_{uv} に等しくなると、充電電流が零になり、 U_P 相から V_P 相への転流動作が終了する。 t_2 以後の回路状態は(d)になる。

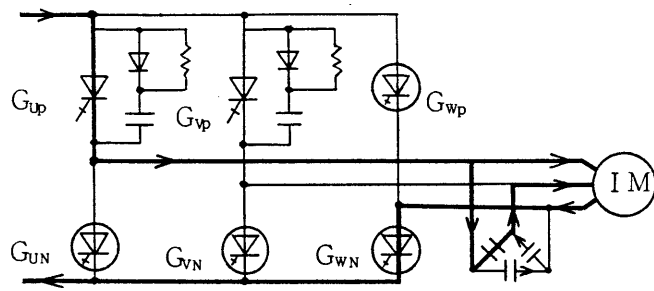
(3) ゲート遮断転流，負荷転流の混在モード

この転流モードは、出力線間電圧 e_{uv} が零に近いときに生じる。この場合の回路状態を図3.5に示す。 V_P 相から U_P 相への転流の場合、転流前は同図(a)の回路状態である。 t_0 の時点で U_P 相がオンすると回路状態は(b)に移ってU相に電流が流れ始め、一方V相の電流 I_v は減少する。この動作は負荷転流モードと同じであるが、出力線間電圧が零に近いので、 I_v の減少率は非常に小さい。この状態で V_P 相にオフゲート信号が加わり、 t_1 の時点で V_P 相のGTOサイリスタがオフすると、回路動作状態は(c)となり、 V_P 相に流れていた電流はスナバ回路に移り、(1)で述べたゲート遮断転流動作と同じになる。 t_1 以後はV相の電流は減少し、 t_2 の時点で零になり、この転流動作モードが終了する。転流後の回路動作状態は(d)となる。

3.3 制御方法

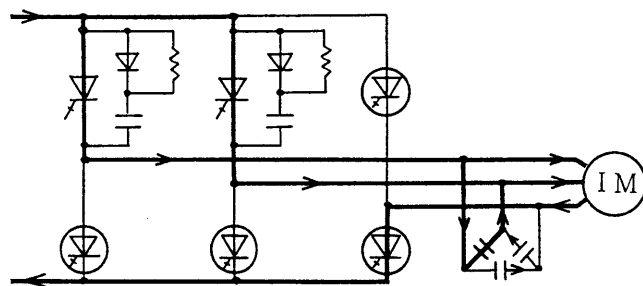
3.3.1 制御回路

PWM電流パターンの発生方法を図3.6に示す。台形の変調波 e_m (波高値B)と三角波の搬送波 e_c (波高値A)とを比較して、その大小関係により信号を発生する。すなわち、 $e_m \geq e_c$ のとき1、 $e_m < e_c$ のとき0の値をそれぞれ対応させるとする。これにより、PWM電流パターンを得る。このパターンを規定する変数としては、 e_m と e_c の振幅比である変調率 $D(=B/A)$ と、インバータ動作半周期におけるパルス数 M の二つがある。これらの変数を変えることにより、出力電流の高調波が変化する。



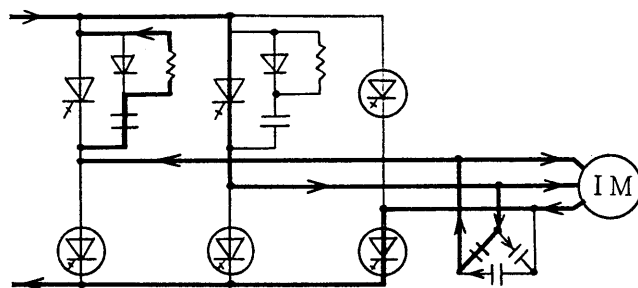
(a) $t < t_0$

(t_0 : G_{vp} のゲートオン)



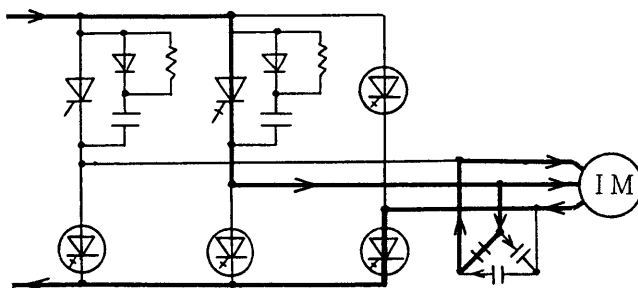
(b) $t_0 \leq t < t_1$

(t_1 : I_U が正→負)



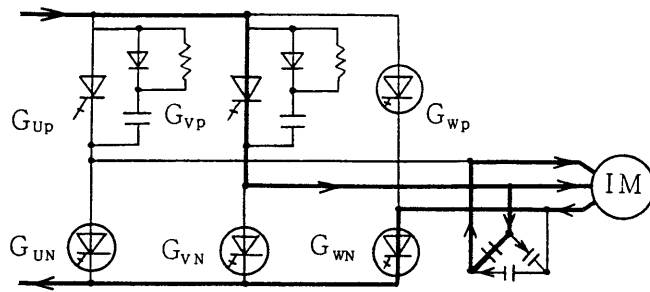
(c) $t_1 \leq t < t_2$

(t_2 : G_{up} の電圧 = e_{uv})



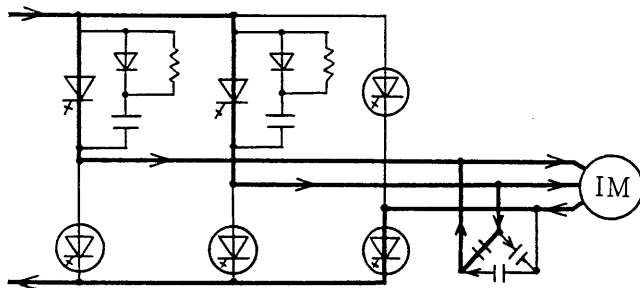
(d) $t_2 \leq t$

図 3.4 負荷転流モードの動作



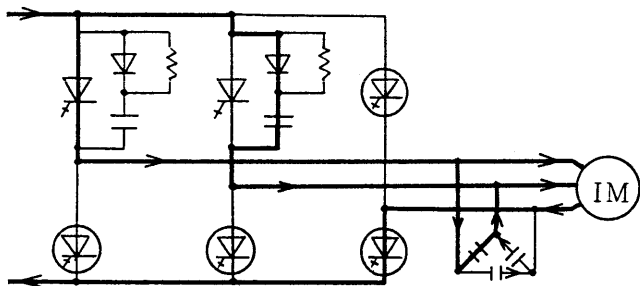
(a) $t < t_0$

(t_0 : G_{Up} のゲートオン)



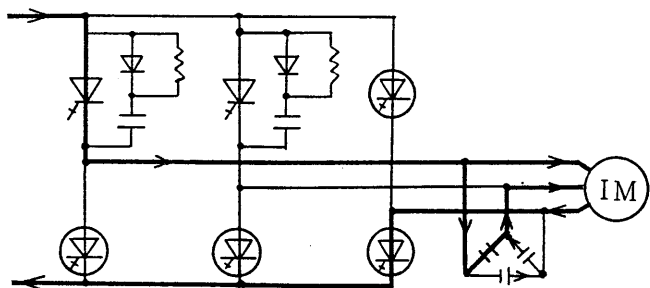
(b) $t_0 \leq t < t_1$

(t_1 : G_{Vp} オフ)



(c) $t_1 \leq t < t_2$

(t_2 : G_{Vp} のスナバC充電完了)



(d) $t_2 \leq t$

図 3.5 ゲート遮断転流，負荷転流の混在モード時の動作

図3.6に示したP W M電流パターンを発生させる制御回路の構成を図3.7に示す。主な構成要素は、発振回路、カウンタ、P W Mパターン記憶回路、リングカウンタ、P W Mパターン合成回路である。発振回路で、インバータ周波数に比例した周波数のクロックパルスを発生する。このクロックパルスカウンタで計数する。その出力を、R O Mで構成したP W Mパターン記憶回路のアドレス信号とする。P W Mパターン記憶回路には、いくつかの電流パターンが記憶されている。これらのパターンは、図3.6に示すように、パルス幅が正弦波の振幅にほぼ比例するように分布したパルス列である。P W Mパターン合成回路は、P W Mパターン記憶回路と、リングカウンタと、後述の短絡パルス発生回路との各出力信号を合成してG T Oサイリスタのゲート信号を得る。データセレクタは、P W Mパターン記憶回路に蓄積された中から適当なパターンを選択して、G T Oサイリスタのスイッチング周波数がインバータ周波数に関係なくほぼ一定になるようにする。実験を行ったインバータ装置のインバータ周波数とG T Oサイリスタのスイッチング周波数の関係を図3.8に示す。インバータ周波数が低い領域を除けばスイッチング周波数が約4 kHz一定となるように、P W Mパターンを定めている。

次にP W M電流パターンの決定法について述べる。出力電流を正弦波に近くするためには、インバータに流すP W M電流 i_{i0} に含まれる低次の高調波成分を小さくする必要がある。P W M電流のパルス数を多くすれば低次の高調波成分を少なくすることができるが、高調波成分の大きさはパターンの作り方に左右される。

ここでは、図3.6に示すように変調波として台形波を用いているが、正弦波や三角波を用いることもできる。台形波を用いる理由は、制御回路が簡単になるためである。

図3.6では、インバータ動作の半周期の期間において、前半と後半の各60度をP W M制御し、中央の60度についてはP W M制御は行っていない。中央の60度の部分もP W M制御する方法も考えられるが、それについては3.4.2で述べる。

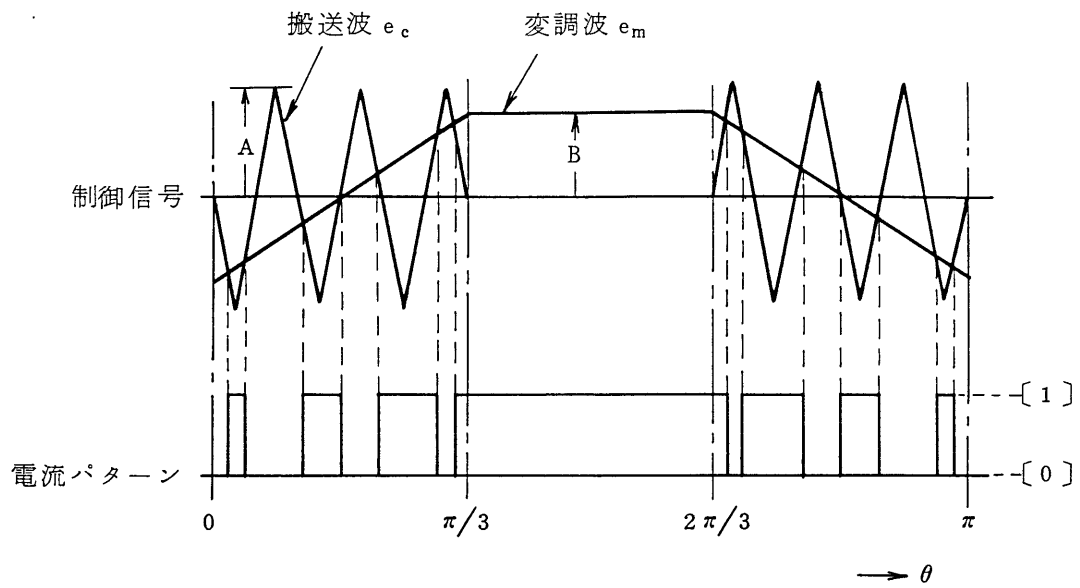


図 3.6 P W M 電流パターン発生法

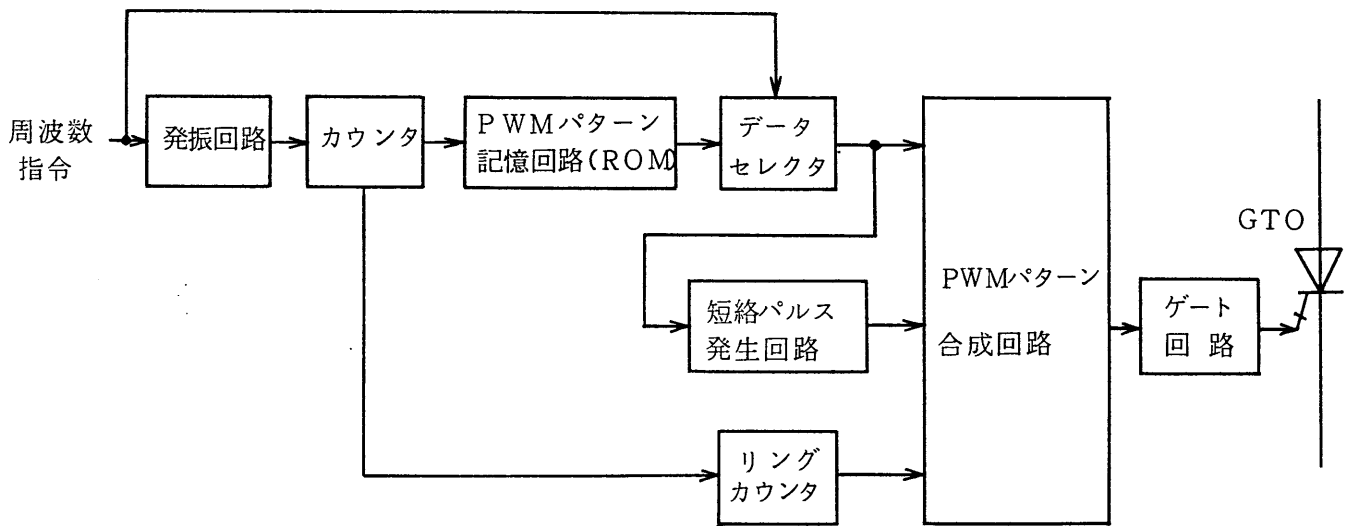


図 3.7 制 御 回 路 構 成

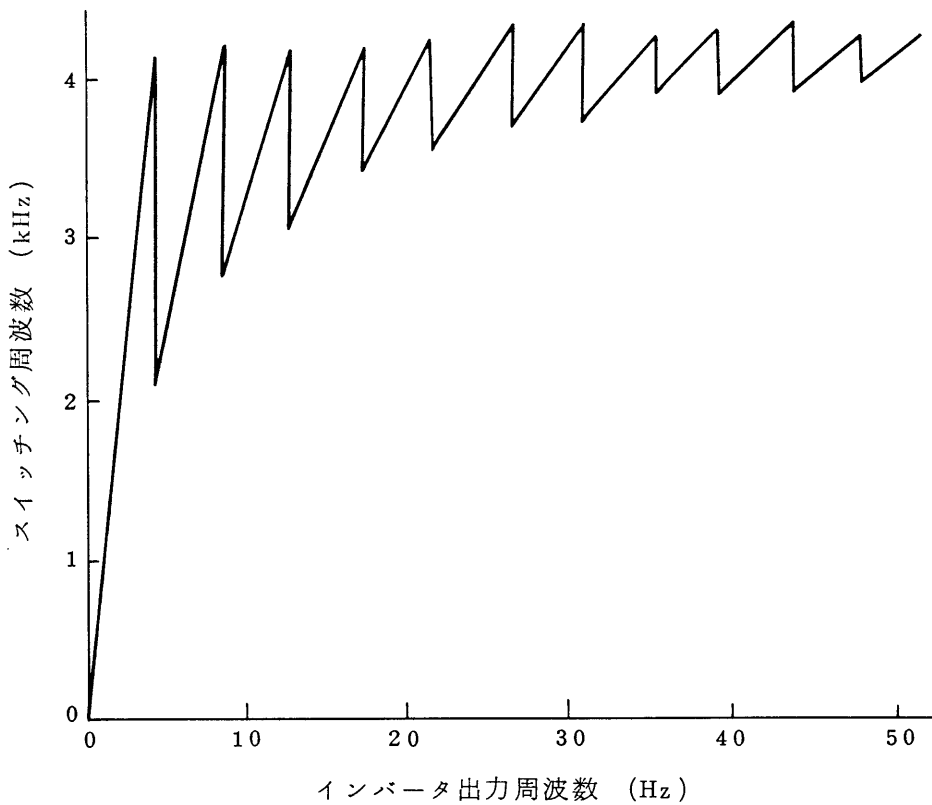


図 3.8 インバータ周波数とスイッチング周波数との関係

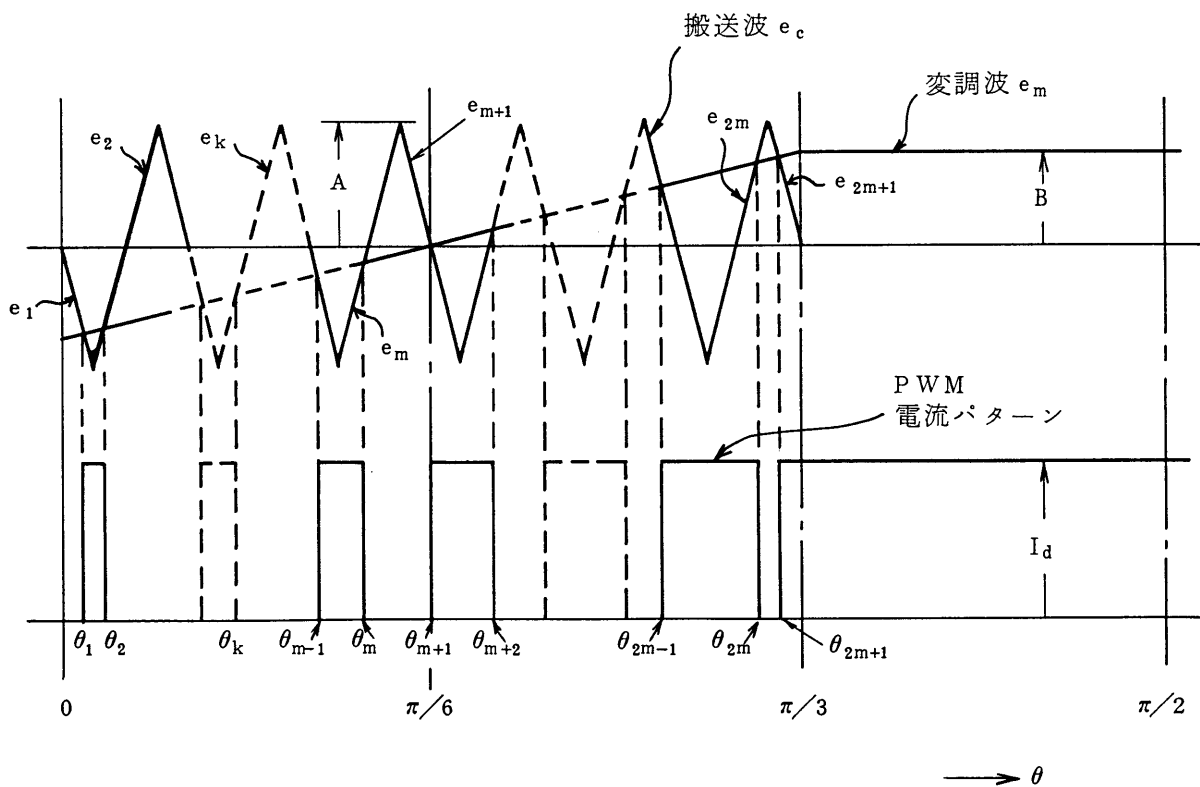


図 3.9 P W M 電流パターン発生法詳細

3.3.2 電流の高調波解析

図3.2に示したPWM電流においては、180度期間のパルス数Mは11であるが、Mをパラメータとしてこの電流パターンをフーリエ級数に展開すると次のようになる。まず、図3.9に示すPWM電流パターン発生法詳細図によって、変調波と搬送波との交点 θ_k （電気角度）を求める。変調波 e_m は、

$$e_m = B \left(\frac{6}{\pi} \theta - 1 \right) \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

次に、搬送波 e_c は、60度期間のパルス数をmとすると、 $(2m+1)$ 本の直線に分割できるので、それを左から $e_k (k=1, 2, \dots, 2m+1)$ とすると、

$$e_k = (-1)^k A \left\{ \frac{12m}{\pi} \theta - 2(k-1) \right\} \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

と表わされる。交点 θ_k は、(3.1)、(3.2)式から、 $e_m = e_k$ を解いて、

$$\begin{aligned} \theta_k &= \frac{\pi}{6} \frac{D - (-1)^k 2(k-1)}{D - (-1)^k 2m} \\ &= \frac{\pi}{6} \frac{D - (-1)^k 2(k-1)}{D - (-1)^k (M-1)} \quad \dots\dots\dots (3.3) \end{aligned}$$

となる。

ここで、 $k=1, 2, \dots, M$

$D=B/A$ ：変調率

$M=2m+1$ ：半周期におけるパルス数

このようにして交点が決まりPWM電流パターンが求まるので、次にこれをフーリエ級数に展開する。

$$i_u(\theta) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

ここで、PWM電流については奇関数であり、すなわち、

$$i_u(-\theta) = -i_u(\theta) \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

また、 $\theta = \pi/2$ に対して対称、すなわち、

$$i_u(\pi - \theta) = -i_u(\theta) \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

以上により、 $a_n = 0$ 、また b_n は n が奇数の項のみとなる。すなわち、

$$i_u(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} b_{2j-1} \sin(2j-1)\theta \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

b_{2j-1} は θ_k を求めて次のように表わすことができる。

$$\begin{aligned}
 b_{2j-1} &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} iu(\theta) \sin(2j-1)\theta d\theta \\
 &= \frac{4I_d}{\pi} \frac{1}{2j-1} \left\{ \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos(2j-1)\theta_k \right\} \dots\dots\dots (3.8)
 \end{aligned}$$

ここで、図3.9から明らかなように、各交点は $\theta = \pi/6$ に対して対称になっている。すなわち、

$$\frac{\pi}{6} - \theta_k = \theta_{2m+2-k} - \frac{\pi}{6} \dots\dots\dots (3.9)$$

$$\theta_{m+1} = \frac{\pi}{6} \dots\dots\dots (3.10)$$

の関係が成立する。これらの関係を(3.8)式に代入すると、

$$\begin{aligned}
 b_{2j-1} &= \frac{8I_d}{\pi} \cdot \frac{1}{2j-1} \cos(2j-1) \frac{\pi}{6} \\
 &\quad \times \left\{ \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} \cos(2j-1) \left(\frac{\pi}{6} - \theta_k \right) + \frac{(-1)^m}{2} \right\} \dots\dots\dots (3.11)
 \end{aligned}$$

となる。(2j-1)が3の倍数の場合は $\cos(2j-1) \frac{\pi}{6} = 0$ となる。したがって、そのような項は存在しないことになり、存在するのは(6l±1)次の項のみである。

$$\begin{aligned}
 b_{6l\pm 1} &= \frac{8I_d}{\pi} \frac{1}{6l\pm 1} \cos(6l\pm 1) \frac{\pi}{6} \\
 &\quad \times \left\{ \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} \cos(6l\pm 1) \left(\frac{\pi}{6} - \theta_k \right) + \frac{(-1)^m}{2} \right\} \dots\dots\dots (3.12)
 \end{aligned}$$

ここで $l = 1, 2, \dots$

基本波成分の振幅 b_1 は、(3.12)式で $l = 0$ とおくことにより、

$$b_1 = \frac{4\sqrt{3} I_d}{\pi} \left\{ \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_k\right) + \frac{(-1)^m}{2} \right\} \dots\dots\dots (3.13)$$

となる。

各高調波成分の基本波成分に対する比率を計算した結果を次に示す。まず、図3.10にパルス数 $M = 199$ 一定として、変調率 D を変えた場合について示す。 D が大きい場合は高調波成分は小さく、 $D = 1.0$ では第5次が4%、第7次が2%含まれているが、他の成分は非常に小さい。一方、変調率 D が小さい

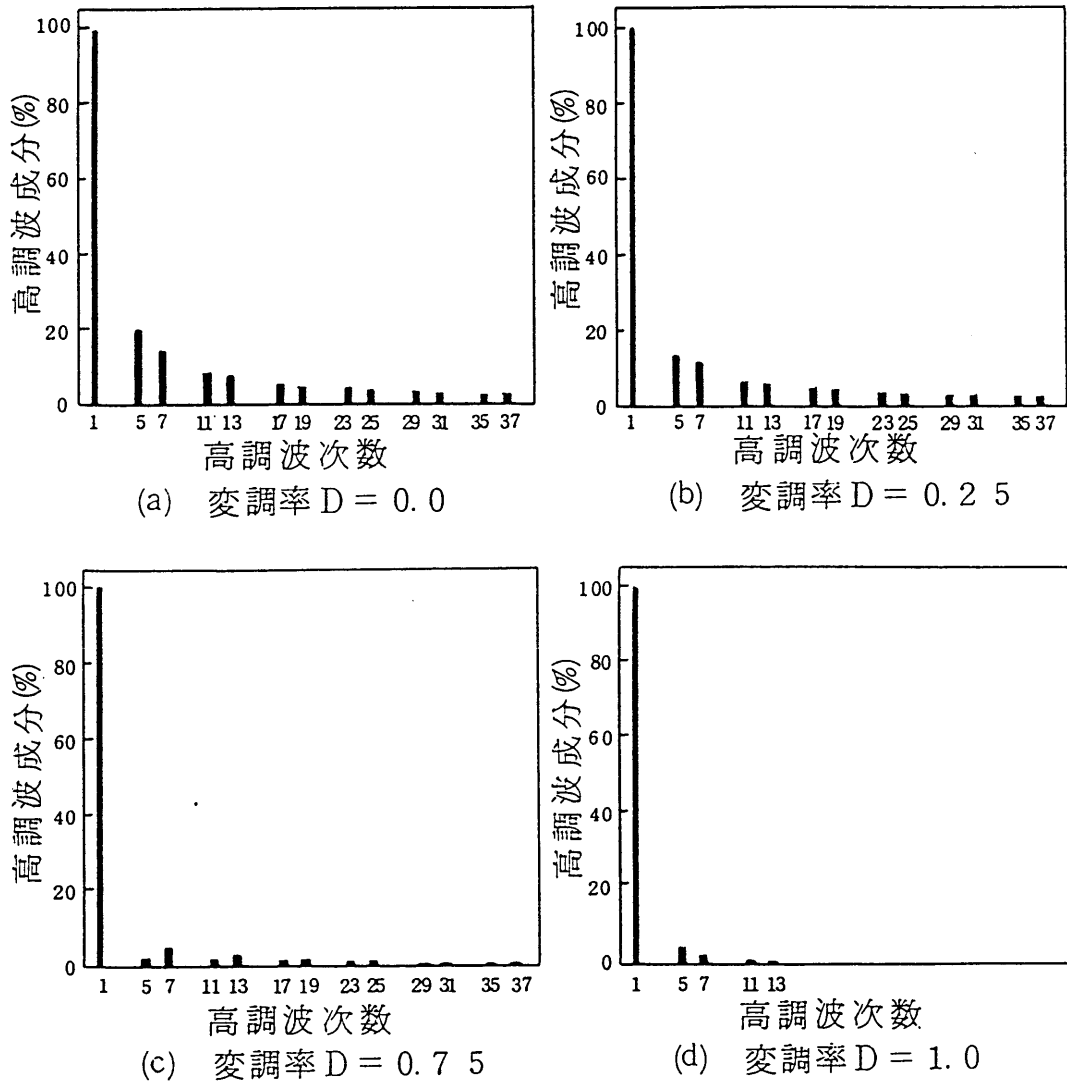


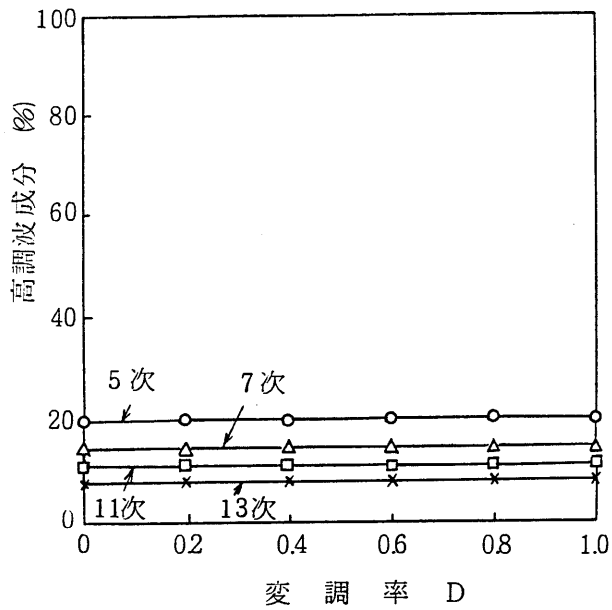
図 3.10 変調率変化時の PWM 電流の高調波成分
($M = 1.99$ 、計算値)

場合はかなり多くの高調波成分が含まれている。なかでも $D = 0$ の場合には、高調波成分の含有率は120度方形波の場合とほぼ同じであり、PWM制御による高調波低減の効果がないことを表わしている。

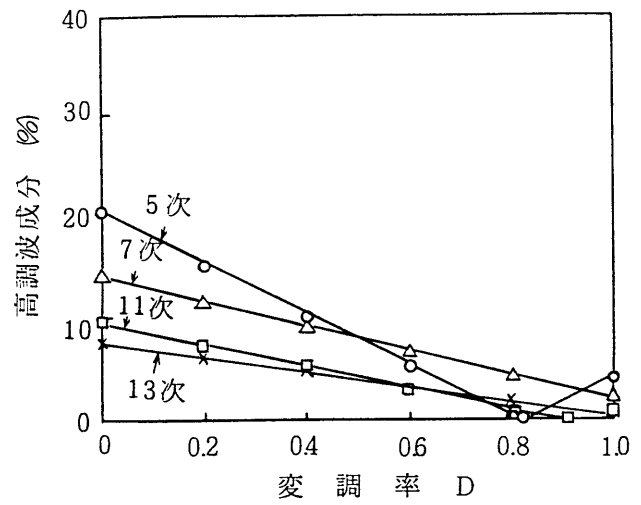
高次の高調波成分は出力端に接続しているコンデンサによってほとんど吸収できるので、電動機駆動上の影響は小さい。しかし、低次の高調波成分はコンデンサで吸収し難いので、電動機のトルク脈動や損失増加の原因となる。そこで、低次高調波成分を、変調率 D とパルス数 M とを変化させて計算した結果を図3.11に示す。パルス数 M が13以上では、低次高調波成分の含有率の変化は同様な傾向を示している。 $D = 0.82$ 付近で第5次成分が零になり、また $D = 0.75$ 以上では各低次高調波成分は5%以下という小さな値になっている。 $M = 1$ は120度通流方形波の場合であり、各調波成分は D によらず一定である。

高調波成分で最も含有率が高いのは $3(M-1) \pm 1$ 次成分である。この成分をパルス数 M を変えて計算した結果を図3.12に示す。図には、第5次および第7次成分も併せて示している。図からわかるように、 $M \geq 11$ では、これらの成分の含有率はほぼ一定になっている。 $3(M-1) \pm 1$ 次成分は $M \geq 11$ でも20%強というかなり大きな値になっているが、パルス数 M をある程度大きく選べば $3(M-1) \pm 1$ の値も大きくなるので、出力端コンデンサによってその成分をほとんど吸収することが可能と思われる。

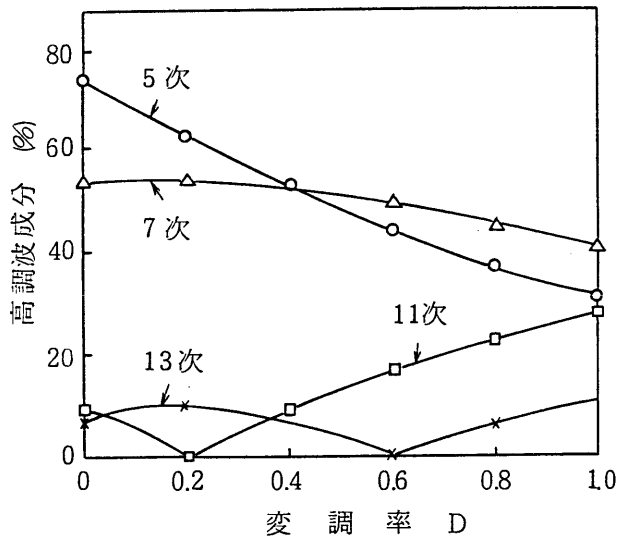
以上の結果に基づいて、変調率 D 、パルス数 M の選び方について述べる。図3.11から、PWM電流に含まれる高調波成分が小さく、出力電流波形を正弦波に近づけるためには、変調率 D を0.75以上に選ぶ必要がある。パルス数 M は、図3.12からは11以上に選べばよいということになる。しかし、 M の値が小さいと $3(M-1) \pm 1$ 次成分は比較的低周波数の成分となって出力端コンデンサでは十分に吸収できないおそれがある。このため M の値はある程度大きくする必要がある。また、出力端コンデンサ容量と負荷電動機のインダクタンスによって定まる共振周波数が $3(M-1) \pm 1$ 次の周波数と一致すると、共振現象が発生して出力電圧・電流波形が振動的になる。このため $3(M-1) \pm 1$ 次の周波数が共振周波数から離れるように M を選ぶ必要がある。このような考え方に基づく実際の選定については、3.5節で検討する。



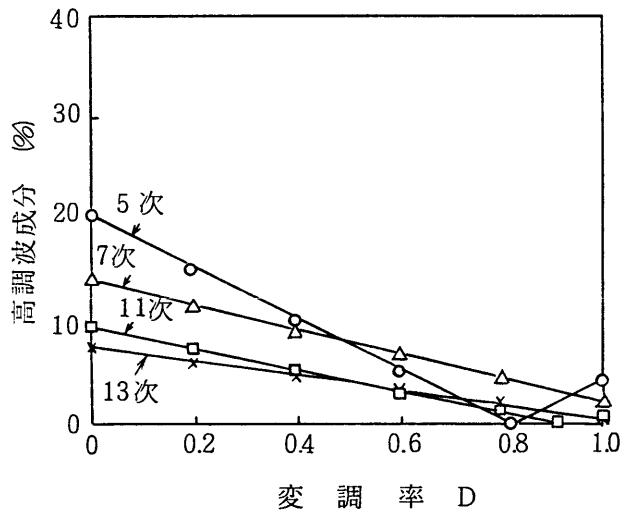
(a) $M = 1$ (120度通流方形波)



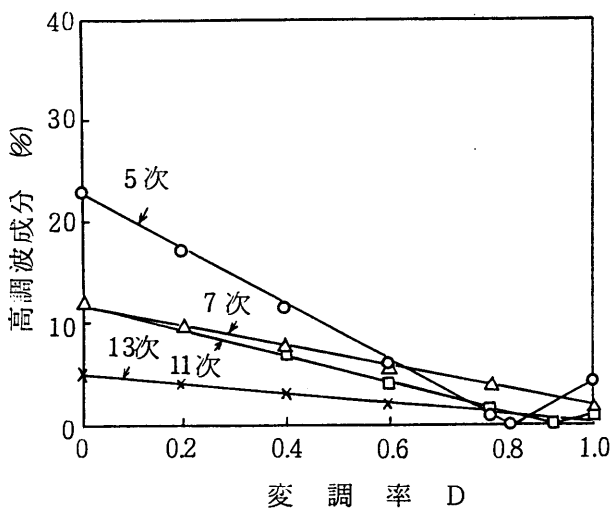
(d) $M = 99$



(b) $M = 3$



(e) $M = 199$



(c) $M = 13$

図 3.11

変調率と PWM 電流の高調波成分
(パルス数変化時, 計算値)

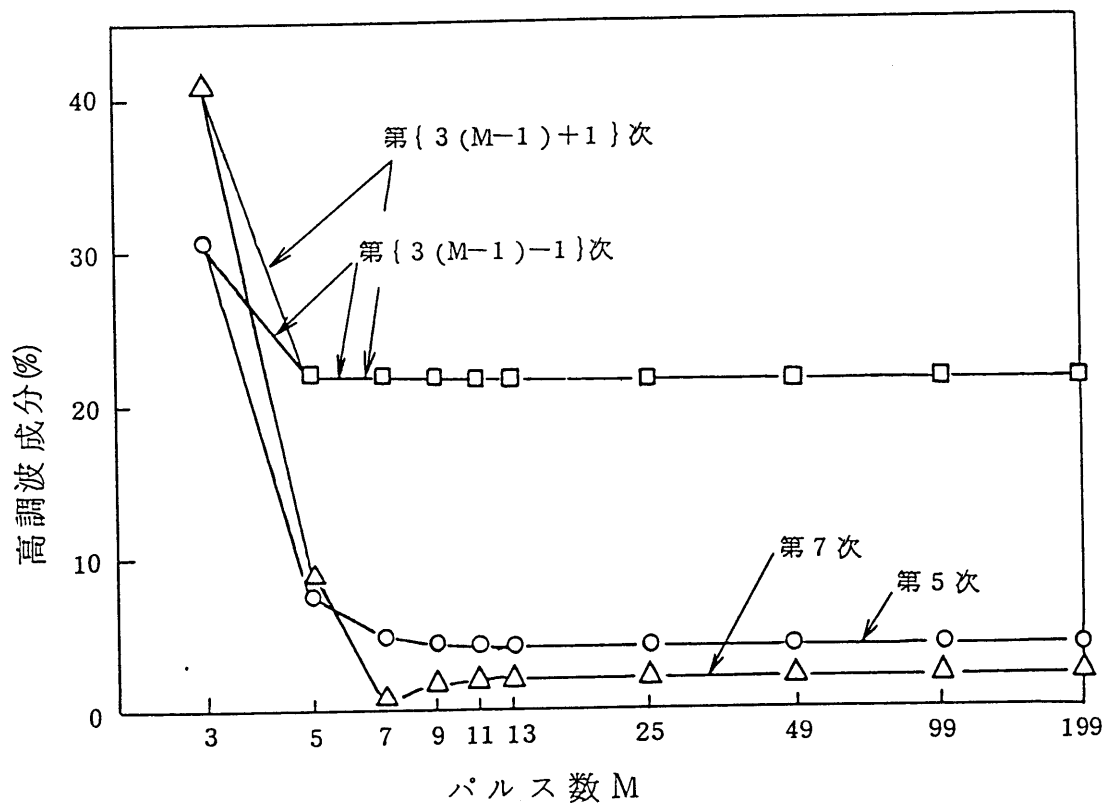


図 3.12 パルス数と PWM 電流の高調波成分との関係
($D=1.0$ 、計算値)

3.4 スパイク電圧の発生とその低減

3.4.1 スパイク電圧発生機構の解明

試作した15kVAのインバータ(定格電圧400V, 定格電流21.6A)で, 表3.2に示す仕様の誘導電動機を駆動したときの電圧・電流波形を図3.13に示す。運転条件は, インバータ周波数20Hz, 出力端コンデンサ容量5 μ F, 誘導電動機は無負荷状態である。図示のように出力電圧・電流波形はともに正弦波に近い波形であるが, 出力電流の極性が変化する時点で出力電圧にスパイクが発生している[4]。このスパイク電圧の拡大波形を図3.14に示す。スパイク電圧のピーク値は340Vで, 出力電圧の基本波成分ピーク値の約1.5倍に達している。スパイク電圧が発生すると, 使用するGTOサイリスタの定格電圧はスパイク電圧に耐える高い電圧のものを用いなければならない。また出力端コンデンサ容量やPWMパターンによっては, GTOサイリスタを破壊するような高いスパイク電圧が発生する場合もある。このスパイク電圧の発生は, 正弦波出力電流形インバータの実用化上の問題となるおそれがある。そこで, この現象について検討した。

本研究の結果明らかになったスパイク電圧発生機構を説明するための図が図3.15である[4]。同図には, 図3.2における $\theta = 0$ 付近のゲート信号拡大波形(a)および主回路動作状態(b)を示す。 t_0 において, PWM電流 i_{IU} の極性が負から正に変わる。 t_0 以前では, GTOサイリスタ G_{UN} と G_{VN} が交互にオン・オフを繰り返す間に, 出力電流は徐々にU相からV相へ移る。 t_0 以後は, G_{WP} と G_{UP} がオン・オフを繰り返しながら, 出力電流は徐々にW相からU相へ移る。図3.15(b)の(i)は G_{WP} と G_{VN} がオンしているときの回路状態である。この期間では, 二つの主なる電流のループが存在する。一つは, 「直流電源 $\rightarrow G_{WP} \rightarrow$ 電動機W相 \rightarrow 電動機V相 $\rightarrow G_{VN} \rightarrow$ 直流電源」という経路である。この経路をループ1と呼ぶことにする。他の経路は, 「U相コンデンサ \rightarrow V相コンデンサ \rightarrow 電動機V相 \rightarrow 電動機U相」で, これをループ2と呼ぶ。ループ2の電流はループ1に比べて小さい。 t_1 において G_{UP} をターンオンし, G_{WP} をターンオフすると, 回路は図3.15(b)の(ii)の状態となる。直流電源からの電流はループ1からループ3に移る。ループ3は, 「直流電源 $\rightarrow G_{UP} \rightarrow$ U相コンデンサ \rightarrow W相コンデンサ \rightarrow 電動機W相 \rightarrow 電動機V相 $\rightarrow G_{VN} \rightarrow$ 直流電源」

表 3.2 インバータと誘導電動機の仕様 (実験装置)

イン バ ー タ	出 力	15 kVA
	電 圧	400 V
	電 流	21.6 A
	出力端コンデンサ	5 μ F (Δ 結線三相分)
誘 導 電 動 機	出 力	11 kW
	極 数	4 極
	周 波 数	50 Hz
	電 圧	400 V
	電 流	21 A
	回 転 数	1460 rpm
	1次漏れインダクタンス l_1	2.86 mH
	2次漏れインダクタンス l'_2	2.86 mH
	1 次 抵 抗 r_1	0.336 Ω
	2 次 抵 抗 r'_2	0.294 Ω
	励 磁 抵 抗 r_m	2.26 Ω
励磁インダクタンス M	86.8 mH	

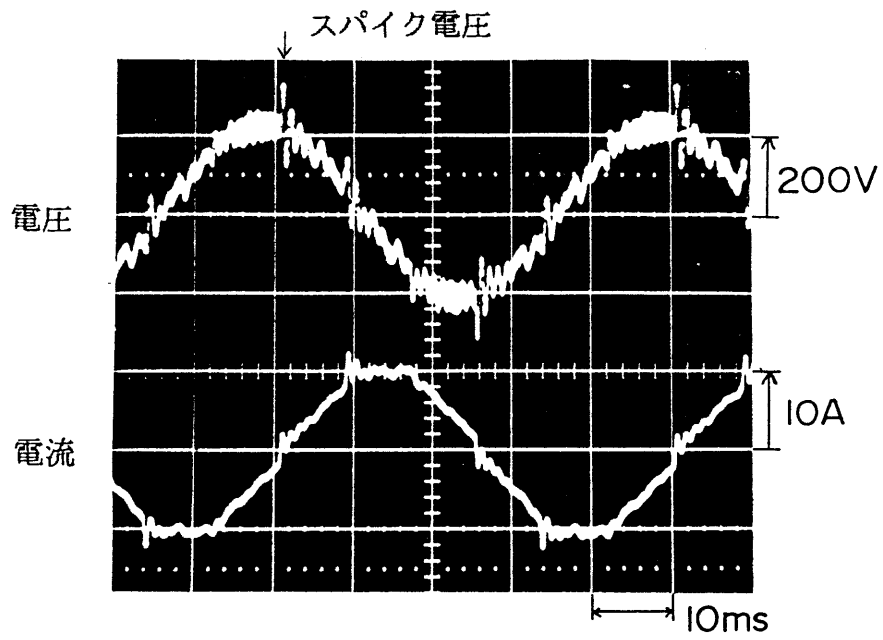


図 3.13 出力電圧・電流波形 ($f_1 = 20\text{Hz}$ 、 $C = 5\mu\text{F}$)

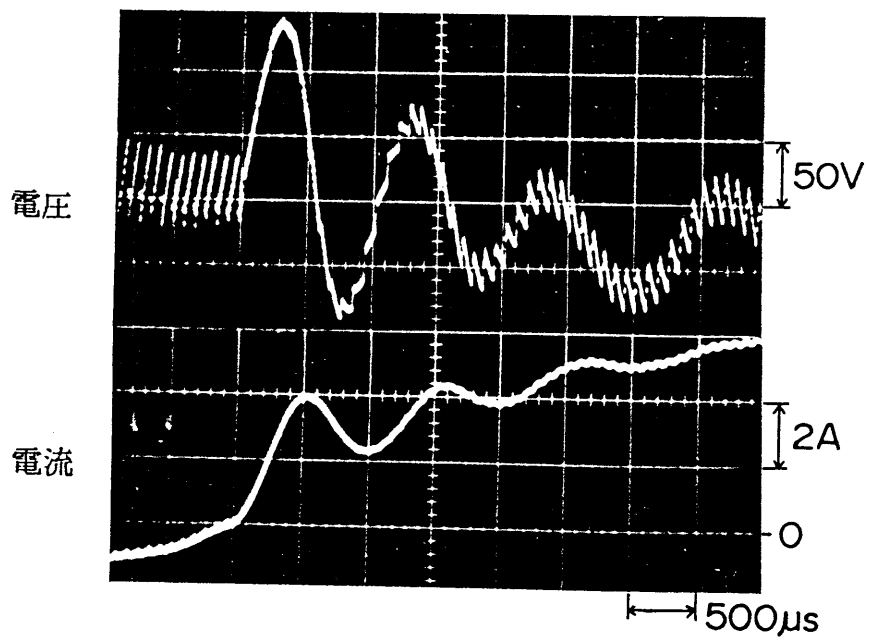
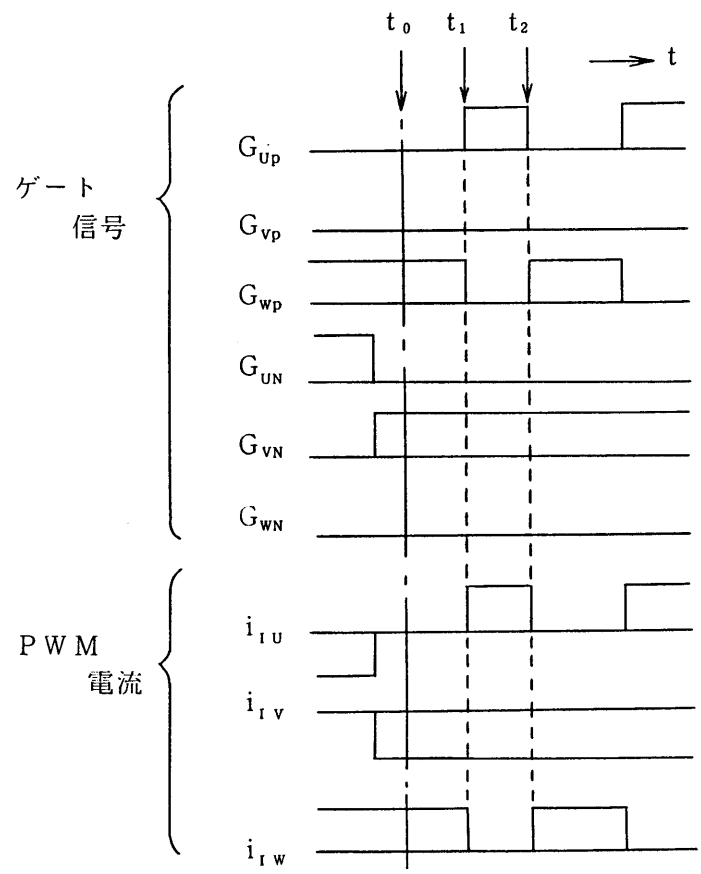
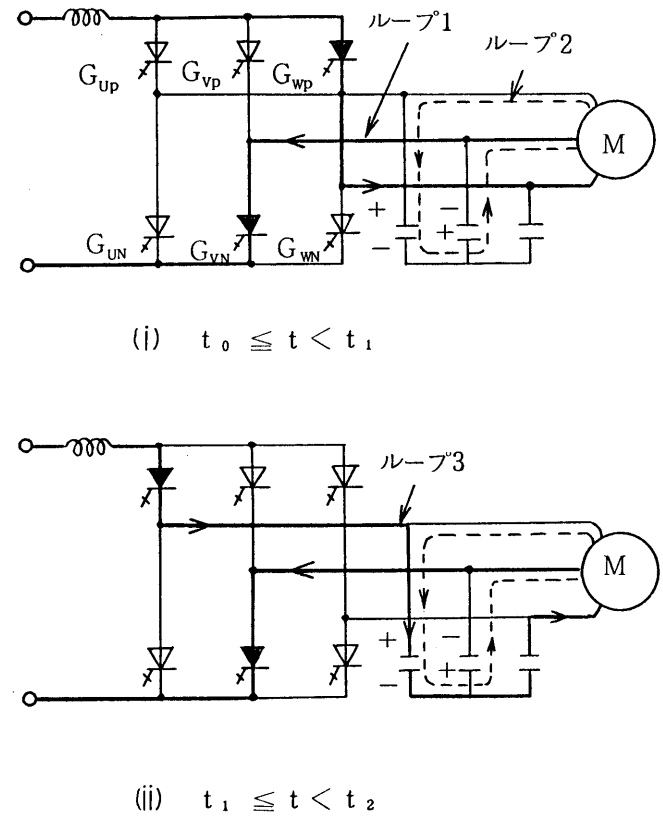


図 3.14 スパイク電圧の拡大波形



(a) ゲート信号拡大波形



(b) 主回路動作

図 3.15 スパイク電圧発生機構

という経路である。t₁時点においては、それ以前にはループ2の電流が電動機U相からインバータへ向かう方向に流れているため、直流電源から供給される電流は電動機U相へ向かうよりもU相コンデンサへ流入し易い。このため電流はループ1からループ3に移る。ループ3により、直流電源からの電流がU相コンデンサに流入し過充電する。これがトリガとなって、ループ2の電流が振動する。スパイク電圧は、この振動によつて生じる。t₂以後は、図3.2に示すようにG_{UP}のオン・オフに従って図3.15(b)の(i)と(ii)の動作が繰り返され、U相コンデンサはG_{UP}がオンする毎に充電される。その結果、U相のV相に対する電圧は徐々に高くなる。このような動作を繰り返す間に、ループ2の電流は減少し、極性が反転する。この時点でスパイク電圧は最大値に達する。極性反転後は、ループ2の電流はU相コンデンサを放電するので、直流電流は容易に電動機U相へ流入する。その後しばらくはループ2の電流の振動が続くが、次第に減衰する。以上のスパイク電圧の発生機構を要約すると次のようになる。直流電源から供給される電流の立ち上がり部分は、PWM電流の極性が反転するとき、主に出力端コンデンサに流入して過大にこれを充電し、コンデンサと誘導電動機との間で振動が生じる。その結果、スパイク電圧が発生する。

上記のような発生機構から、スパイク電圧の振動は出力端コンデンサの容量と電動機インピーダンスとに依存すると考えられる。そこで、スパイク電圧の振動周期Tを、コンデンサの容量とインバータ周波数とを変えて測定した。その結果を図3.16に示す。図示のとおり、スパイク電圧の振動周期はインバータ周波数には無関係に、出力端コンデンサの容量のみに依存している。同図に実線で示す計算値は、出力端コンデンサの容量と電動機漏れインダクタンスとで決まる共振周期で、次式で示される。

$$T = 2 \pi \sqrt{2 \ell \times (C / 2)} = 2 \pi \sqrt{\ell C} \quad \dots\dots\dots (3.14)$$

ここで、 ℓ : 電動機一次、二次漏れインダクタンスの和 (1相分)

C : 出力端コンデンサの容量 (1相分)

図3.16より、実測値と計算値とはよく一致している。

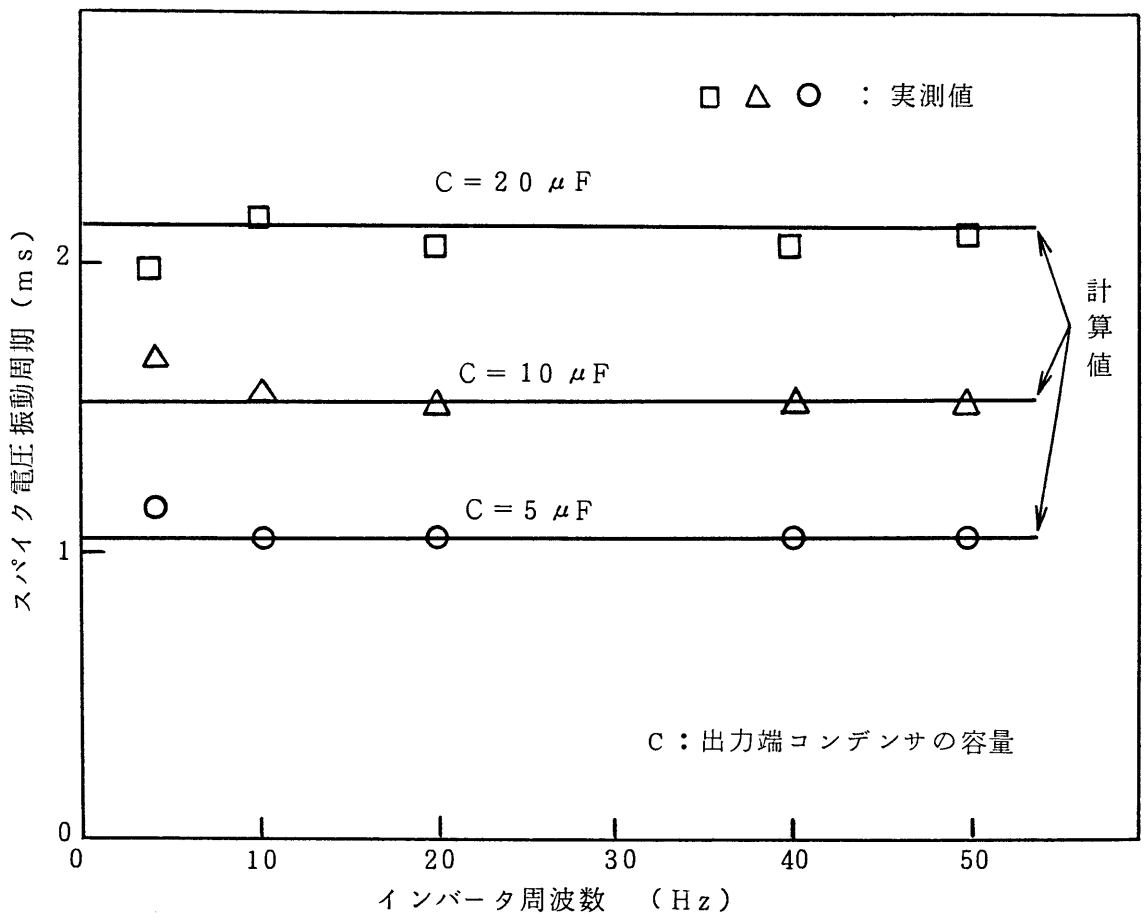


図 3.16 インバータ周波数とスパイク電圧振動周期

3.4.2 スパイク電圧低減法

上述の発生機構の説明から明らかなように、スパイク電圧を低減するためには、PWM電流の極性反転時に出力端コンデンサが過充電されるのを防止することが有効であると考えられる。ところで、電流形インバータでは、直流電源は電流源と見なすことができる。それゆえ、インバータの正側アームのGTOサイリスタと負側アームのGTOサイリスタとが同時にオンして直流側が短絡状態になっても、それが短時間であれば何ら問題はない。この点は、直流側短絡を起こすことが許されない電圧形インバータとは相違する点である。以下に述べるスパイク電圧低減法は、直流側短絡期間にインバータ側と出力端コンデンサを含めた電動機側が分離されることを利用する方法である。

本研究の結果によるスパイク電圧低減法を図3.17に示す。同図(a)に示すように、 $S_1 \sim S_4$ の短絡パルスを与える。短絡パルスは、同じ相の上下アームのGTOサイリスタを同時にオンしてインバータ部を強制的に直流側短絡状態にする信号で、通常のPWM信号の立ち上がり部に同期して与える。PWM電流 i_{iu} の極性反転時点を t_0 とすると、 $t_0 \leq t < t_1$ の間の動作は図3.15(b)の(i)と同じである。図3.17の場合には、 t_1 時点でGTOサイリスタ G_{UN} に短絡パルス S_2 が与えられる。この点は図3.15の場合と異なる。その結果、図3.17(b)の(i')に示すように G_{UP} と G_{UN} が同時にオン状態となり、インバータは直流側短絡された状態となる。この状態は t_1' 時点まで続く。すなわち、 $t_1 \leq t < t_1'$ の間は、直流電源からの電流は G_{UP} と G_{UN} とを通過して再び直流電源に戻る。この電流経路をループ4と呼ぶ。それに加えて電流ループ5が形成される。ループ5の電流は、V相コンデンサ→W相コンデンサ→電動機W相→電動機V相と流れる。 $t_1 \leq t < t_1'$ の間はインバータは直流側短絡状態にあり、電動機V相およびW相を流れる電流はGTOサイリスタを通らず、この電流は出力端コンデンサへ流れる。この電流経路がループ5であり、図3.17(b)の(i')に示す短絡モードにおいては、直流電源からの電流は出力端コンデンサをバイパスするように流れる。それゆえ、コンデンサは過充電されない。 t_1' 時点で短絡パルスがなくなり、 G_{UN} がオフして G_{VN} がオンする。その結果、主回路は図3.17(b)の(ii)に示す状態、すなわ

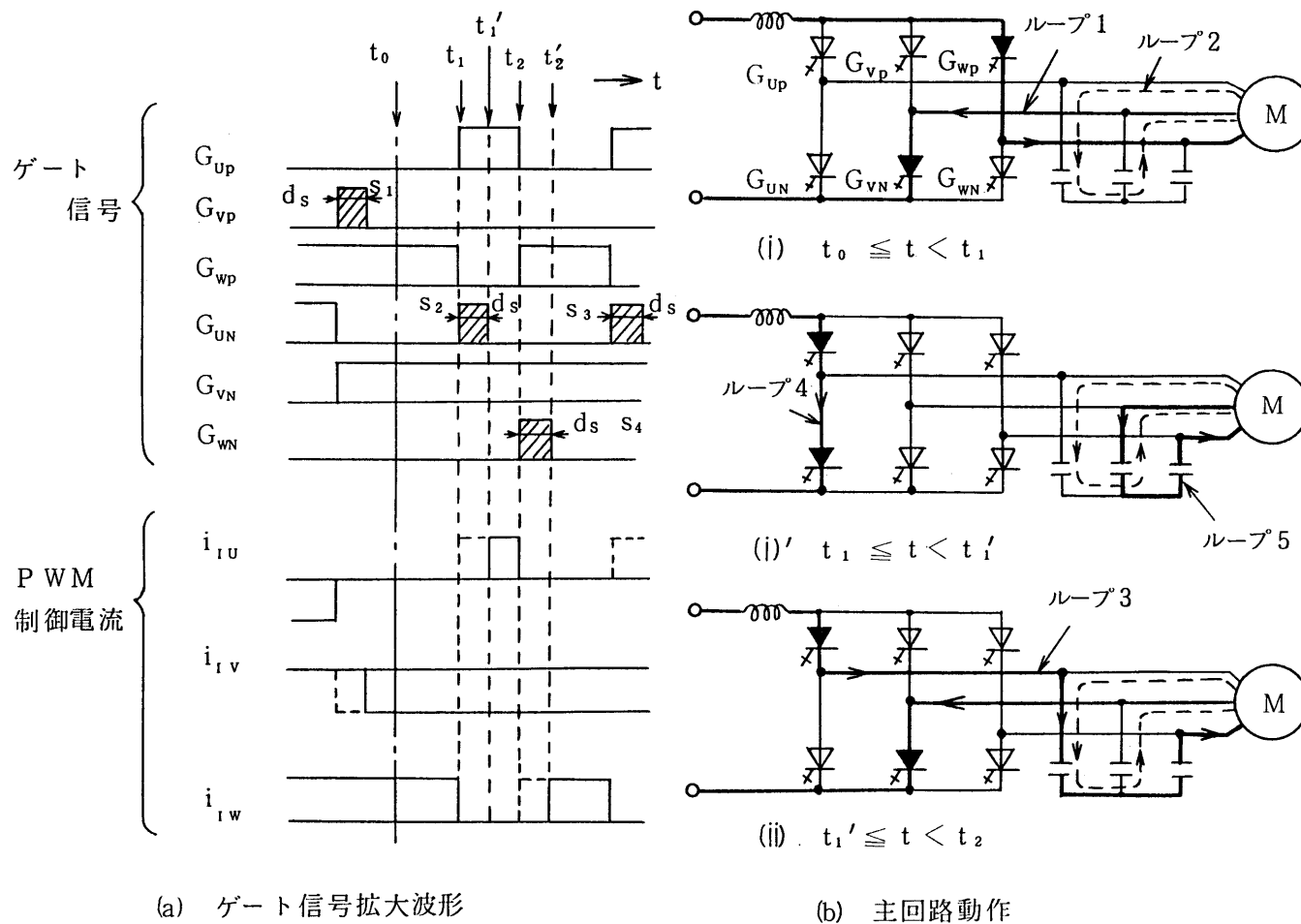


図 3.17 スパイク電圧低減方法

ち図3.15(b)の(ii)と同じ状態になる。 $t_1' \leq t < t_2$ の期間は、前述のように直流電流が出力端コンデンサを過充電する。 t_2 時点において G_{WP} と G_{WN} がターンオンすると、インバータは再び直流側短絡の状態になる。 $t_1 \leq t < t_1'$ の期間ではインバータは図3.17(b)の(i')に示すようにU相によって直流側短絡されるが、 $t_2 \leq t < t_2'$ の期間はW相によって直流側短絡される。 t_2' 時点において、電流は再び G_{WP} と G_{VN} を流れ、図3.17(b)の(i)と同じ状態になる。このようにして、同様の動作が繰り返される。短絡パルスが付加しない場合は、主回路状態は図3.17(b)の(i)から(b)の(ii)へ直接移行し、(b)の(ii)の状態では出力端コンデンサが過充電される。一方、短絡パルスが付加すると、主回路状態は短絡状態を経た後に図3.17(b)の(ii)の状態に移る。したがって、出力端コンデンサが過充電される(b)の(ii)の状態が、短絡パルスの時間だけ短くなる。さらに、短絡モードの時に形成されるループ5の電流は、V相コンデンサをループ2と逆方向に充電するので、U相のV相に対する電圧を減らす働きをする。すなわち、短絡パルスが付加することにより、出力端コンデンサを過充電する期間が短くなるとともに、過充電を打ち消す方向の電流ループも形成され、これらの二つの効果によりスパイク電圧を低減することが期待される。

インバータ動作一周期のゲート信号と電流波形を図3.18に示す。短絡パルスが与えられる期間はPWM電流は零になるため、PWMパターンの中央部の60度区間もPWM制御され、360度の全期間がPWM制御される。この点は、図3.2では中央の60度区間はPWM制御されていないことと異なっている。

短絡パルスが付加した場合の出力波形を図3.19に示す。スパイク電圧が低減され、図3.13に比べて電圧・電流波形が正弦波に非常に近くなっている。図3.19の①の部分の拡大波形を図3.20に示す。図はPWM電流の極性が負から正へ反転する時点の波形である。短絡パルスが付加しない場合の図3.14と比べると、過渡的な振動が非常に小さくなっている。

短絡パルスによるスパイク電圧低減効果を図3.21に示す。ここで、スパイク電圧としては定常電圧からのねり分 ΔV を示しており、 ΔV は直流電流 I_0 に比例している。スパイク電圧 ΔV は短絡パルスが付加することによ

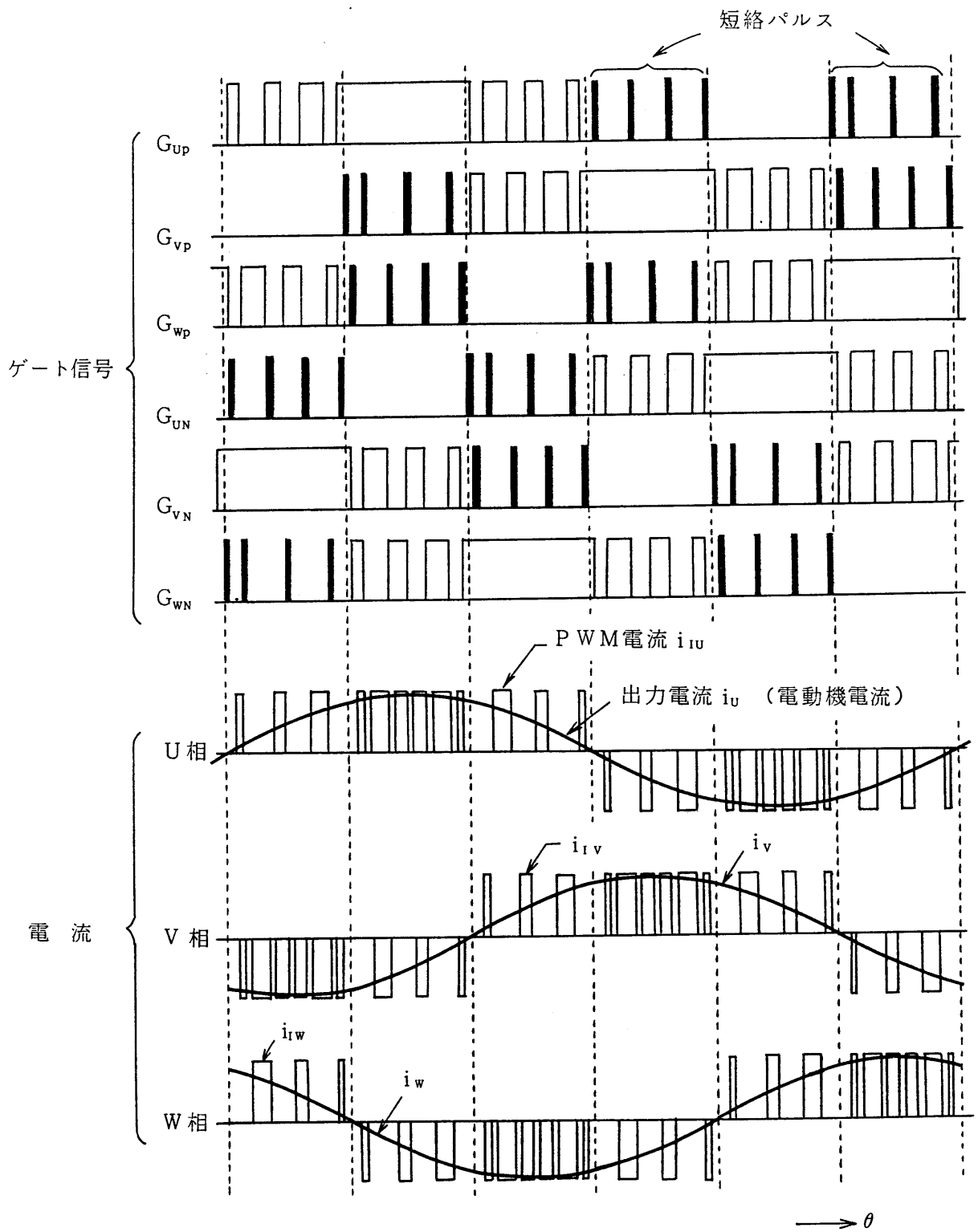


図 3.18 短絡パルス付加時のインバータ部ゲート信号と各相電流波形

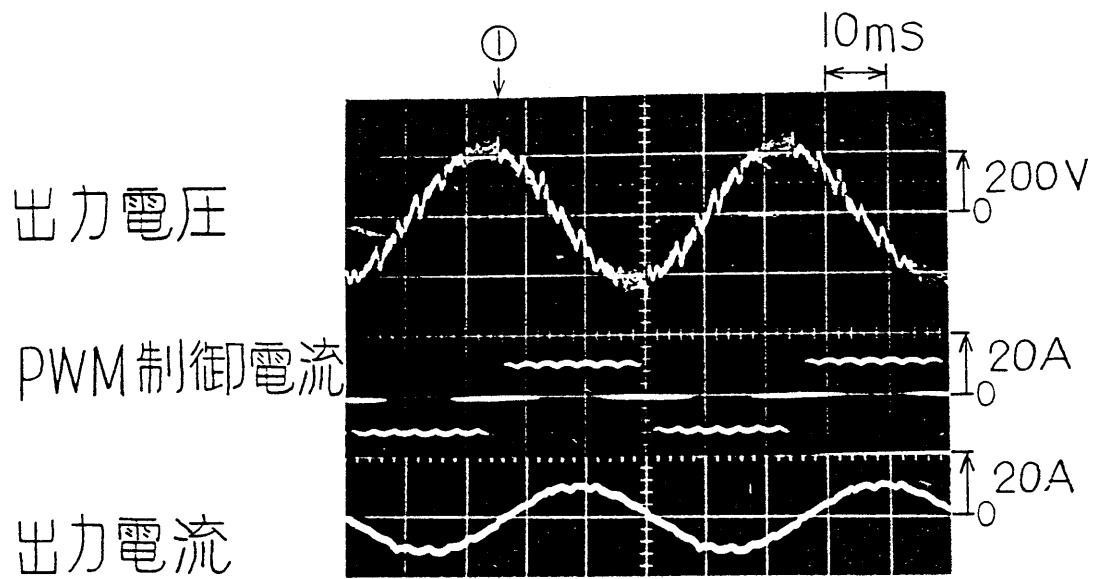


図3.19 出力電圧・電流波形
(短絡パルス有、 $f_1 = 20\text{Hz}$ 、 $C = 5\mu\text{F}$)

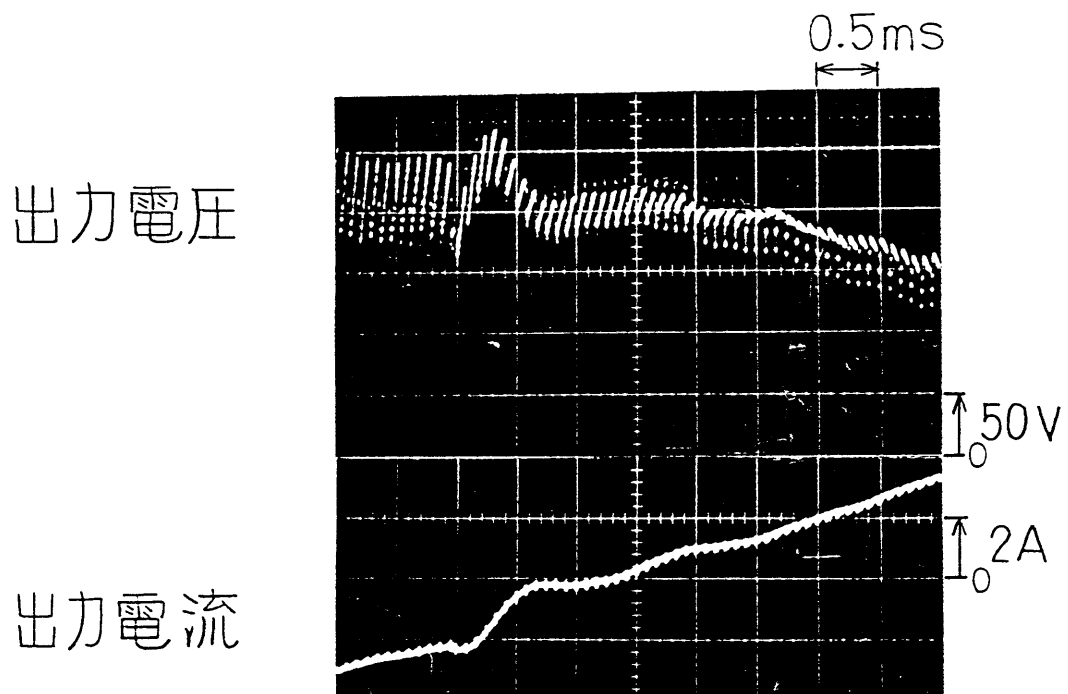


図3.20 出力電圧・電流拡大波形
(①の時点の拡大)

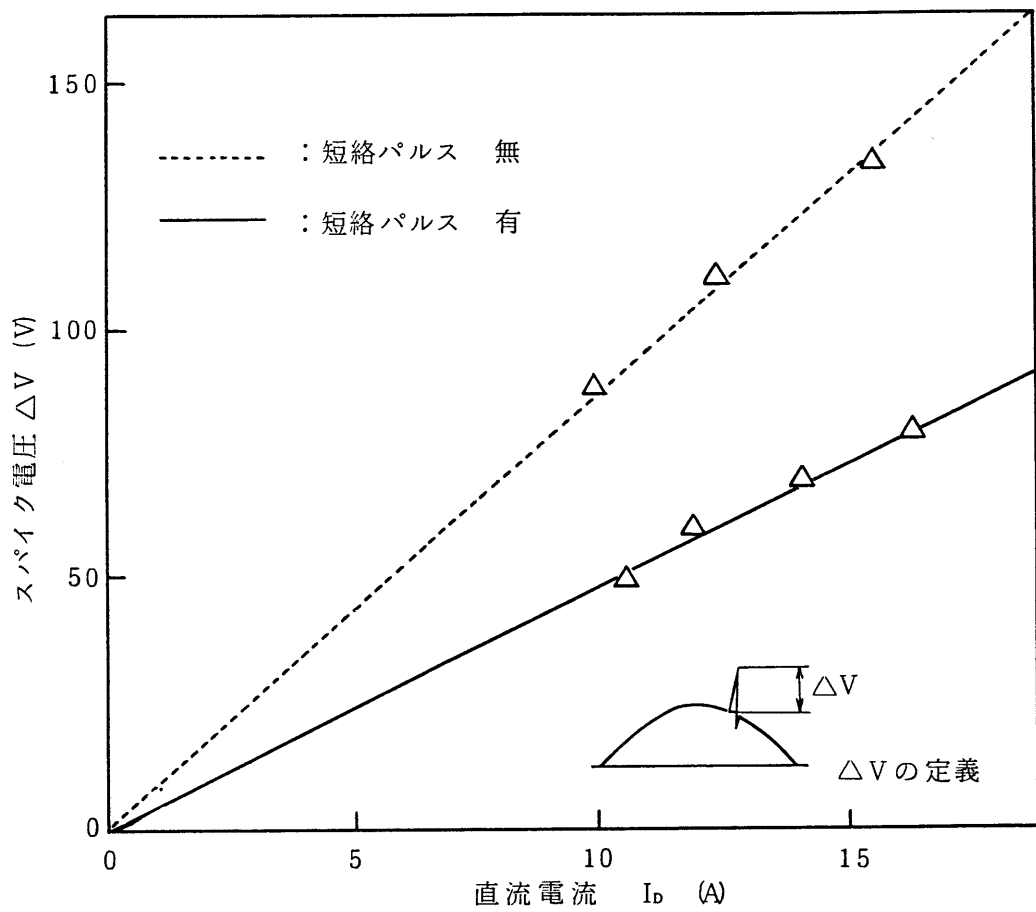


図 3.2.1 短絡パルス付加によるスパイク電圧低減

インバータ周波数	20 Hz
出力電圧	160 V
出力端コンデンサ	5 μ F

り大幅に低減され，短絡パルスが無い場合に比べて約1/2になっている。

出力端コンデンサの容量とスパイク電圧との関係を図3.22に示す。Cが小さいほど短絡パルス付加の効果が顕著に現われている。スパイク電圧の値は，コンデンサの容量にほぼ反比例している。

なお，短絡パルスを付加すると出力電流は低下するので，短絡パルスの幅を必要以上に大きくすることは好ましくない。このため，短絡パルスを付加してもスパイク電圧は，ある程度残るのは，やむを得ない。出力特性とスパイク電圧低減の両者を考慮した短絡パルス幅の決め方については，今後の課題として残されている。

3.5 出力波形の高調波特性

前節までに述べた検討に基づいて，インバータの負荷として誘導電動機を駆動したときの出力波形を，各パラメータを変えて検討した。

まず変調率Dを変化させたときの出力電圧・電流波形を図3.23に示す。図は，短絡パルスなしの場合である。短絡パルスを付加した場合を図3.24に示す。測定条件は，インバータ出力周波数 $f_1 = 20\text{Hz}$ ，出力端コンデンサの容量 $C = 5\mu\text{F}$ ，パルス数 $M = 199$ で，電動機は無負荷である。変調率 $D = 0 \sim 0.5$ の範囲では，短絡パルスの有無にかかわらず出力電圧には60度ごとにスパイク電圧が発生しており，高調波成分を多く含んだ波形となっている。出力電流波形も階段波状であり，電圧波形と同様に高調波成分を多く含んでいる。一方， $D = 0.75$ 以上では出力電圧・電流ともに正弦波に近い波形となっている。ただし， $D = 0.75$ の場合には，出力電圧にスパイク電圧が含まれているが，その大きさは $D \leq 0.5$ の場合に比べて小さくなっている。変調率を小さくするとスパイク電圧が大きくなり，GTOサイリスタの耐圧の点から実用上問題となる。以上から，電圧・電流波形およびスパイク電圧を考慮して，変調率は0.75以上に選ぶべきである。このことは，3.3節で述べたPWM電流の高調波解析結果に基づくパターン決定方法の結論と良く合っている。

変調率Dが大きくなるに従ってスパイク電圧が小さくなる現象は，次のように考えることができる。D=0は，パルスパターン180度についてみると，中央部が60度幅の方形波で，前半および後半の各60度の期間は等パルス幅の

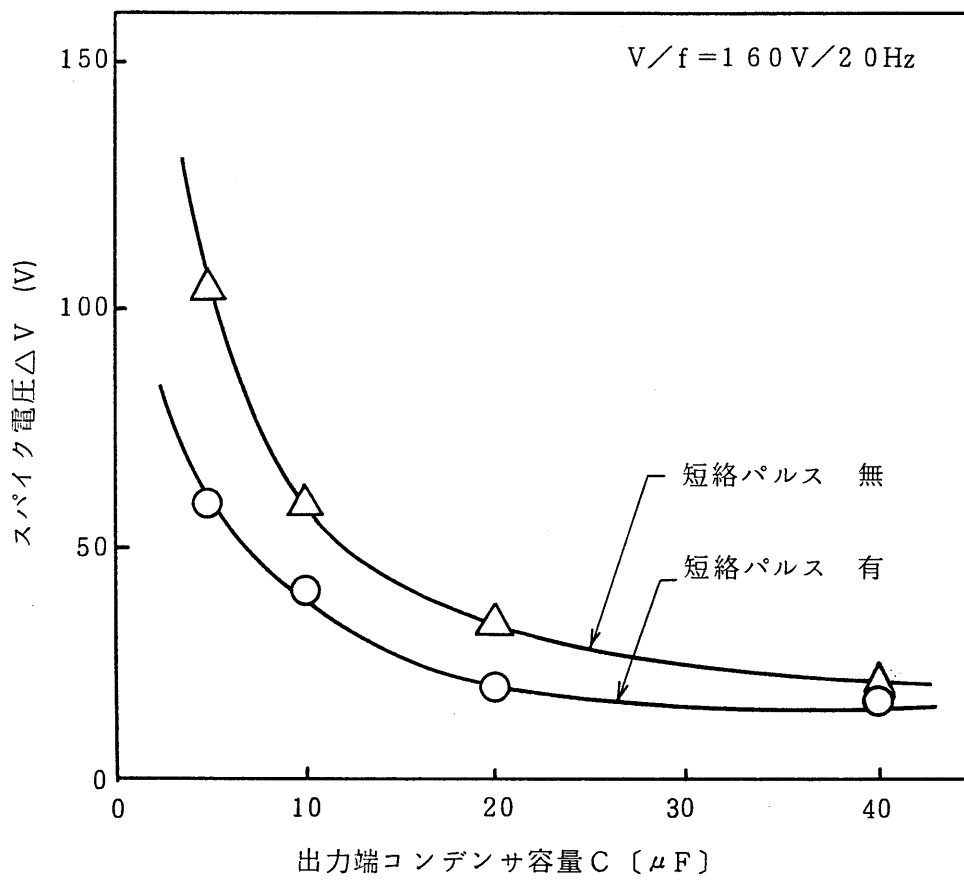
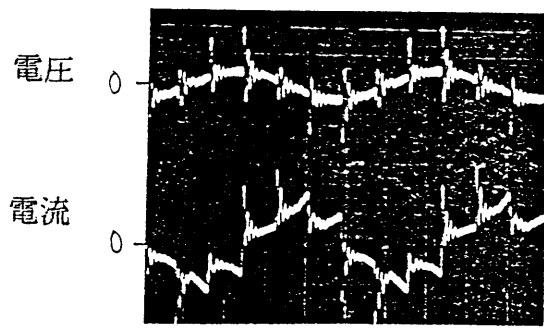
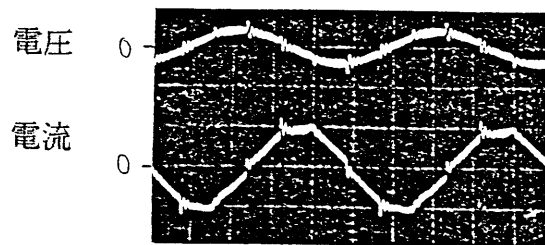


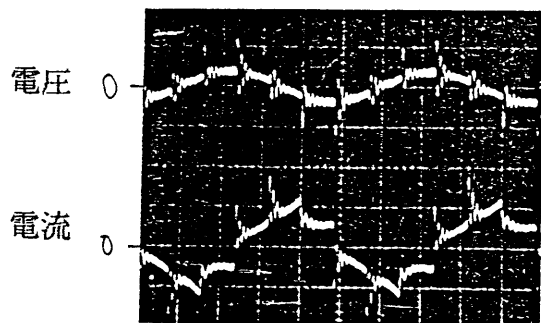
図 3.22 出力端コンデンサ容量とスパイク電圧値の関係



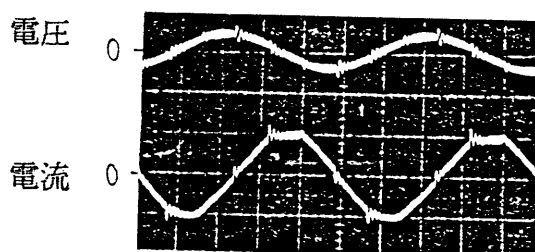
(a) $D=0$



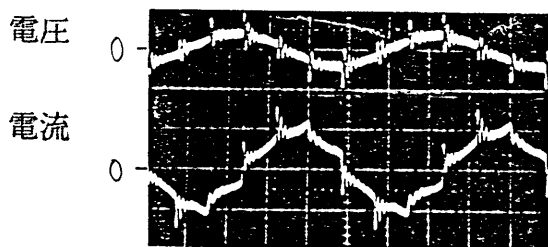
(d) $D=0.82$



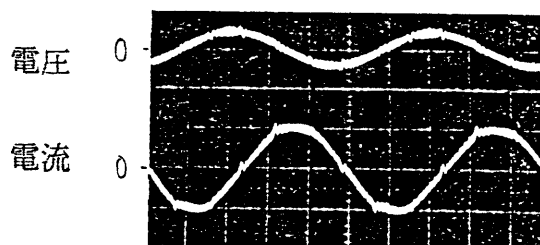
(d) $D=0.25$



(e) $D=0.9$



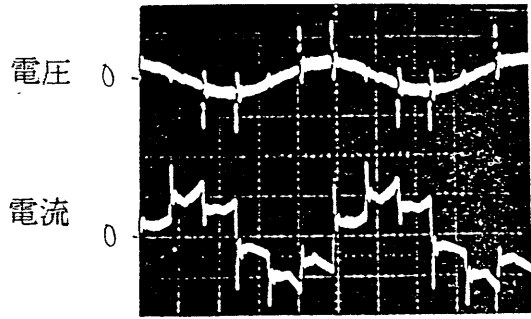
(c) $D=0.5$



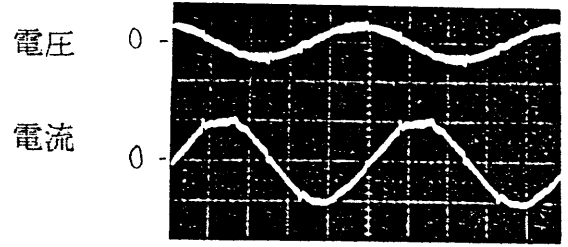
(f) $D=1.0$

{ 電圧 500V/div、電流 10A/div }
 { 時間 10ms/div }

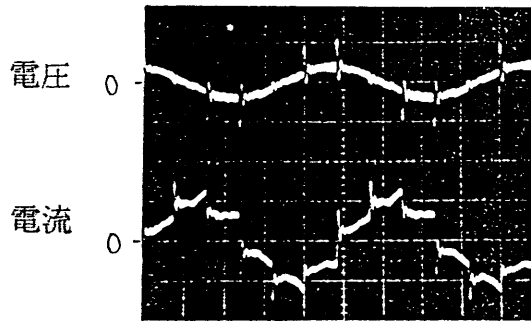
図 3.23 インバータ出力電圧・電流波形 (短絡パルス無)



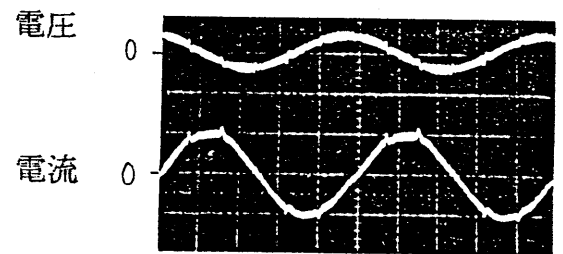
(a) $D=0$



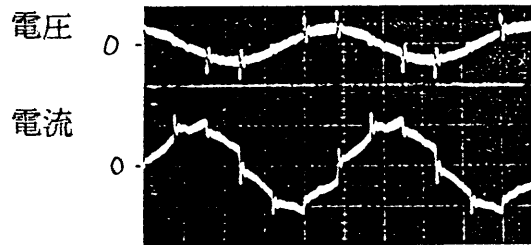
(d) $D=0.82$



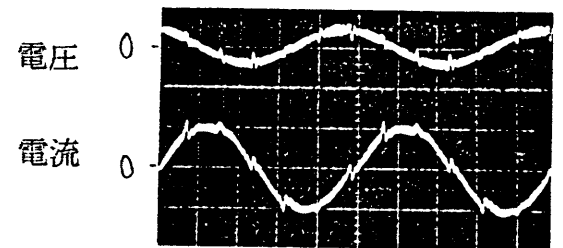
(d) $D=0.25$



(e) $D=0.9$



(c) $D=0.5$



(f) $D=1.0$

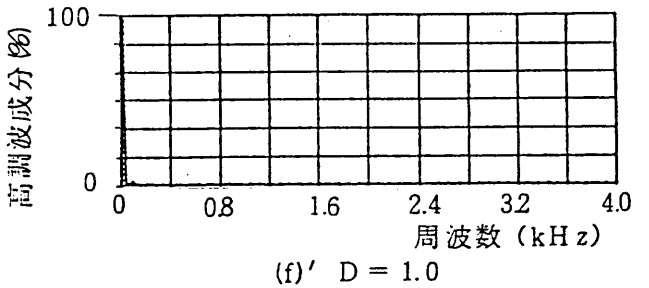
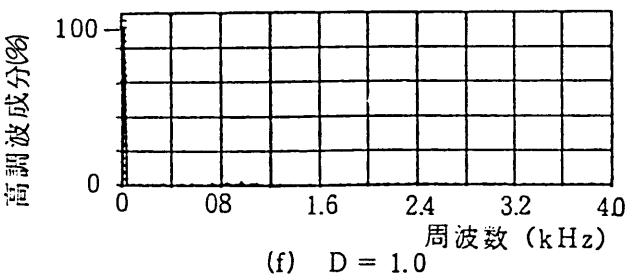
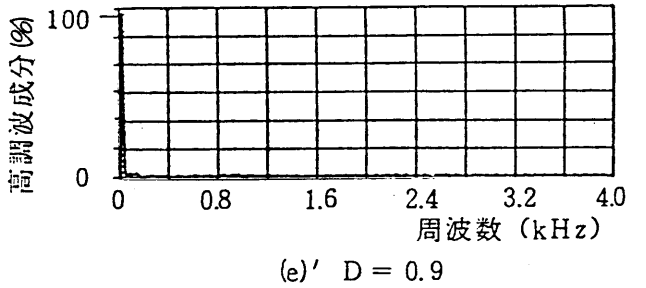
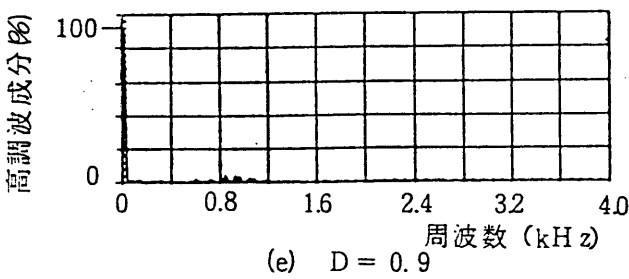
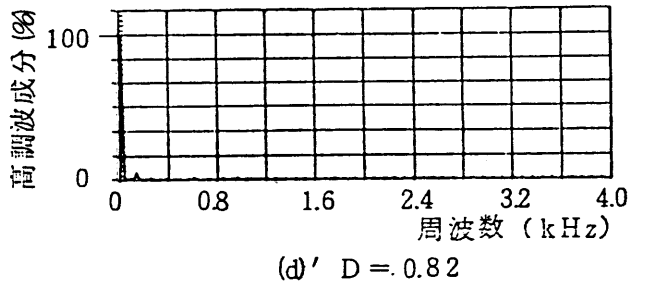
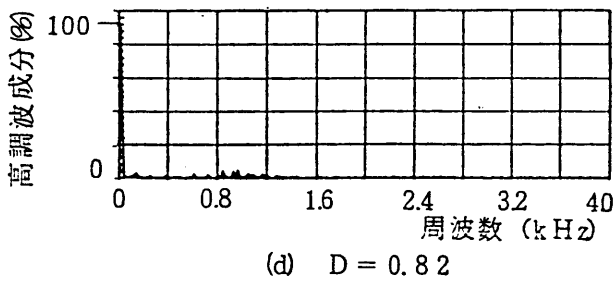
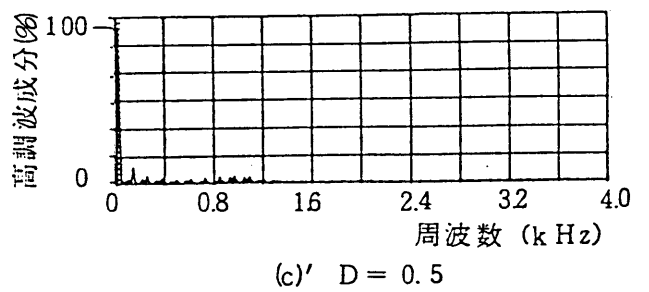
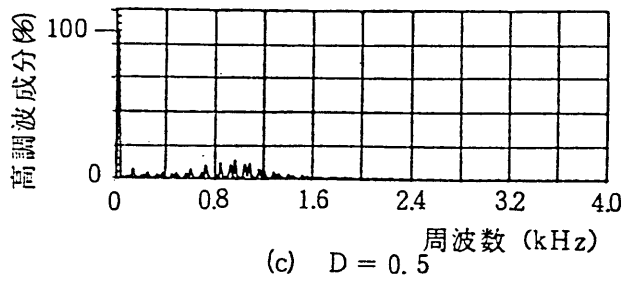
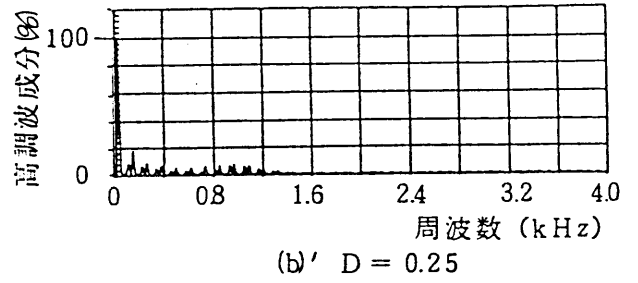
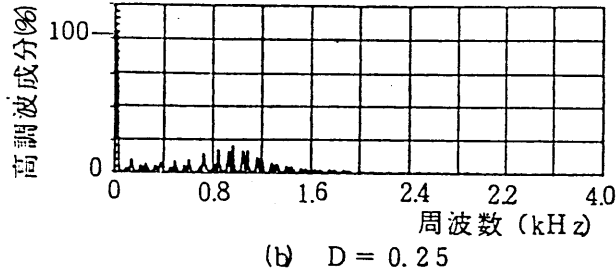
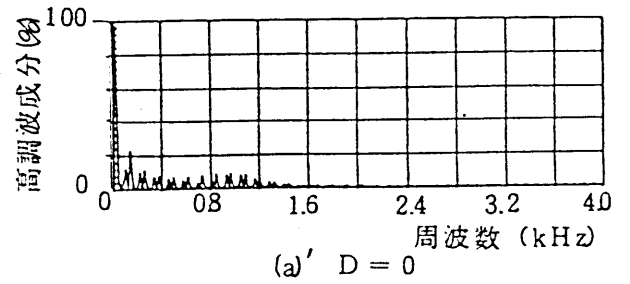
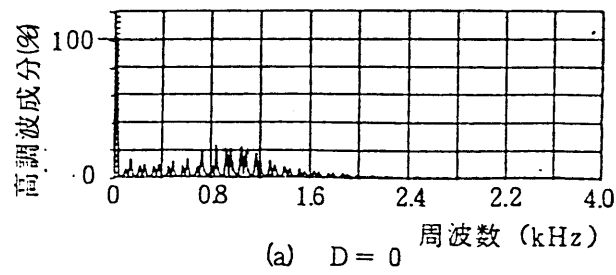
{ 電圧 500V/div、電流 10A/div }
 { 時間 10ms/div }

図3.24 インバータ出力電圧・電流波形 (短絡パルス有)

パルス列である。Dが大きくなるに従い、不等パルス幅の正弦波に近いパルス配列に近付いてくる。すなわち、PWM電流の正負が反転する付近のパルス幅は小さくなる。このため、スパイク電圧の発生原因となる出力端コンデンサと負荷電動機の漏れインダクタンスとの共振現象の発生が抑制され、スパイク電圧は小さくなる。その結果、Dを大きくすれば、短絡パルスを付加しなくてもスパイク電圧は実用上問題ない値に抑えられる。また、上記のことから類推して、パルス数Mについてもある程度大きいことがスパイク電圧低減上必要と思われる。これについての検討結果は後述する。

出力電圧と電流の高調波成分測定結果を図3.25、図3.26に示す。図3.25は短絡パルス無、図3.26は短絡パルス有の場合で、それぞれ、(1)は出力電圧、(2)は出力電流の調波分析結果を示す。図3.10に示したPWM電流の高調波解析結果と同様に、Dが小さい場合は出力電圧・電流ともに高調波成分を多く含んでいる。Dが大きい場合は高調波成分は小さい。変調率Dと低次高調波成分の関係を図3.27に示す。図3.25と図3.26とを比べると、短絡パルスを付加した方が高調波成分が低減されるが、図3.27より、Dを大きくすれば短絡パルス無しでも出力電圧・電流に含まれる低次高調波成分を5%以下の小さな値にできることがわかる。図3.25、26では図3.10に比べて31次(620Hz)以上の高調波成分が大きい傾向があるが、これは出力端コンデンサと負荷電動機との共振の影響と考えられる。

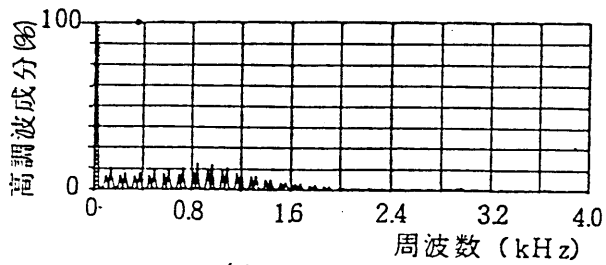
次に、パルス数Mを変化させたときの出力電圧・電流波形を図3.28に示す。測定条件は、変調率 $D=1.0$ 、出力端コンデンサの容量 $C=5\mu\text{F}$ である。Mの値が大きくなるほど出力電圧・電流とも正弦波に近い波形になっている。電流波形は、 $M=49$ 以上では大きな差は認められず、ほぼ正弦波になっているが、 $M=25$ ではかなり振動が重畳している。電圧波形は、Mの値が小さくなるに従って振動が大きくなっている。M=25では振動が大きく、ひずみ率は91%で方形波の場合(30.7%)の3倍になっている。M=49の場合は電圧の振動が多少あるが、ひずみ率は34%と方形波の場合に近い値であり、また、電流には振動はほとんどなく、正弦波に近い波形であるので、実用上は問題ないと思われる。M=199の場合は、電圧・電流波形とも正弦波に非常に近い波形であり、ひずみ率はそれぞれ12.1%、6.1%という小さな値である。



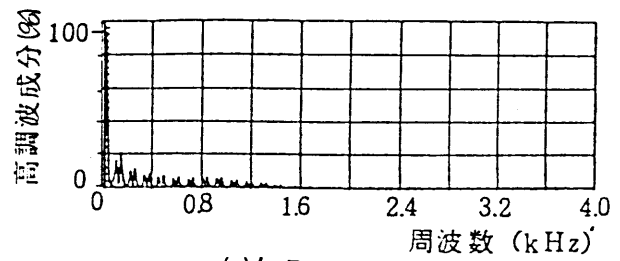
(1) 出力電圧

(2) 出力電流

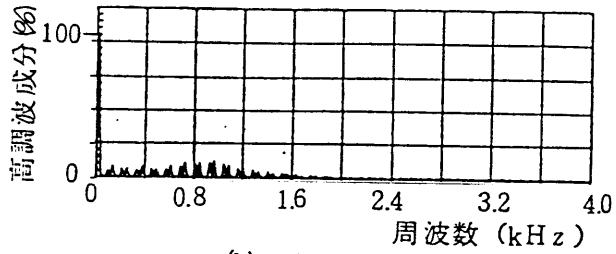
図 3.25 インバータ出力電圧・電流の調波分析実測結果
(短絡パルス無)



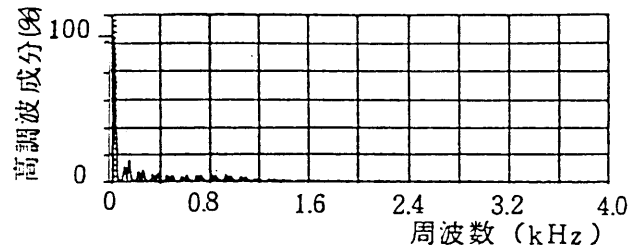
(a) $D = 0$



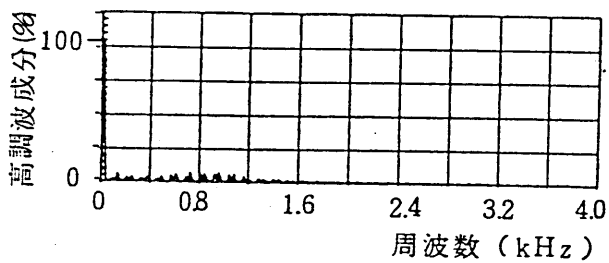
(a') $D = 0$



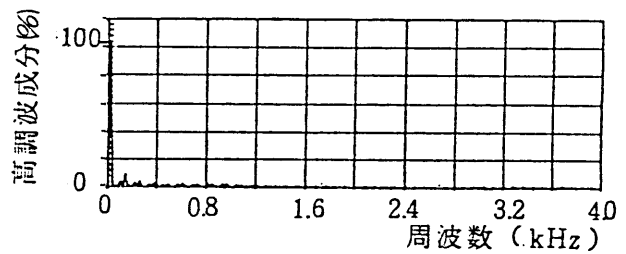
(b) $D = 0.25$



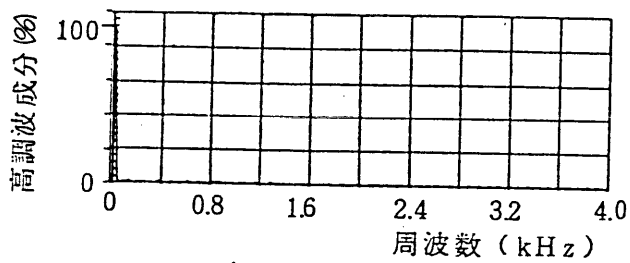
(b') $D = 0.25$



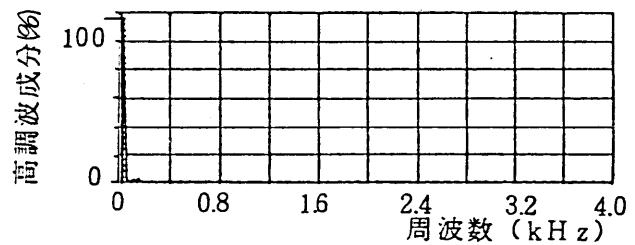
(c) $D = 0.5$



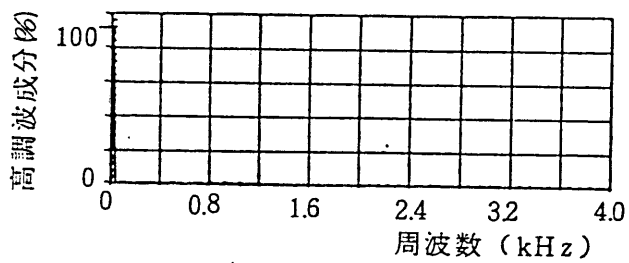
(c') $D = 0.5$



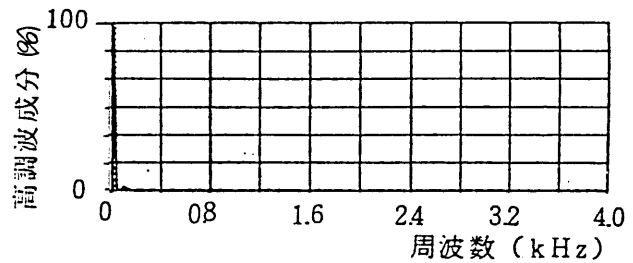
(d) $D = 0.82$



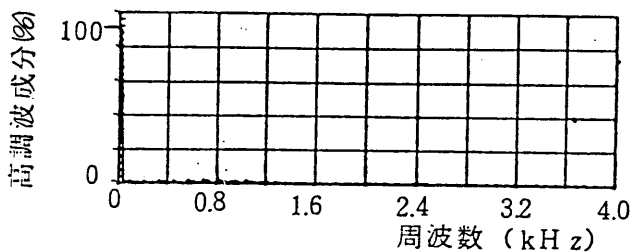
(d') $D = 0.82$



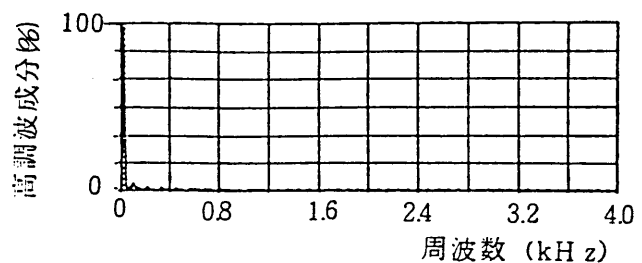
(e) $D = 0.9$



(e') $D = 0.9$



(f) $D = 1.0$



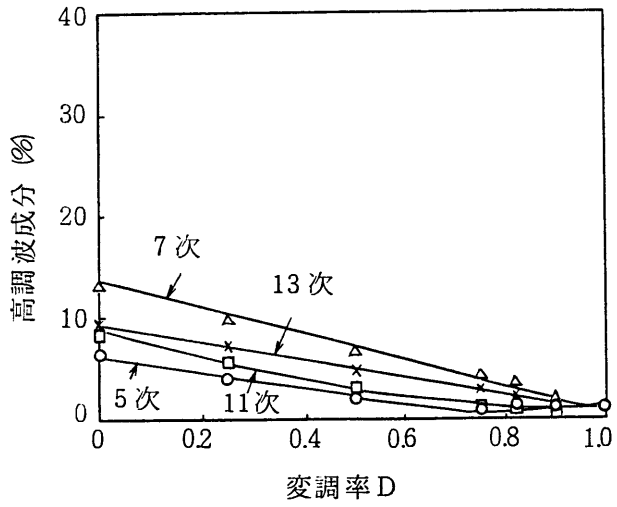
(f') $D = 1.0$

(1) 出力電圧

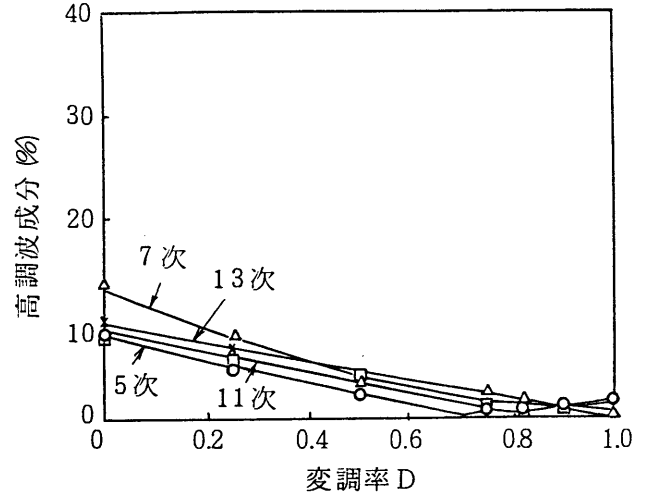
(2) 出力電流

図 3.26 インバータ出力電圧・電流の調波分析実測結果

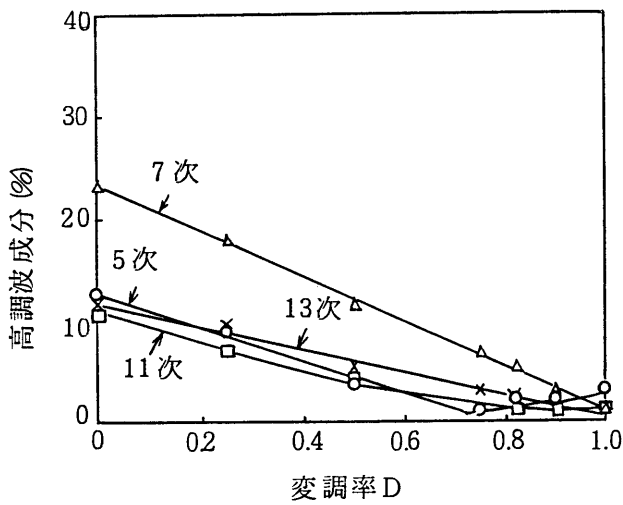
(短絡パルス有)



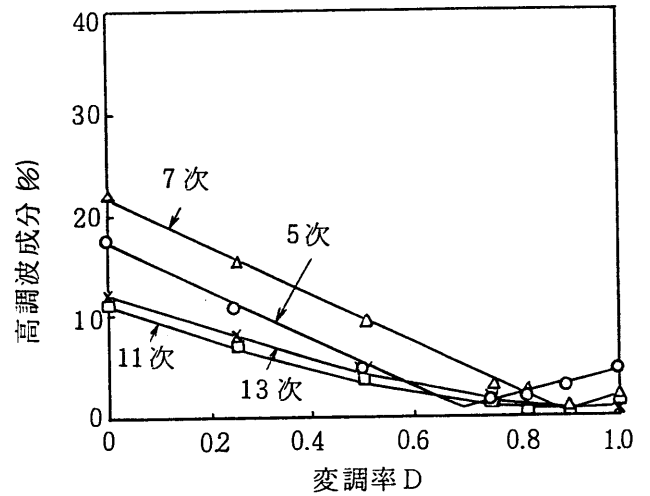
(a) 出力電圧 V_{UV}
(短絡パルス無)



(c) 出力電圧 V_{UV}
(短絡パルス有)

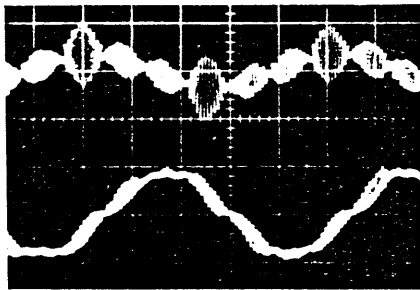


(b) 出力電流 I_{LU}
(短絡パルス無)

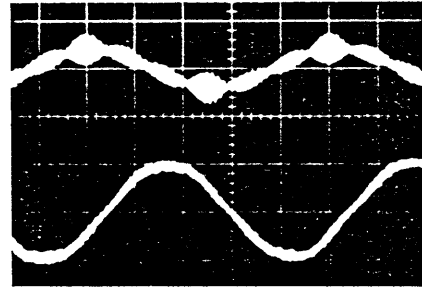


(d) 出力電流 I_{LU}
(短絡パルス有)

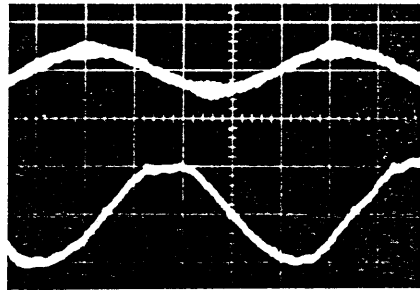
図 3.27 変調率と出力電圧・電流の低次高調波成分
(実測結果)



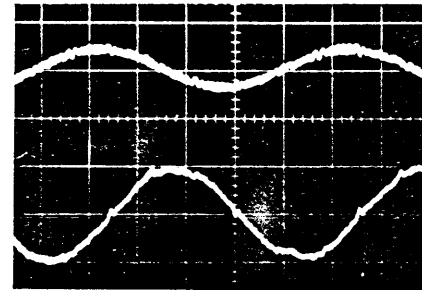
(a) パルス数 $M=25$



(b) パルス数 $M=49$



(c) パルス数 $M=99$



(d) パルス数 $M=199$

上：電圧 $500\text{V}/\text{div}$ ，下：電流 $10\text{A}/\text{div}$

時間軸： $10\text{ms}/\text{div}$

図 3.28 パルス数変化時の出力電圧・電流波形

前述のように、PWM電流には $3(M-1) \pm 1$ 次の高調波成分が最も多く含まれる。これらの成分の周波数が出力端コンデンサと誘導電動機とで決まる共振周波数に近いと、出力電圧・電流の振動が大きくなる。そこで、最も多く含まれる高調波成分の周波数と共振周波数とは離す必要がある。共振周波数 f_r は、

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(\ell_1 + \ell_2')}} \quad \dots\dots\dots (3.15)$$

ここで、 ℓ_1 : 誘導電動機の一次漏れインダクタンス
 ℓ_2' : 誘導電動機の二次漏れインダクタンス
 C : 出力端コンデンサの容量

であり、本試験装置の場合 $f_r = 941\text{Hz}$ である。

図3.28の $M = 25$ の場合は、最も多く含まれる高調波次数 $3(M-1) \pm 1$ は71次と73次成分である。インバータの出力周波数 f_i は20Hzなので、71、73次の周波数はそれぞれ1420Hz、1460Hzである。これらの周波数は共振周波数の約1.5倍であるが、この場合には、図の波形は振動が大きく、実用上問題がある。すなわち、最多高調波周波数と共振周波数は1.5倍程度の離し方では不十分ということになる。 $M = 49$ の場合は、最多高調波周波数は143次と145次、周波数では2860Hzと2900Hzで、共振周波数の約3倍である。 $M = 99$ では約6倍である。図の波形からパルス数 $M = 49$ 以上では実用上問題ない波形と見られるので、最多高調波周波数を共振周波数の3倍以上になるようにするのが、パルス数 M を選ぶ基準となる。したがって、

$$\{ 3(M-1) \pm 1 \} f_i > 3 f_r \quad \dots\dots\dots (3.16)$$

一般的には $M \gg 1$ と考えられるので、

$$M > f_r / f_i \quad \dots\dots\dots (3.17)$$

すなわち、(3.17)式を満足するようにパルス数 M の値(奇数)を選べば、実用上問題のない出力電圧・電流波形が得られる。 $M = 49$ 、 $f_i = 20\text{Hz}$ の場合、GTOサイリスタのスイッチング周波数は980Hzであり、本インバータでは比較的低いスイッチング周波数でもほぼ正弦波の出力電圧・電流波形を得ることができる。

図3.28には400V、11kW誘導電動機を無負荷で駆動したときの電圧・電流

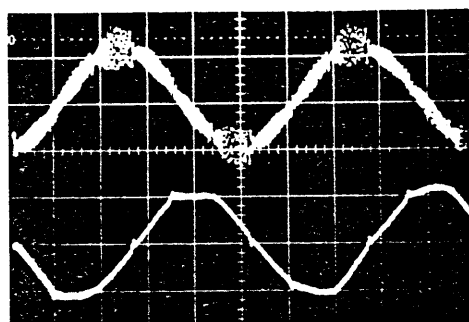
の測定結果を示したが、このほか、3.7kW、7.5kW、37kWの誘導電動機を駆動した場合についても同様の結果を得ている。

出力端に接続したコンデンサの容量を変えた場合の出力電圧・電流波形を図3.29に示す。電流波形はいずれの場合もほぼ正弦波になっているが、電圧波形は容量が小さいほど電流の極性反転付近の振動が大きくなっている。インバータ装置の小形化、低コスト化の観点からは、波形の改善はGTOサイリスタのスイッチング性能の限界までパルス数を増加させることにより行って、出力端コンデンサの容量はできる限り小さくすることが望ましい。しかし、コンデンサの容量を小さくすると、電圧の振動やスパイク電圧が大きくなる。また、これらは負荷電流に比例して大きくなる。したがって、これらの点を考慮してコンデンサの容量を決める必要がある。図3.29で、 $C = 3 \mu\text{F}$ の場合、電圧波形のひずみ率は19.6%で方形波の場合(約30%)と比べて小さい。しかし、振動およびスパイク電圧の影響で、定格負荷時にGTOサイリスタに加わる電圧は最大1050Vであり、これはインバータの定格出力電圧波高値の1.86倍である。このため過負荷運転などに対する余裕をとると、GTOサイリスタの耐圧の高いデバイスを使用しなければならず実用上は問題がある。 $C = 5 \mu\text{F}$ の場合には、定格負荷時のGTOサイリスタに加わる最大電圧は810Vで定格出力電圧の1.43倍であり、GTOサイリスタの耐圧は通常的设计余裕で良い。したがって、波形および最大印加電圧の両面からみて、実験に使用した400V、15kVAのインバータ装置では、出力端コンデンサ容量の適値は $5 \mu\text{F}$ である。コンデンサ容量 $5 \mu\text{F}$ は、インバータ容量の1.7%に相当する。したがって、本インバータでは出力端コンデンサの容量はインバータ容量の1.7%という小さな容量で十分であると言える。

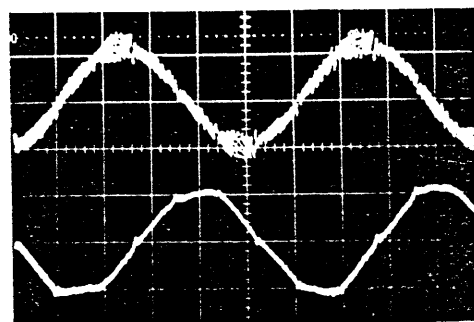
なお、コンデンサ容量として、サイリスタを用いた従来の電流形インバータでは、通常インバータ容量の20%程度の転流コンデンサが用いられている。これと比べると本インバータでは、コンデンサ容量を従来のサイリスタ式に比べて1/10程度以下に低減できることになる。

3.6 電動機駆動時の効率，騒音特性

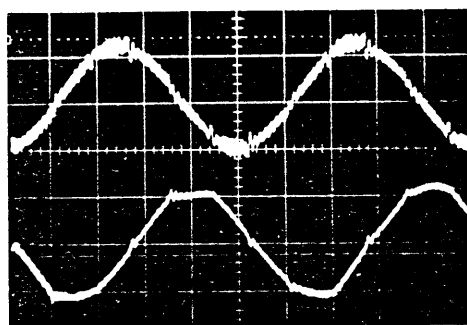
以上述べたように、本インバータは出力電圧・電流波形をおよそ正弦波状



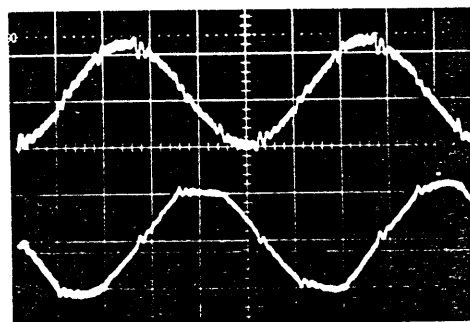
(a) $C = 2 \mu\text{F}$



(b) $C = 3 \mu\text{F}$



(c) $C = 5 \mu\text{F}$



(d) $C = 10 \mu\text{F}$

上：電圧 $200\text{V}/\text{div}$ ，下：電流 $10\text{A}/\text{div}$

時間軸： $10\text{ms}/\text{div}$

図 3.29 出力端コンデンサ容量変化時の出力電圧・電流波形

にすることができる。したがって、このインバータで誘導電動機を駆動した場合の効率や騒音は、商用の交流電源で駆動した場合に近くなると期待される。しかしながら、本インバータにおいても出力には前述のように高調波成分が含まれている。そこで実際に本インバータによって誘導電動機を駆動して、その特性を検討した。

本インバータで誘導電動機を駆動し、負荷トルクを変えたときの電動機の効率および騒音の測定結果を図3.30に示す。比較のため、従来のPWM制御電圧形インバータ及び商用電源駆動による特性も示す。なお、この特性は負荷装置の都合で、3.7kWの誘導電動機を使用して測定したものである。電動機的主要仕様は、定格電圧200V、定格電流14.5A、極数4、定格周波数50Hz、定格回転数1440rpmである。

同図より、本方式のインバータの場合、PWM制御電圧形インバータと比べて定格負荷時の電動機効率は約6%高く、騒音は約8dB低くなっており、商用電源駆動時とほぼ同程度である。

このように本インバータで駆動した誘導電動機の特性が従来のインバータで駆動した時の特性より大幅に改善され、商用電源駆動時に近くなったのは、本インバータの出力電圧・電流波形をほぼ正弦波化できた効果と考えられる。なお、本インバータによる電動機駆動特性の改善効果については、計算によっても検討されている[5]。

3.7 むすび

本章では、電流そのものにPWM制御を適用した誘導電動機駆動用の正弦波出力電流形インバータを開発した結果について述べた。まず、出力電圧・電流波形をともに正弦波に近づけるための、主回路の構成と動作および制御方法の基本的事項について述べた。この制御方法によって得られるPWM電流には、低次高調波の含有率はきわめて低く、残るのは高次高調波のみである。これらは小容量のコンデンサフィルタを並列に設置することにより容易に除去できる。

PWM電流の高調波を理論および実験により解析し、インバータの出力電圧・電流をより正弦波に近づけるための各パラメータの決定方法を明らかにした。すなわち、PWM制御における変調率（変調波と搬送波の振幅の比）

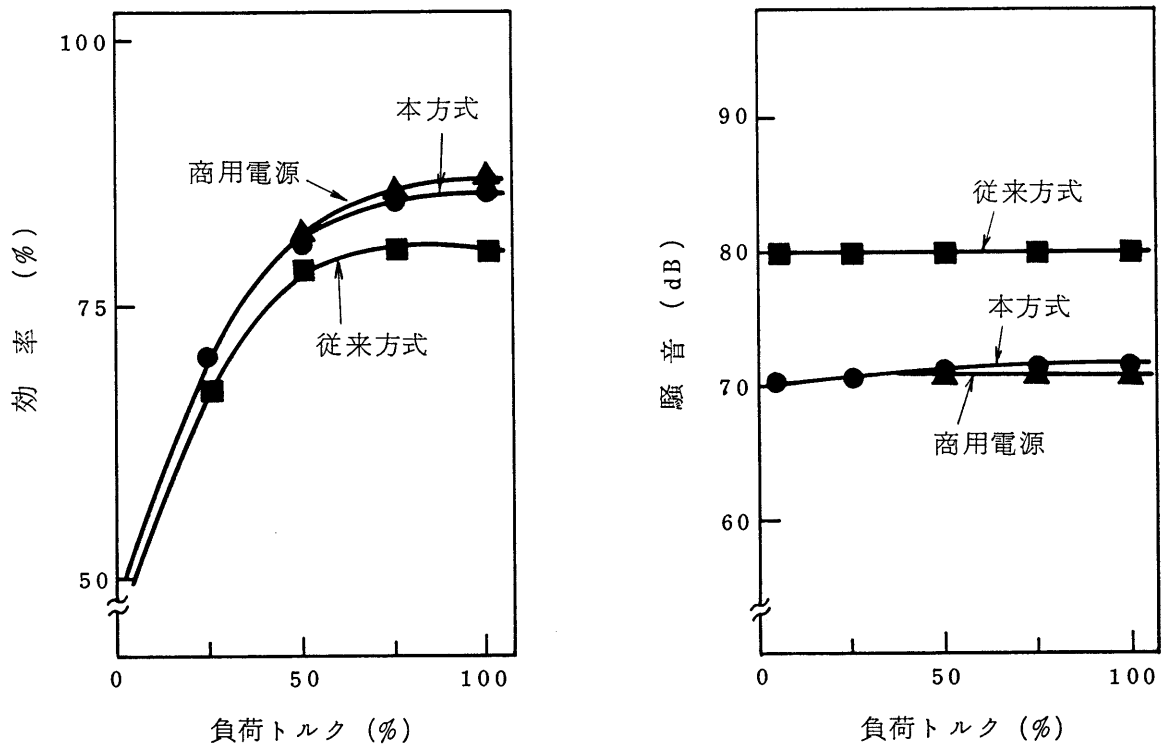


図 3.30 電動機効率，騒音特性比較

は、0.75以上に選ぶ必要がある。またPWM電流の半周期におけるパルス数をMとすると、最も多く含まれる高調波成分は $f_m = 3(M-1) \pm 1$ 次の周波数成分である。したがって f_m が出力端コンデンサの容量と誘導電動機の漏れインダクタンスとで決まる共振周波数の3倍以上になるようにパルス数Mを選ぶのが望ましい。本方式においては、出力端に接続するコンデンサの容量は、インバータ容量の1.7%という小さな容量で十分である。

この方式により試作したインバータで誘導電動機を駆動したところスパイク電圧が発生した。そこで、その現象の解明とその低減法を検討した結果、短絡パルスの導入によりスパイク電圧を実用上問題ない値に低減できた。

本インバータにより誘導電動機を駆動して、電動機の効率、騒音が従来のインバータに比べて大幅に改善されることを確認した。たとえば、3.7kW誘導電動機を駆動した場合、従来のPWM制御電圧形インバータ駆動時に比べ、定格周波数、定格負荷時の電動機効率は6%高く、騒音は8dB低い。これらの効率、騒音は、商用電源駆動時にほぼ等しい。

以上より、本研究で開発したインバータは誘導電動機の可変速運転に最適なインバータであることが確認された。

<参考文献>

- 1) 本部，上田，植田，「正弦波出力電流形GTOインバータのPWM制御法」，電学論B，106，7，pp.579-586（昭61）
- 2) M. Hombu, S. Ueda, A. Ueda, Y. Matsuda, "A New Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Output Voltage and Current", IEEE Trans., IA-21, 5, pp.1192-1198 (1985)
- 3) M. Hombu, S. Ueda, A. Ueda, "A Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Inputs and Outputs", IEEE Trans., IA-23, 2, pp.247-255 (1978)
- 4) 本部，上田，植田，松田，「正弦波出力電流形GTOインバータにおけるスパイク電圧発生とその抑制法」，電学半導体電力変換研究会資料，SPC-84-36（昭59）
- 5) 上田，本部，植田，松田，「正弦波出力電流形インバータ駆動誘導電動機の特性解析」，電学半導体電力変換研究会資料，SPC-86-46（昭61）

4.1 はじめに

第2章，第3章では，直流を交流に変換して交流電動機を制御するインバータについて述べた。ところで，インバータを商用電源から給電して用いる場合や，また直流電動機を駆動する場合などには，交流を直流に変換する順変換装置（コンバータ）が必要である。コンバータにおいては，その用途から，直流出力電圧の制御性が良いことが要求されるが，最近ではそれに加えて，電源からみた入力力率（以下，電源力率と略す）が高いこと，入力電流の高調波成分（以下，電源高調波と略す）が小さいことなどの要求が強くなってきている。そこで，これらの要求に応えるために，GTOサイリスタを用いた新しい方式のコンバータについて検討する。このコンバータは各種用途に適用できるが，特に本研究においてはエレベータ制御を対象に検討した。

まず初めに，直流電動機で駆動される直流エレベータシステムにおける電源力率の改善を目的に，三相ブリッジ接続コンバータの6アームのうちの3アームにGTOサイリスタを用い，残りの3アームには通常のサイリスタを用いる方式を検討する。このコンバータでは，GTOサイリスタで等パルス幅のパルス幅制御を行って直流出力電圧制御を行うことにより，出力電圧が低い場合にも電源力率の低下を避けることを目的とするものである。

次に，電源力率改善に加えて，電源高調波の低減をはかれるコンバータ方式について検討する。コンバータの全アームにGTOサイリスタを用い，これに与えるゲート信号は入力電流を正弦波状に流すPWMパターンを基準にする。さらに，直流電圧を制御するための短絡パルスを作成し，これと入力電流を正弦波状に流すPWMパターンとを合成して，各アームに与えるゲート信号とする。このような方式のコンバータの，ゲート信号の発生方法，直流電圧制御方法，入力（電源）電流の高調波特性などを検討する。また，電源側コンバータにおいて重要な要因である，交流電源側インピーダンスがコンバータの各特性に与える影響についても検討する。さらに，このコンバータの応用，および第3章で述べたインバータと組み合わせたシステムとしての運転特性について検討する。

4.2 等パルス幅制御コンバータの動作と特性

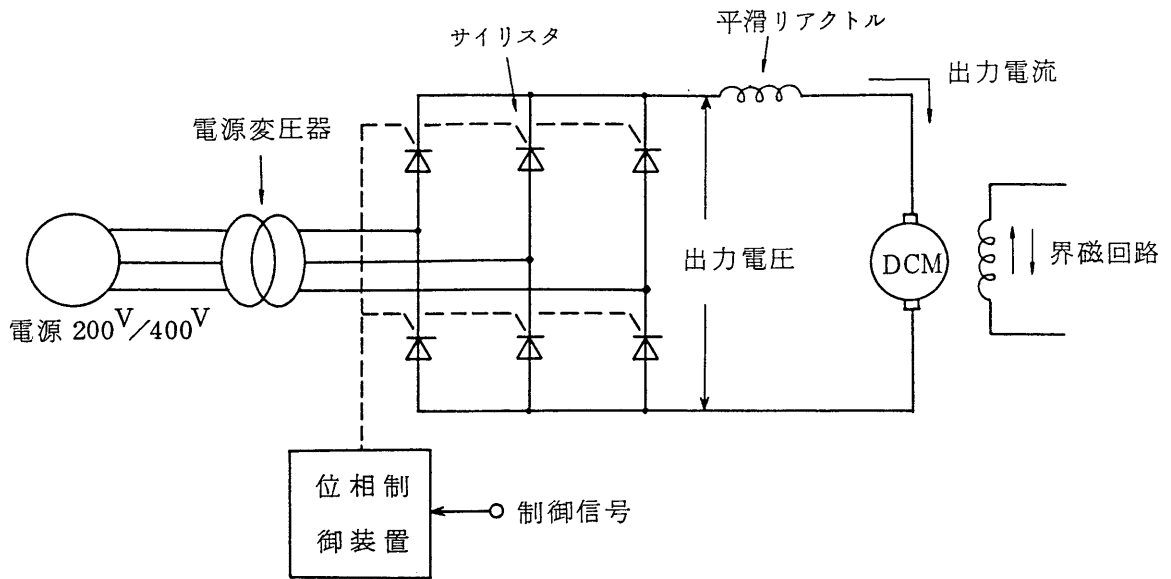
4.2.1 直流エレベータ制御用コンバータ

直流電動機で駆動されるエレベータ（直流エレベータと呼ばれる）の速度制御には、サイリスタレオナードと界磁制御とを組み合わせた方式が従来用いられている〔1〕。ここではこれをサイリスタコンバータ方式と呼ぶことにする。この方式は、低消費電力と制御性能の点ですぐれた方式であるが、いくつかの問題がある。そこで、まず、従来の直流エレベータ制御システムの構成と問題点について述べる。

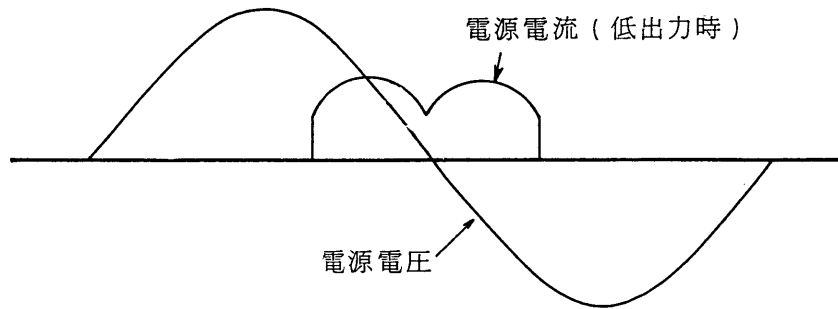
サイリスタコンバータ方式の構成と動作波形を図4.1に示す。この方式では、出力電圧の制御はサイリスタの位相制御により行う。したがって、交流電源電圧と電源電流の位相関係は、出力電圧が低い場合には電流は電圧に対して遅れが大きくなり、電源力率が低下する。また、電源電圧と標準的な負荷電動機の定格電圧とは必ずしも整合がとれていないため、電動機に印加する電圧が定格電圧のときでも位相制御角が大きくなり、このために力率が低くなる。通常は、これを回避するために電源変圧器が挿入される。また、出力電圧波形について見ると、低出力の場合、図4.1(c)に示すように電圧のリプルは大きく、電流も同図(d)のように電源周波数の6倍の周波数の大きなリプルを含んでいる。これらの電圧・電流リプルは電動機から電磁騒音が発生する原因となっており、騒音低減のために平滑リアクトルや直流フィルタを挿入しているが、電力損失や機器据付面積が増大する。

なお、図4.1の方式において、所要トルクが大きい領域では界磁電流は一定値とし、電機子電流をトルク指令の絶対値に比例して一方向に制御するが、所要トルクが小さい領域では電機子電流は一定値とし、界磁電流をトルク指令に比例して正負連続に制御している。これにより、制御指令に対して電動機トルクが線形に制御できる。

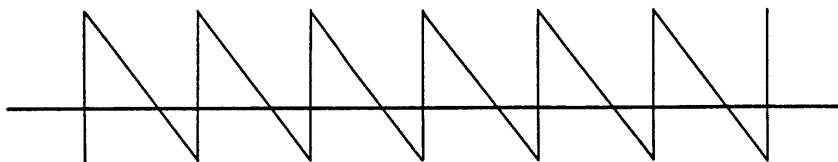
エレベータ運転において、標準的な加速度パターンを与えてエレベータ速度を求め、これに基づいて運転時の力率を計算した例を図4.2に示す。電源変圧器がない場合は、力率は定格速度（360m/min）で0.64，1階床運転（75m/min）では0.13という低い値になっている。1階床運転に限らず、エレベータの運転は零速度から出発するので、力率の低い状態で運転される時間が



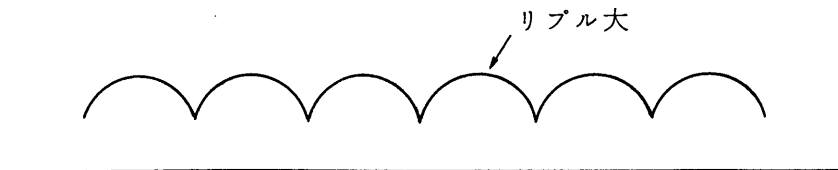
(a) サイリスタコンバータの回路構成



(b) 電源の電圧及び電流波形



(c) 出力電圧波形 (低出力時)



(d) 出力電流波形 (低出力時)

図 4.1 従来方式 (サイリスタコンバータ式) の回路及び動作波形

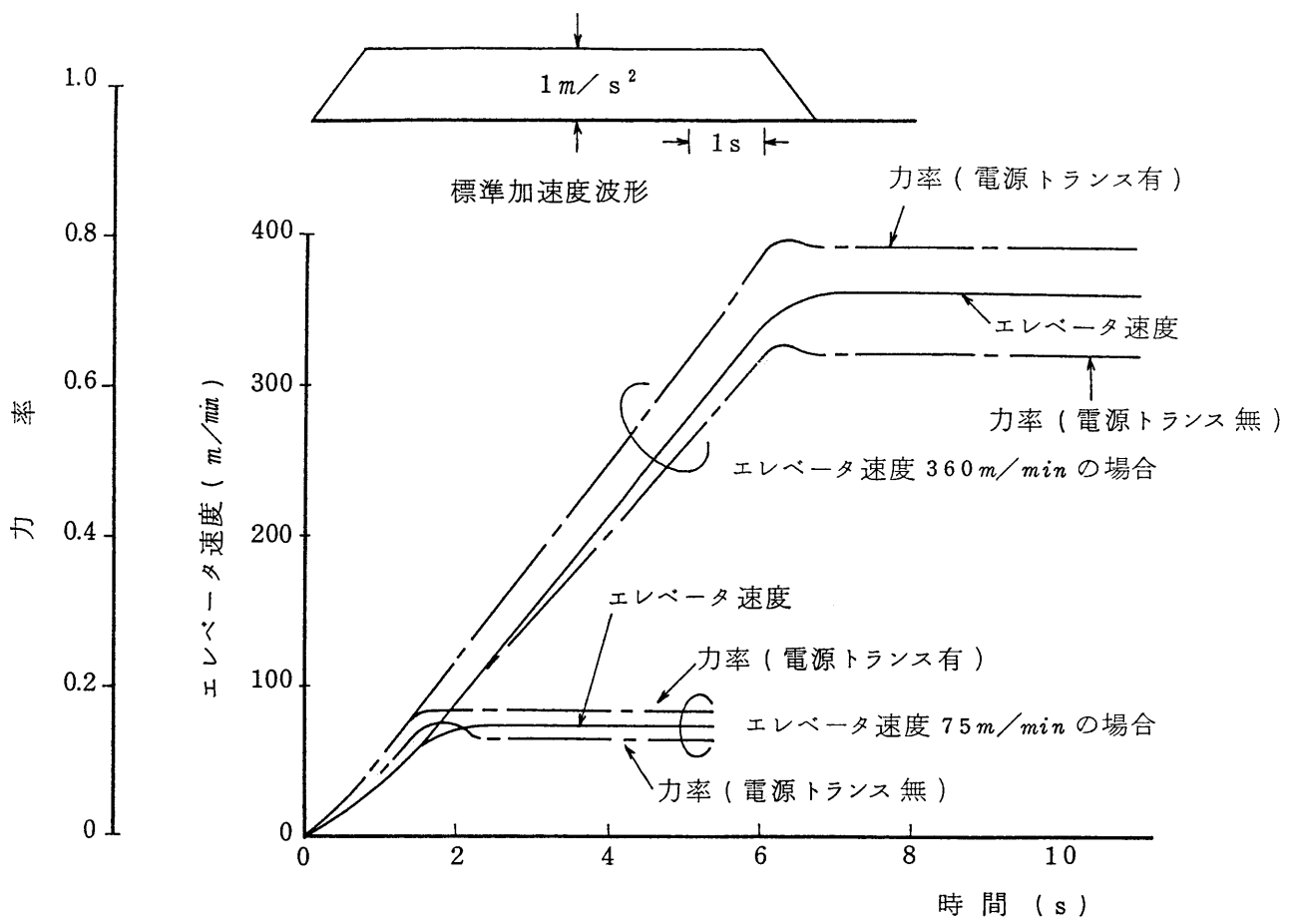


図 4.2 サイリスタコンバータ方式の力率特性

長いことになる。

これらの点をまとめると、次のようになる。

- (a) サイリスタコンバータ方式は、出力電圧が低い状態では力率が悪い。エレベータは低い速度で運転している時間が長いので、この短所は影響が大きい。
- (b) 電圧を整合させるための電源変圧器や、電流を平滑化するためのリアクトルのような付属機器が必要である。

このような従来の方式に対して、サイリスタコンバータの6アームのサイリスタのうちの、3アームあるいは6アームをGTOサイリスタに置きかえて、パルス幅制御を行うことにより力率を改善する方式が提案されている[2][3]。しかしながら、GTOサイリスタには最小オン・オフ時間の制約があるため、パルス幅制御のみでは出力電圧を零まで連続的に制御できないという短所があり、エレベータ制御に適用するのは難しい。

そこで、エレベータ制御などに適した直流電動機の新しい制御法を検討する。これは、二つの制御を組み合わせたGTOコンバータの制御法で、一つは出力電圧が高い領域におけるパルス幅制御、他の一つは出力電圧が低い領域でパルス幅を最小値に保った状態での位相制御である。このような制御により、直流電圧の正負の最大値から零までの広い領域で、力率改善と電圧の制御性が良いことの両立が可能になる。

新しいコンバータ方式として、3アームのみにGTOサイリスタを用いる3GTOコンバータと、6アームすべてにGTOサイリスタを用いる6GTOコンバータが考えられる。両者を比べると、3GTOコンバータの方が装置コストの点で有利であるが、高調波の低減効果は劣る。しかし、3GTOコンバータにおいても、通常サイリスタコンバータシステムに比べると力率改善などの点で非常に良い性能が期待できるので、まず3GTOコンバータ方式を検討する。なお、パルス幅制御と位相制御を併用する制御の基本的な方法は、6GTOコンバータにも応用することが可能であるが、この点については4.3節以下で述べることにする。

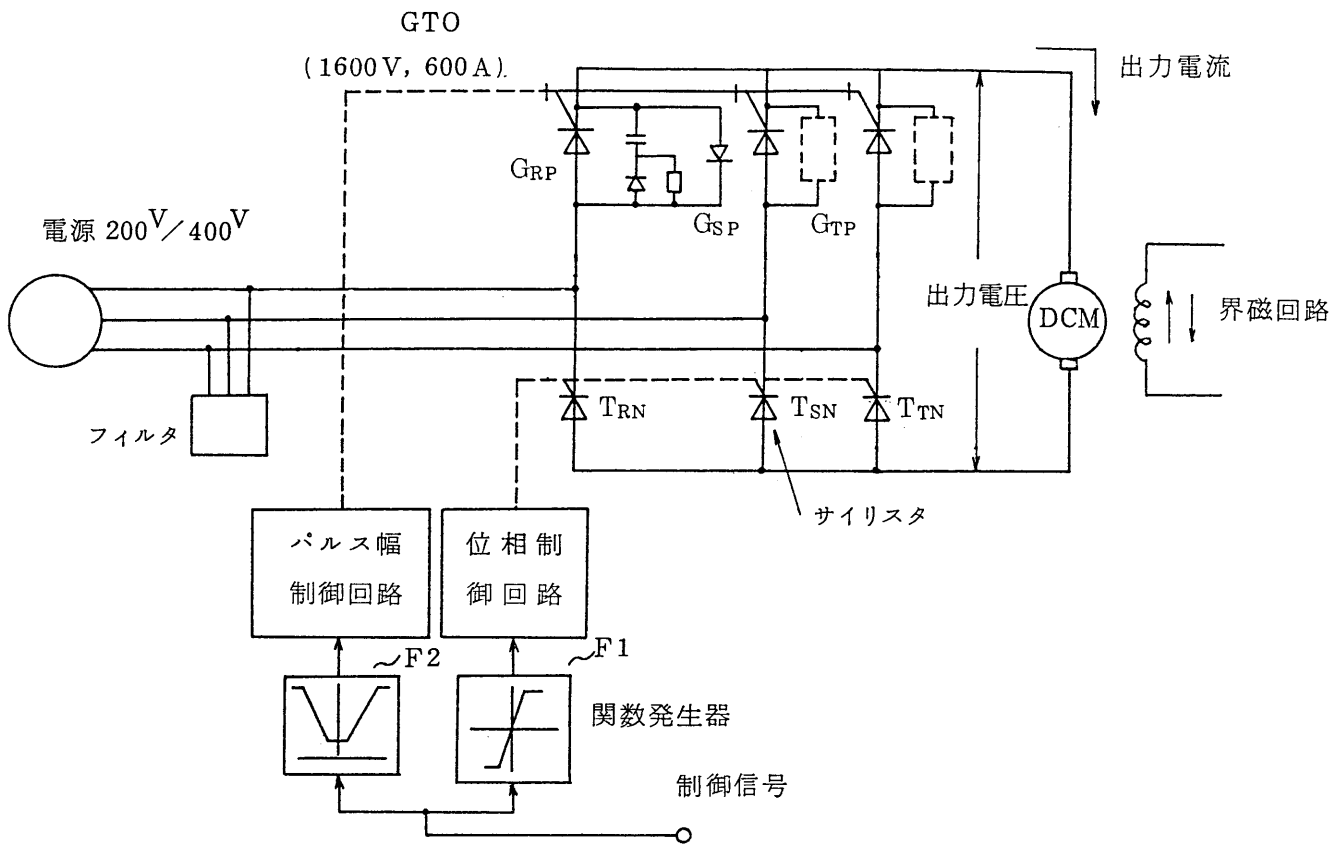


図 4.3 3 G T O コンバータの回路構成

4.2.2 等パルス幅制御コンバータの回路構成と動作

力率改善を目的とする3GTOコンバータ方式の構成を図4.3に示す〔4〕。直流電動機の電機子電流を制御するコンバータは、ブリッジの正側の3アームにGTOサイリスタを用いる。制御回路は、二つの関数発生器、パルス幅制御回路、位相制御回路で構成される。関数発生器は、パルス幅制御信号と位相制御信号を発生する。コンバータの制御時点を定めるパルス幅制御回路と位相制御回路は、二つの関数発生器の出力信号によって動作する。制御信号は、電流の指令値と実測値の偏差に応じた値である。GTOコンバータにより力率の改善が可能なので、電源電圧と負荷電圧を整合させる変圧器は省略できる。また、電機子電流は、GTOコンバータで高周波チョッピングされてリップルが小さい波形となるため、平滑リアクトルも省略できる。

制御信号に対するパルス幅と位相制御角の関係を図4.4に示す。図示のように、制御はパルス幅制御領域と位相制御領域とがある。

パルス幅制御領域は、制御信号（電圧）の絶対値が大きい場合の制御領域である。この場合位相制御角は、最大値または最小値に固定される。パルス幅は、制御信号の絶対値に比例させる。正規化制御信号 Y の大きさによって、動作領域は次に示す六つの領域に分けられる。

- (i) $Y > Y_X$ の場合 … パルス幅制御の通流率 γ は最大値 γ_M に、位相角 α は最小値 α_N に固定される。
- (ii) $Y_X \geq Y > Y_N$ の場合 … 位相角 $\alpha = \alpha_N$ 一定で、通流率 γ は最大値 γ_M から最小値 γ_N まで変化する。すなわち、この領域は位相角一定で通流率のみを制御する領域である。電源力率はほぼ1を保ちつつ直流電圧を制御する。
- (iii) $Y_N \geq Y \geq 0$ の場合 … 通流率 $\gamma = \gamma_N$ 一定で、位相角 α は最小値 α_N から90度まで変化する。すなわち、この領域は位相制御により電圧を制御する。
- (iv) $0 > Y \geq -Y_N$ の場合 … 回生運転時、直流電圧の絶対値が低い範囲で、(iii)の場合と同様に位相制御により直流電圧を制御する。
- (v) $-Y_N > Y \geq -Y_X$ の場合 … 回生運転時で、短絡パルス幅制御により直流電圧制御を行う領域である。

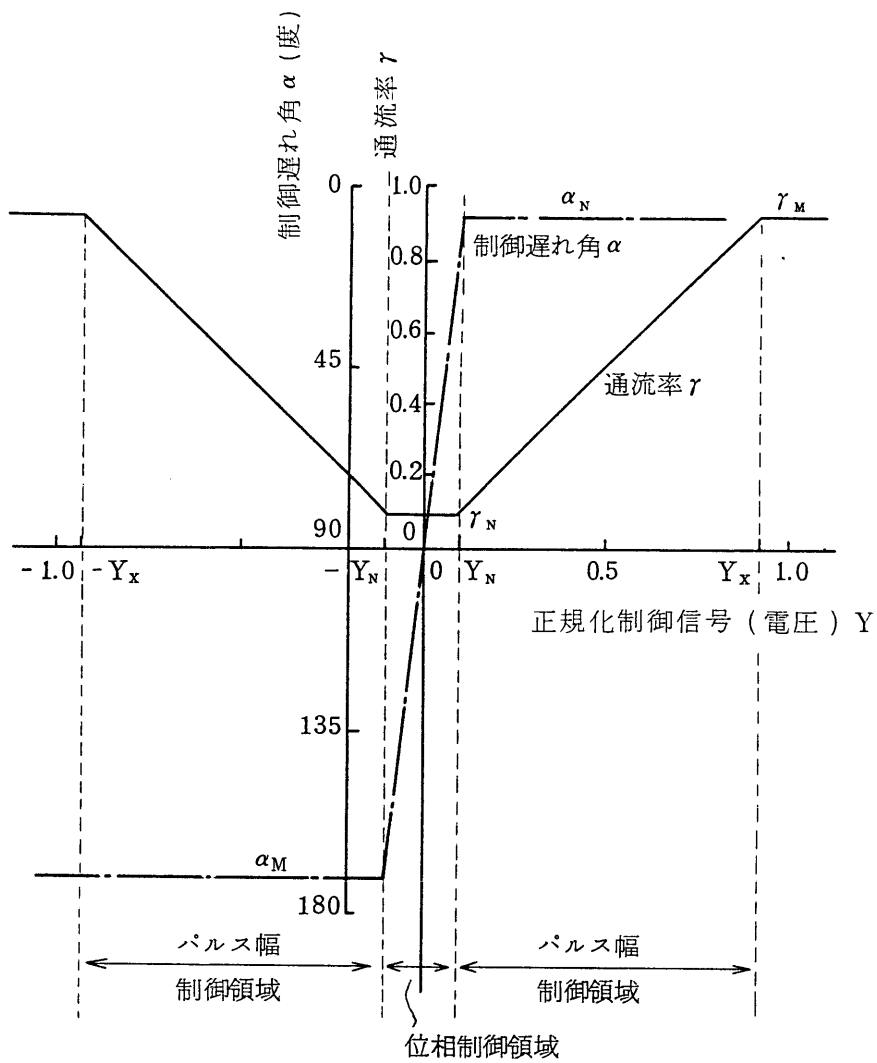


図 4.4 パルス幅制御と位相制御の特性

(vi) $-Y_x > Y$ の場合 …… 通流率 $\gamma = \gamma_m$, 位相角 $\alpha = \alpha_m$ に固定され, 直流電圧は負極性の最大値一定となる。

パルス幅制御における通流率 γ の可変範囲は GTOサイリスタの許容最小オン・オフ時間より決まる。すなわち, GTOサイリスタでは, ターンオン・ターンオフ時間やスナバ回路の充放電時間等の関係から最小オン・オフ時間が制限される。そしてゲート信号パターンのオンパルス幅, オフパルス幅をこの値以下にすることはできない。ここではチョッピング周波数 1.2kHz で $\gamma = 0.1 \sim 0.9$ としている。その結果, パルス幅は $83.3 \mu s$ から $750 \mu s$ となる。この範囲では, 入力電流は電源電圧とほぼ同相で基本波力率は最大 (ほぼ 1) になる。制御信号に対する出力電圧と力率の特性を図 4.5 に示す。位相制御領域は, 制御信号の絶対値が小さい場合の制御領域である。パルス幅の最小値は, GTOサイリスタの最小オン・オフ時間の制約があるため, 零までは制御できないので, 出力電圧を零まで制御するために位相制御を用いる。パルス幅を最小値に固定し, 位相制御角は制御信号に比例して両極性に変化させる。この領域では位相を制御するため, 力率は最大にはならない。しかしながら, この領域は全制御領域から見ると一部分であるため, この領域で力率が改善されないことは, あまり問題にはならない。GTOサイリスタの最小オン・オフ時間が短くなれば, パルス幅制御領域をさらに大きくして位相制御領域を小さくすることができる。

出力電圧と交流側線電流の波形を図 4.6 に示す。R 相を代表例として示しているが, S, T 相も同様である。GTOサイリスタにより交流電圧を高周波でチョッピングするので, 電流はチョッピング周波数でオン・オフされる。図は, 抵抗負荷で, 電流が断続的に流れる場合を示している。出力直流電圧が出ている期間は電力は電源から負荷に流れる。この時点では R 相の GTOサイリスタと, S または T 相のサイリスタが導通している。出力直流電圧が零の期間は, 負荷回路のリアクトルに蓄えられた電流が循環する。この時点では, 同じ相の GTO とサイリスタが導通している。

GTOコンバータの動作を図 4.7 によって説明する。図 4.3 の正極側 3 アームの GTOサイリスタ G_{RP}, G_{SP}, G_{TP} および負極側 3 アームのサイリスタ T_{RN}, T_{SN}, T_{TN} に与えるゲート信号 (オン信号) と, 電源電圧の関係が示

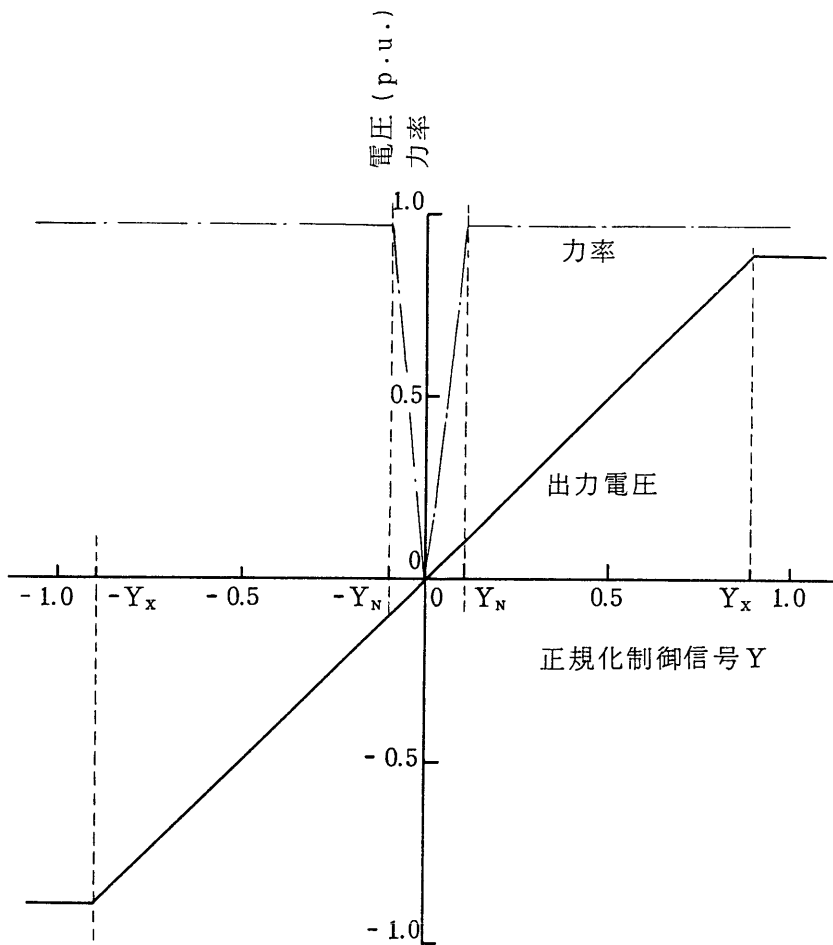
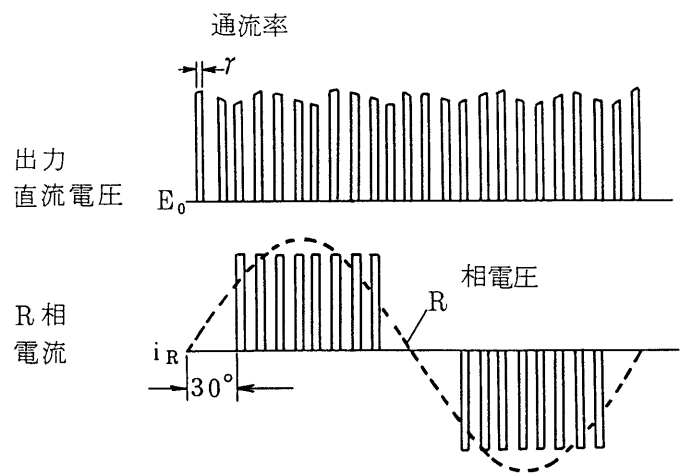
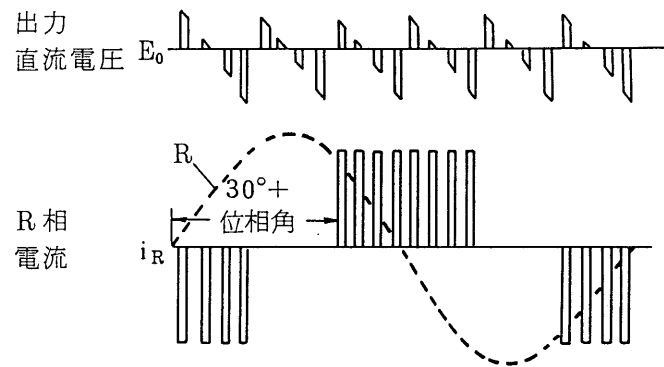


図 4.5 出力電圧と力率



(a) パルス幅制御領域



(b) 位相制御領域

図 4.6 出力電圧と入力電流波形

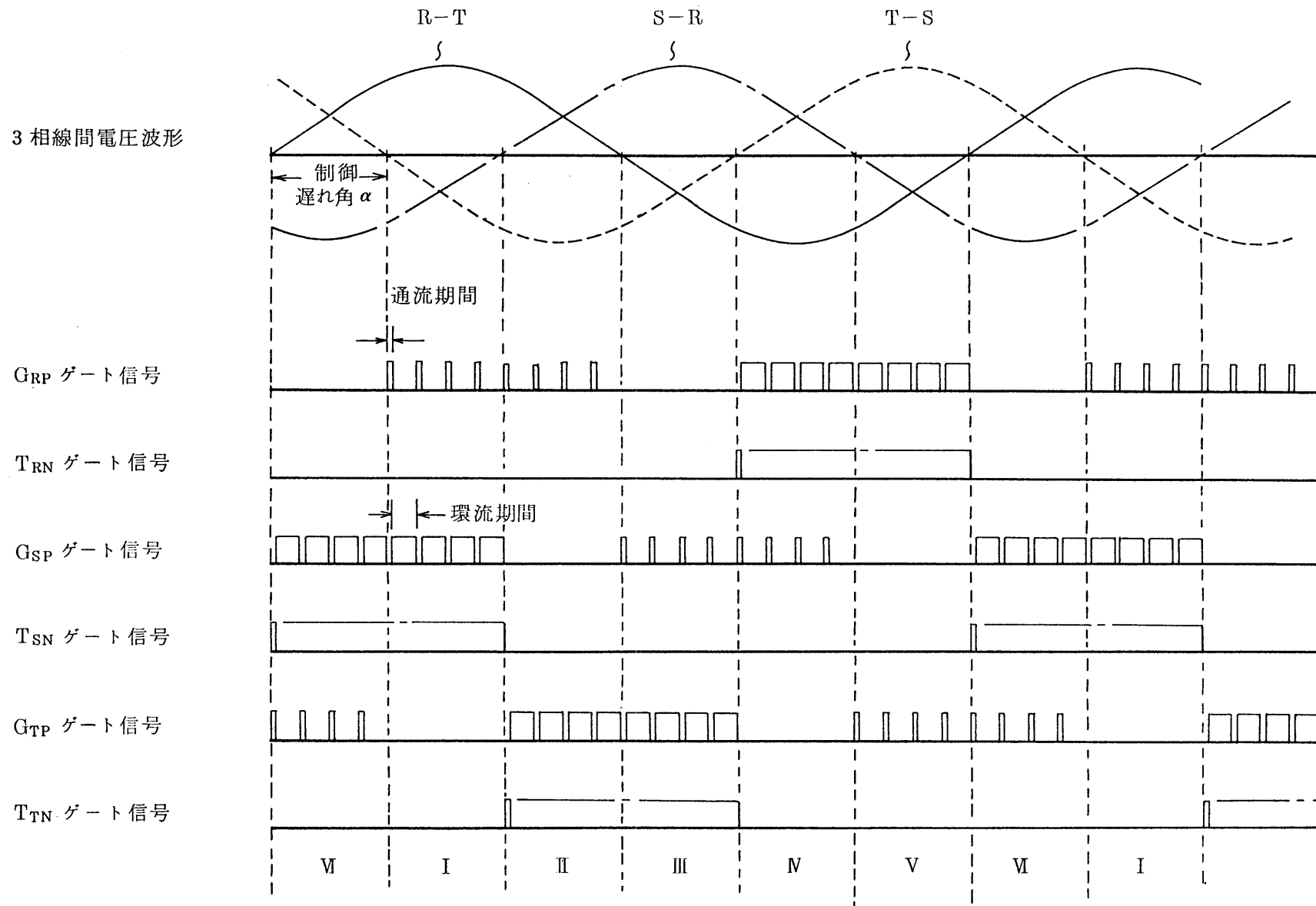


図 4.7 GTO式高力率コンバータ動作のタイムチャート

されている。この動作は、六つの区間の繰り返しである。

- (a) 区間Ⅰ：GTOサイリスタ G_{RP} が、制御遅れ角 α の時点から、通流率 γ で数回（図は4回を示す）オン・オフを繰り返す。オンの期間に、 G_{RP} とサイリスタ T_{SN} の組み合わせで電流が流れ、RS線間電圧によって負荷に電力が供給される。このような状態を「通流動作」と呼ぶことにする。次に G_{RP} をオフすると同時に G_{SP} をオンする。この状態は $(1-\gamma)T_0$ の期間続く（ T_0 はパルス幅制御周期）。この G_{SP} と T_{SN} の組み合わせで電流が流れる期間は、負荷は電源から切り離されて、その端子間が短絡された状態となる。負荷が誘導性であれば循環電流が流れ続ける。以後、これを「環流動作」と呼ぶ。この通流動作と環流動作を数回繰り返した後に次の区間へ移る。
- (b) 区間Ⅱ：区間Ⅰから区間Ⅱへ移る間に、サイリスタ T_{SN} から T_{TN} に転流する。通流動作は、 G_{RP} と T_{TN} の組み合わせで電流が流れ、RT線間電圧によって負荷に電力が供給される。また、環流動作は G_{TP} と T_{TN} の組み合わせで循環電流が流れる。区間Ⅰと同様に、この通流動作と環流動作を数回繰り返した後に次の区間へ移る。
- (c) 区間Ⅲ～Ⅵ：区間Ⅰ、Ⅱと同様に、それぞれ通流動作と環流動作とを数回繰り返して次の区間へ移り、区間Ⅵを終了すると動作は再び区間Ⅰに移る。

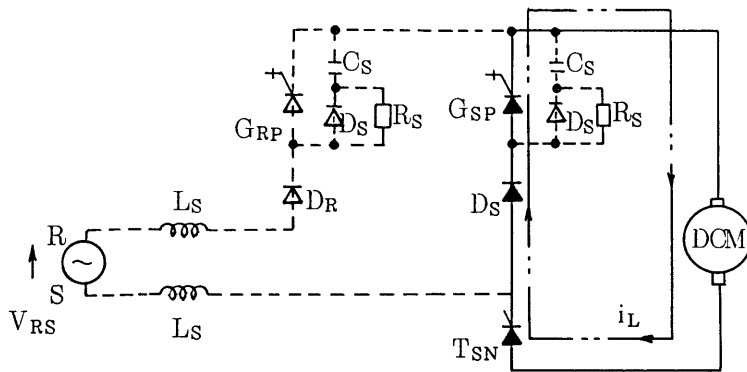
ここで、図4.7は制御遅れ角 α が60度の場合を示している。この状態は、通流率 γ が最小値0.1に固定されており、制御信号に応じて制御遅れ角 α が変化する位相制御領域である。

4.2.3 ターンオフ時の過電圧と抑制方法

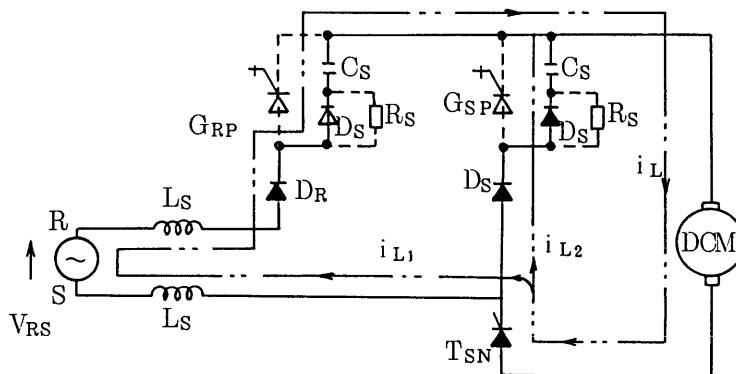
GTOコンバータでは、GTOサイリスタがターンオフする時に過電圧が発生することが考えられる。過電圧発生は、環流動作終了時と通流動作終了時の二つの場合が考えられる。そこで、この過電圧の発生機構とその抑制方法について検討する。

(1) 環流動作終了時の過電圧

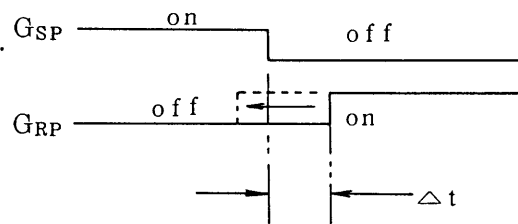
環流動作終了時の過電圧発生機構を図4.8により説明する。ここでは、三



(a) 環流動作状態の電流



(b) 環流動作から通流動作へ移行時の電流



(c) ゲートパルスの状態

図 4.8 環流動作終了時の過電圧発生

相のうちR相とS相を例にとって説明するが，他の相の組み合わせの場合でも動作は同様である。同図(a)は環流動作を示し，S相のGTOサイリスタ(G_{SP})とサイリスタ(T_{SN})が導通している。循環電流が図の i_L のように流れ，この状態では過電圧の問題は生じない。

環流動作が終了して通流動作に移るとき，過電圧が発生する。図4.8(b)に，移行時の電流の状態を示す。 G_{SP} がターンオフすると，循環電流 i_L は i_{L1} と i_{L2} とに分かれ，各スナバコンデンサに流入する。そして G_{SP} と G_{RP} のアノード・カソード間に過電圧が発生する。

この過電圧 v_c は，図4.8(c)に示した二つのアームのオフ，オンの時間差 Δt と負荷電流 i_L に比例し，スナバコンデンサ容量に反比例する。 i_{L1} の経路には電源インダクタンスがあるため立ち上がりは小さくなる。そこで i_{L2} が i_L にほぼ等しいとすると，過電圧 v_c の概略値は次の式で求めることができる。

$$v_c \doteq \frac{1}{C_s} \cdot \Delta t \cdot i_L \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

(4.1)式から明らかのように，過電圧 v_c を小さくするには， Δt を小さくすればよい。このため，図4.8(c)に破線で示すように， G_{SP} をオフする前に G_{RP} をオンさせるようにした。このようなゲート条件にすれば， G_{SP} は G_{RP} の点弧による逆電圧によって消弧されるので，過電圧が発生することはない。

このような，ゲートパルスの重ね合わせを行った場合と，重ね合わせを行わない場合のGTOサイリスタのアノード・カソード間電圧を図4.9に示す。ゲートパルスの重ね合わせによって過電圧を抑制できることが示されている。

(2) 通流動作終了時の過電圧

通流動作終了時の過電圧発生機構を図4.10によって説明する。同図(a)は通流動作での電流の流れ方を示す。 G_{RP} と T_{SN} がターンオンし，通流電流は i_L のように流れる。この状況では未だ過電圧は発生しない。

通流動作から G_{SP} と T_{SN} による環流動作へ移る時に過電圧が発生する。図4.10(b)に，移行時の電流の状態を示す。移行時に， G_{RP} と G_{SP} のゲートパルスを重ね合わせれば，負荷側の電流は G_{SP} と T_{SN} を流れるため過電圧の発生原因にならない。しかしながら，ゲートパルスを重ね合わせたとしても電

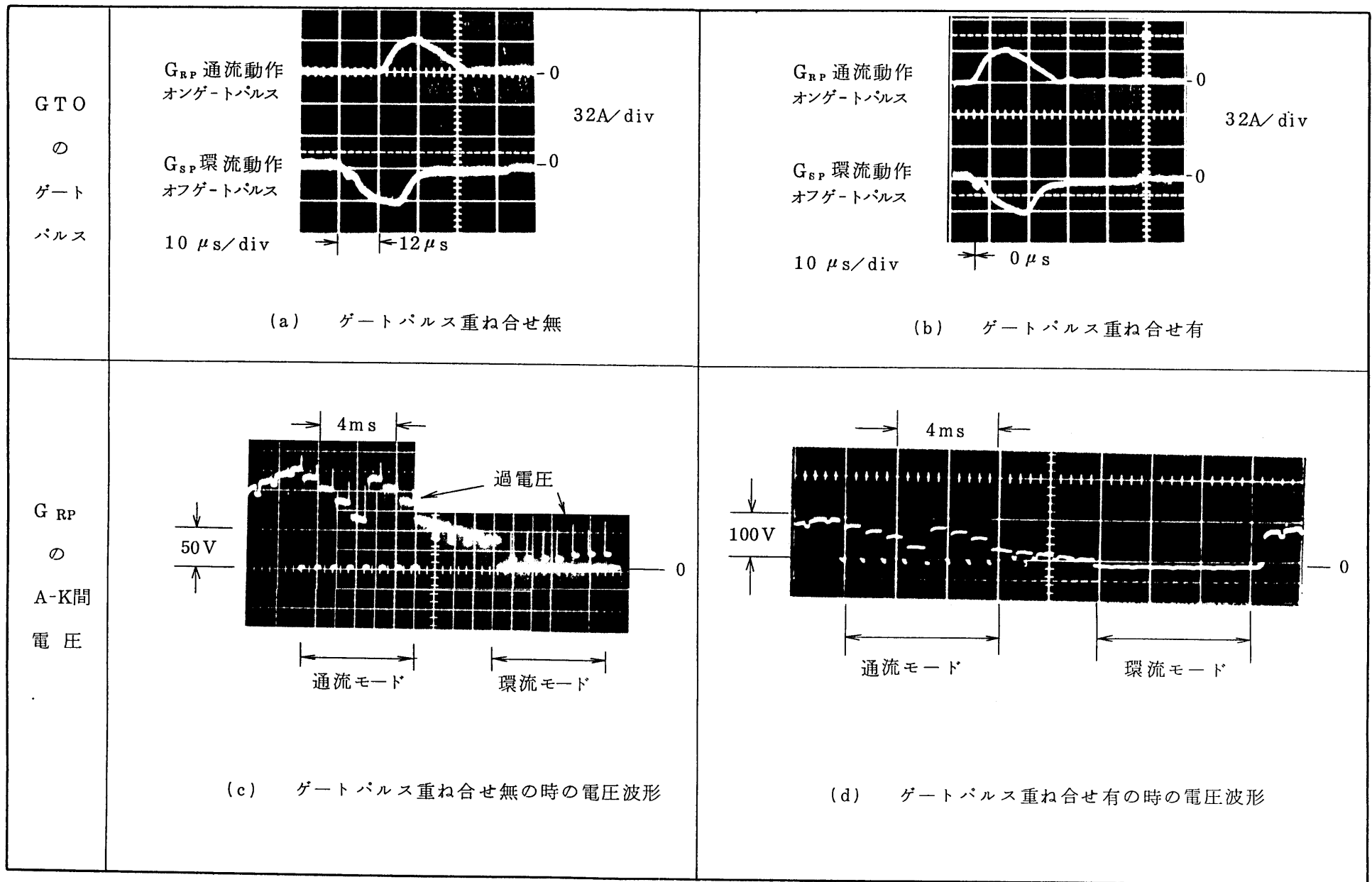
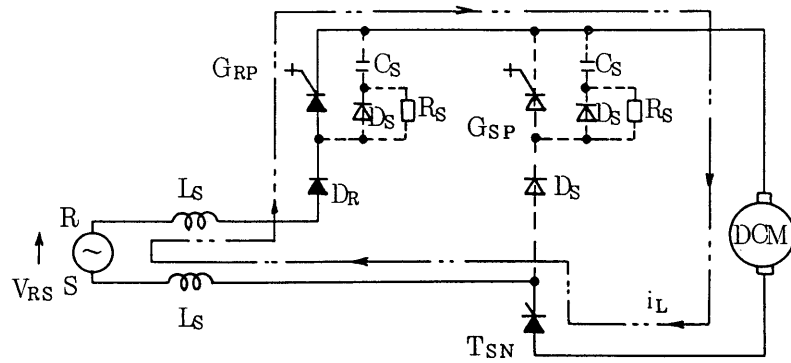
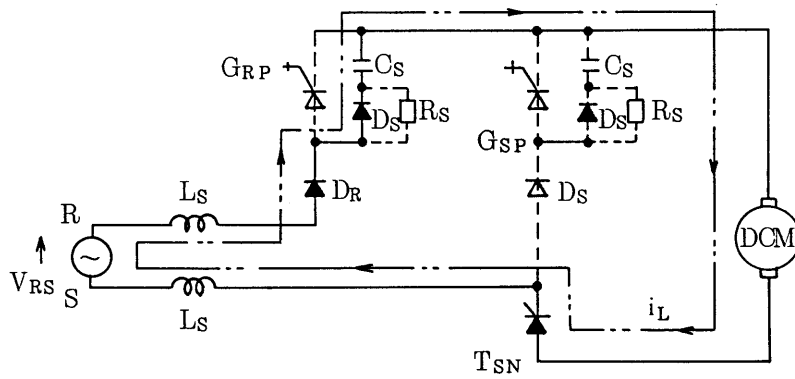


図 4.9 還流動作終了時における過電圧抑制効果



(a) 通流動作状態の電流



(b) 通流動作から環流動作へ移行時の電流

図 4.10 通流動作終了時の過電圧発生

源側インダクタンス L_s に蓄えられたエネルギーがスナバコンデンサ C_s を充電し， G_{RP} のアノード・カソード間に過電圧が発生する。この過電圧の大きさ v_{AK} は，次式で近似できる。

$$v_{AK} \doteq i_L \sqrt{\frac{2L_s}{C_s}} + v_{RS} \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

ここで， v_{RS} は電源電圧（線間）の瞬時値である。

この過電圧はゲートパルスの重ね合わせでは抑制できない。過電圧は，負荷電流 300 A の場合には電源電圧ピーク値の 2.8 倍以上になり，GTOサイリスタの耐圧の高いデバイスを使用しなければならない。そこで，過電圧を吸収するためにフィルタを接続することを検討した。

まず，接続するフィルタとして，コンデンサと抵抗の直列回路からなるフィルタ（CRフィルタ）を検討したが，フィルタ損失が大きくなる。これはシステムとして考えた場合に，省電力の点から好ましくない。そこで，次に，コンデンサとリアクトルからなるフィルタ（LCフィルタ）について検討した。その構成を図4.11(a)に示す。GTOサイリスタがターンオンした時，フィルタコンデンサ C_f からの急峻な電流が流れ込むため，その変化率 (di/dt) を抑える目的でリアクトル L_f を挿入している。

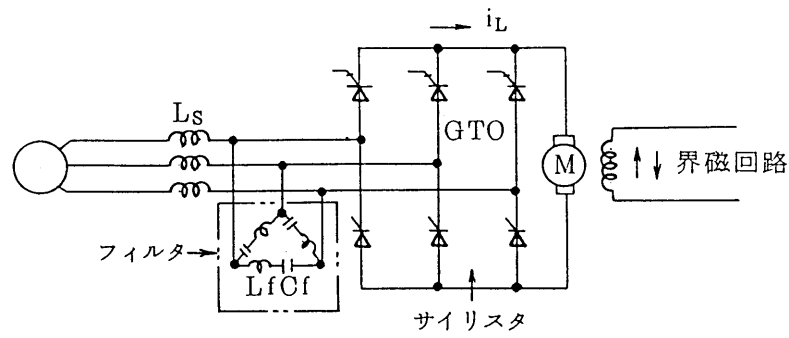
このフィルタの定数設定条件として，次の2項目が重要である。

- (i) フィルタの共振周波数は，GTOコンバータのチョッピング周波数から離れていること，また，電源に含有されている高調波成分の周波数からも離れていること。
- (ii) 電源リアクトルの蓄積エネルギーを吸収でき，GTOサイリスタの電圧耐量に余裕がとれること。このときの過電圧は次式で近似できる。

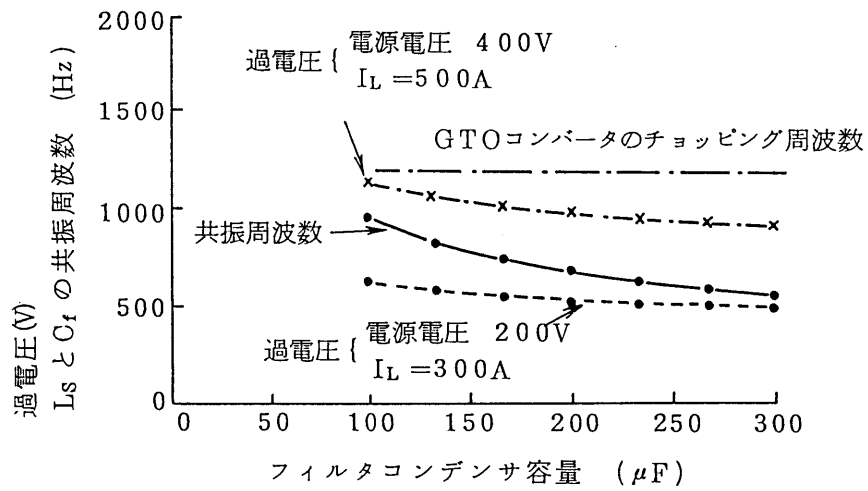
$$v_{AK} \doteq \sqrt{\frac{2L_s}{(3/2)C_f}} \cdot i_L + v_{RS} \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

フィルタコンデンサを変化させた場合の，過電圧およびフィルタの共振周波数を図4.11(b)に示す。この結果から，フィルタコンデンサ容量を $200 \mu F$ と決定した。

次に，フィルタリアクトル L_f による (di/dt) 抑制効果を検討した。測定結果を図4.12に示す。GTOサイリスタの di/dt 耐量である $200 A/\mu s$ に対して，余裕をみて L_f は $10 \mu H$ とした。



(a) LCフィルタを接続したGTOコンバータ回路



(b) 過電圧と共振周波数

図 4.1.1 LCフィルタを接続した場合の過電圧

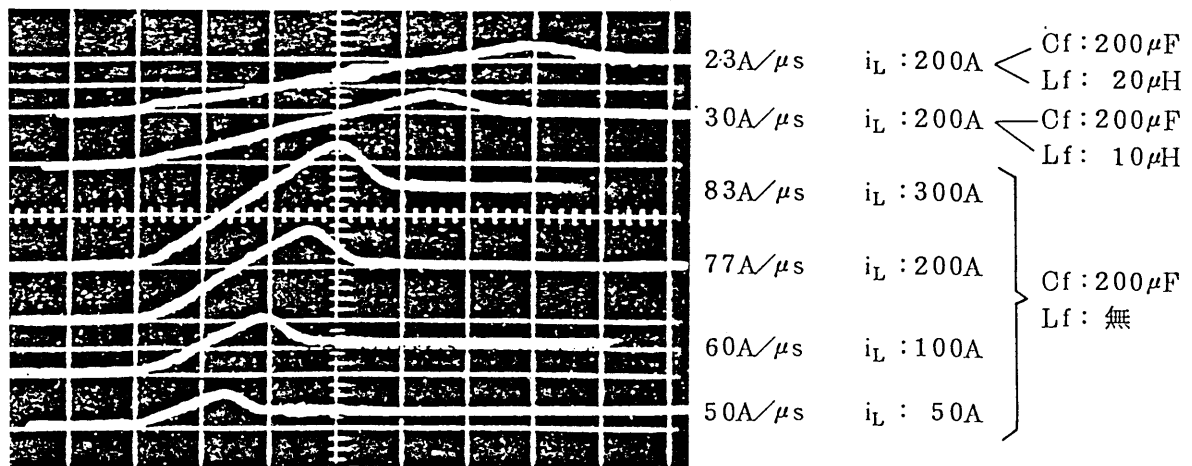


図 4.1.2 フィルタ定数と電流変化率 (di/dt)

図4.13に、GTOサイリスタのアノード・カソード間電圧波形を示す。同図(a)は、ゲートパルスの重ね合わせは行っているが、フィルタは接続しない場合である。負荷電流は定格値より相当小さい条件であるが、過電圧が顕著に現われている。なお、この測定では、GTOサイリスタを破壊しないように、電源電圧を定格値より小さくしている。この結果から、定格負荷電流(500A)、定格電源電圧(400V)の場合には、過電圧の値はGTOサイリスタの耐電圧(ここでは1600Vのデバイスを用いた)を越えることが容易に推定できる。

同図(b)は、フィルタ(コンデンサ200 μ F,リアクトル10 μ H)を接続した場合の波形で、過電圧が十分抑制されているのがわかる。

4.2.4 等パルス幅制御コンバータの応用

GTOコンバータを直流電動機制御に適用した場合の皮相電力、消費電力等の特性を、サイリスタコンバータの場合と比較して検討した。

図4.14に、エレベータ運転の地上等価試験によって皮相電力を測定した結果を示す。皮相電力は、一次側の交流電流と電圧との積であり、電源設備機器の容量を決める上で重要な量である。負荷電流をパラメータとし、出力電圧を変数として皮相電力を求めた結果を図に示しているが、この結果から次のことが言える。

(a) GTOコンバータ方式の皮相電力は、すべての領域においてサイリスタコンバータ方式より小さい。

(b) 皮相電力の低減の度合は、出力電圧の低い領域ほど大きい。

出力電圧が低い領域で力率が改善されることから皮相電力が減少し、システムとしては電源設備容量の低減が可能となる。

電動機電流の波形を図4.15に示す。図は、電流100Aの場合である。サイリスタコンバータの場合には、6mHの平滑リアクトルを接続しても、電流リップル率は4.7%である。これに対してGTOコンバータでは、平滑リアクトル無しでも、リップル率は1.7%である。GTOサイリスタで高周波チョッピング制御をしているので、電動機電流波形が改善され、平滑リアクトル無しでも良好な波形となる。

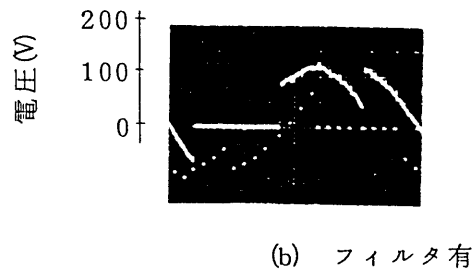
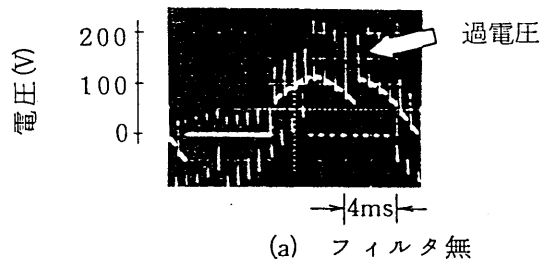


図 4.13 GTOサイリスタの電圧波形

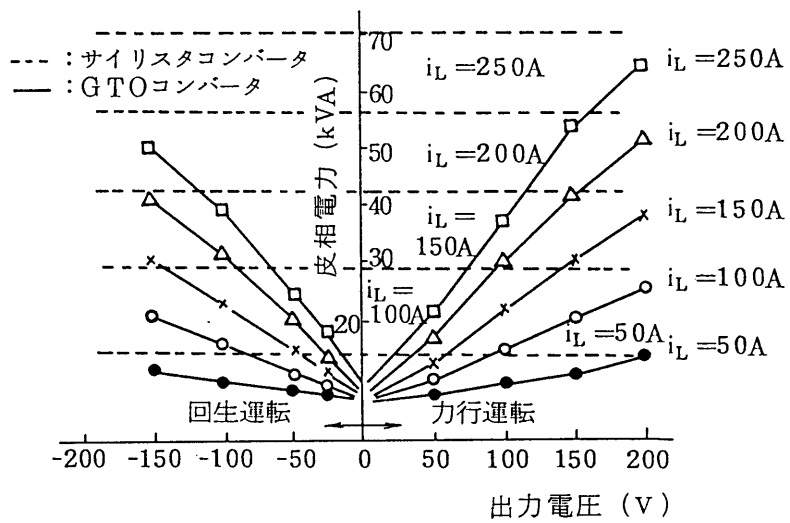
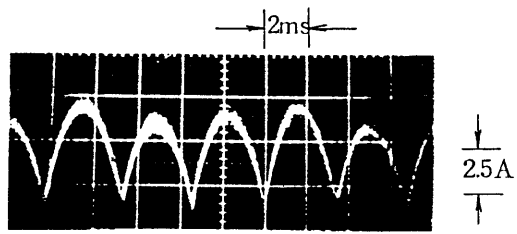
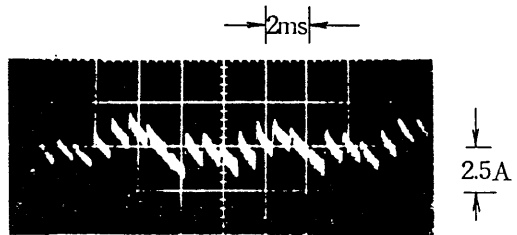


図 4.14 皮相電力測定結果



$L_{DC} = 6 \text{ mH}$
リプル = 4.7%

(a) サイリスタコンバータ



$L_{DC} = 0$
リプル = 1.7%

(b) GTOコンバータ

図 4.15 電動機電流波形の比較

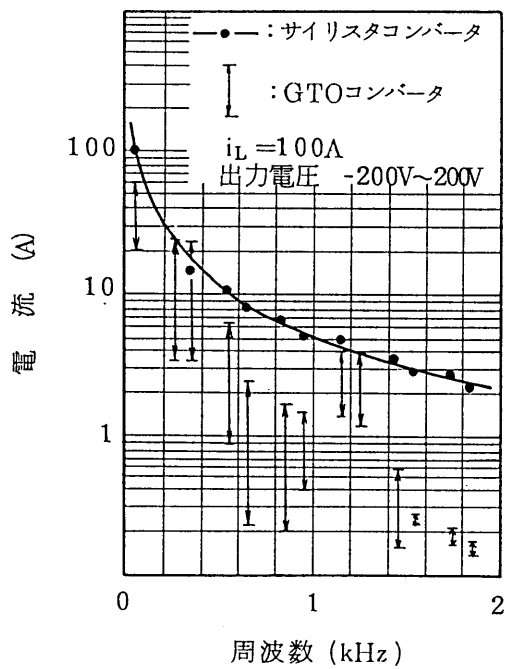


図 4.16 電源電流の高調波成分

電源側の高調波電流の特性を図4.16に示す。GTOコンバータの電流はパルス幅制御によって変化するが、高調波電流の大きさはサイリスタコンバータに比べて小さい。

GTOコンバータを用いたエレベータ制御システムの構成を図4.17に示す。このような構成で、エレベータ運転時の諸特性をサイリスタコンバータ方式と比較評価した[5]。

図4.18(a)に皮相電力の特性を示す。エレベータ運転条件は、積載荷重1000kg，速度150m/minで，3階床上昇運転である。GTOコンバータ方式の皮相電力はサイリスタコンバータ方式よりかなり小さくなっていることがわかる。これらの運転において，GTOコンバータ方式ではパルス幅制御領域と位相制御領域との制御モードの切り替えが行われているが，電機子電流波形は滑らかに制御されている。同図(b)に，積載荷重条件を変化させて，所定の階床間を一往復したときの皮相電力量を示す。GTOコンバータ方式では，皮相電力はサイリスタコンバータ方式の約50%に低減できる。

図4.19は，積載荷重を変化させて，所定の階床を往復したときの消費電力量を示す。GTOコンバータ方式では，力率の改善及び主変圧器と平滑リアクトルが省略できるため，消費電力量は約20%低減できる。

以上の比較検討により，GTOコンバータ方式は，エレベータ制御システムに応用した場合に，力率と消費電力の改善，電源変圧器と平滑リアクトルの省略の点で大きな効果があることが明らかになった。

4.3 正弦波入力PWMコンバータの構成と動作

4.3.1 主回路構成と基本動作

第4章の前半において述べたコンバータは，電源力率の改善と直流電流リップルの低減には大きな効果があるが，交流入力電流の高調波低減効果は十分ではない。一方，最近の電源側コンバータに対する要求としては，電源力率改善とともに入力電流の高調波の低減が強く要求されるようになってきている。このような要求に応え，さらにインバータとの組み合わせや直流負荷の制御に適した電源側コンバータを開発すべく検討した。

高性能のコンバータを開発するにあたり，正弦波出力電流形インバータと

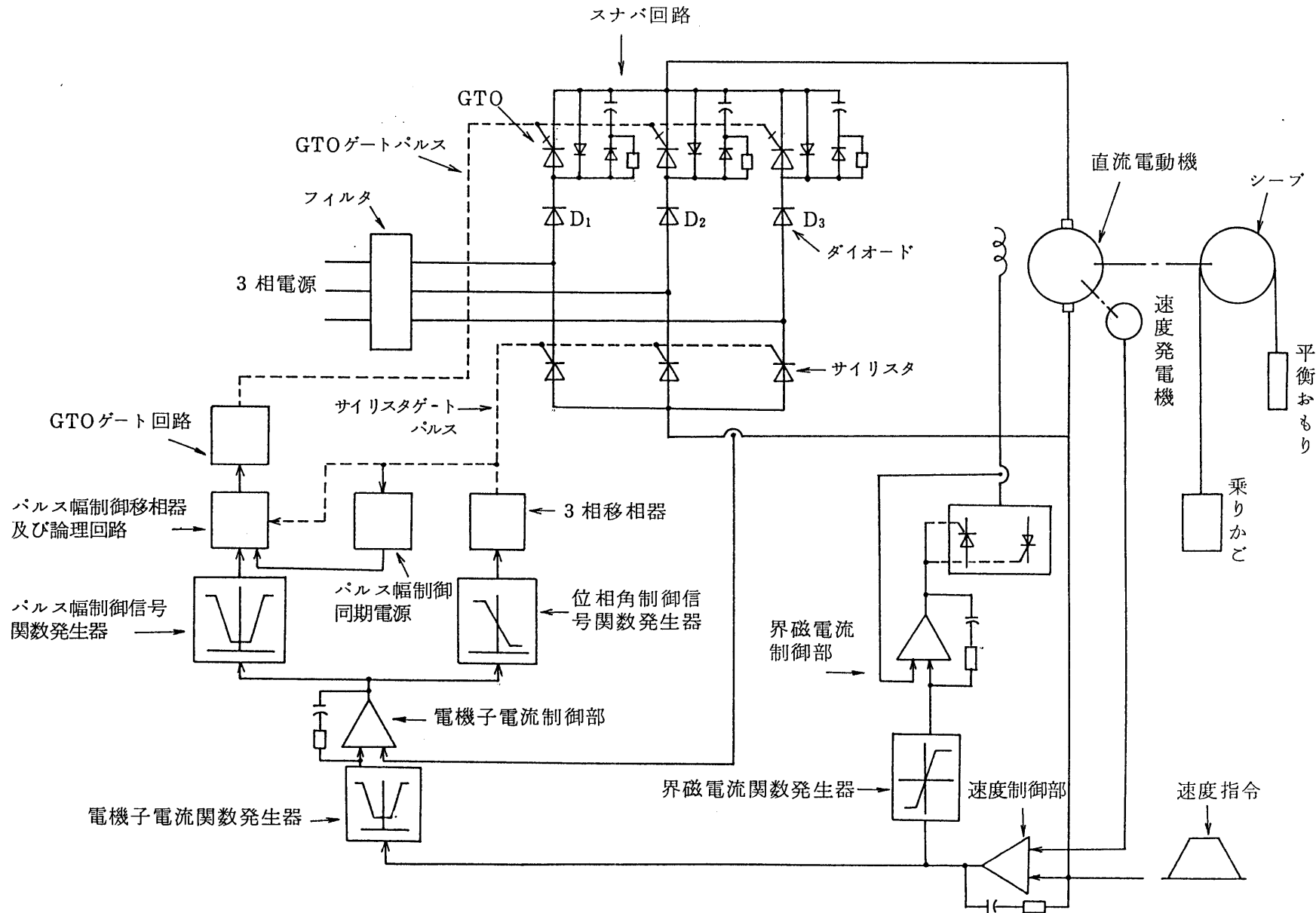
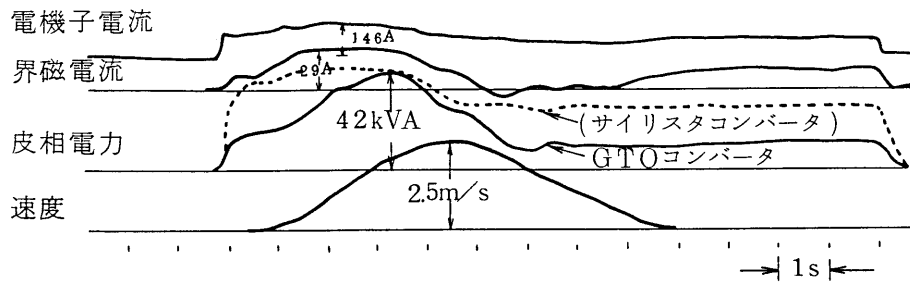
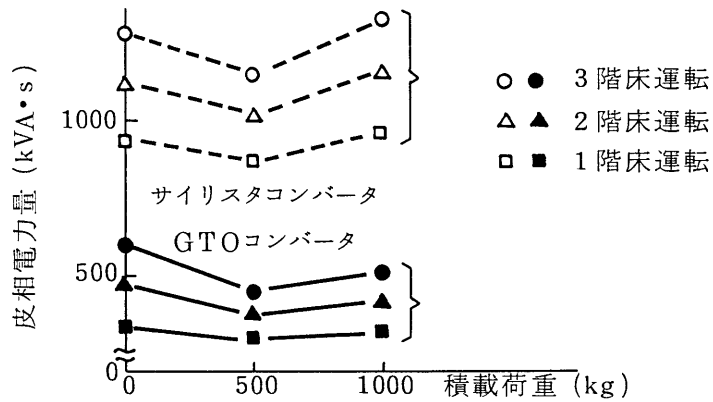


図 4.17 高力率GTOコンバータによる省電力型直流エレベータの制御回路構成



(a) オシログラム



(b) 皮相電力量比較

図 4.18 皮相電力特性

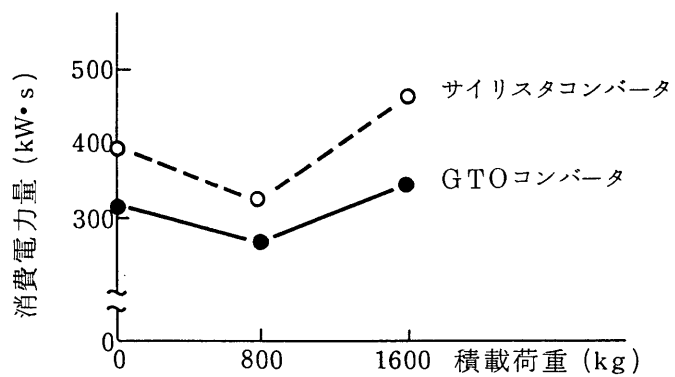


図 4.19 往復運転時の消費電力量比較
 (480m/分, 1600kgのエレベータ)

組み合わせて使う場合の整合性を考慮し、また、インバータとコンバータの対称性に着目して、図4.20の構成とすることにした〔6〕。この基本的な構成は、第3章で述べた正弦波出力インバータと同様である。すなわち、GTOサイリスタで構成した三相ブリッジ回路の交流入力端にコンデンサを接続するだけの簡単な構成である。入力端コンデンサは、GTOサイリスタのスイッチング時に発生する過電圧の吸収と、電源電流波形改善のためのフィルタ機能を兼ねる。コンバータの出力側は、電流平滑用の直流リアクトルを介して負荷に接続される。

ここで、以下に述べるように三相ブリッジ回路の交流端子には、入力電流が正弦波になるようにPWM制御されたパルス電流 (i_{CR} , i_{CS} , i_{CT}) を流すので、以下これをPWM電流と称す。また、入力端に接続されたコンデンサより電源側には、PWM電流の高調波成分が入力端コンデンサに吸収され、正弦波状の電流 i_R , i_S , i_T が流れるが、以下これを入力電流と称す。

このコンバータの基本動作波形を図4.21に示す。基本的なPWMパターンとして、入力（電源）電流を正弦波化するためのパルス（正弦波パターン）を与えるが、このパターンは正弦波出力インバータの場合と同様である。アームRPに与えるゲート信号 P_{RP} において、期間Ⅰ、Ⅱ、Ⅲのパルスはこれに相当する。期間Ⅴのパルスは直流電圧制御のための短絡パルスである。これらのパルス発生方法の詳細については4.3.2で述べる。

主回路のGTOサイリスタである $G_{RP} \sim G_{TN}$ に、ゲート信号 $P_{RP} \sim P_{TN}$ をそれぞれ与える。期間Ⅰでは、SNアームのGTOサイリスタ (G_{SN}) は常時オンしており、一方SPアーム G_{SP} は短絡パルスに従ってオン・オフする。 G_{SP} がオンすると直流側短絡の状態となり、直流電圧および各相のPWM電流 i_{CR} , i_{CS} , i_{CT} の瞬時値は零になる。したがって直流出力電圧はパルス状の電圧となるが、直流電流はリアクトルによって平滑化されて脈動の小さい電流になる。また、PWM電流 i_{CR} , i_{CS} , i_{CT} は、パルス幅が正弦波の振幅にほぼ比例するように分布したパルス電流であり、高調波成分は入力端コンデンサに吸収され、入力（電源）電流はほぼ正弦波状になる。

図4.21における期間Ⅰを例にとって、各パターンの作り方および主回路動作を説明する。図4.22に示すように、まず正弦波パターンPを、振幅Aの三

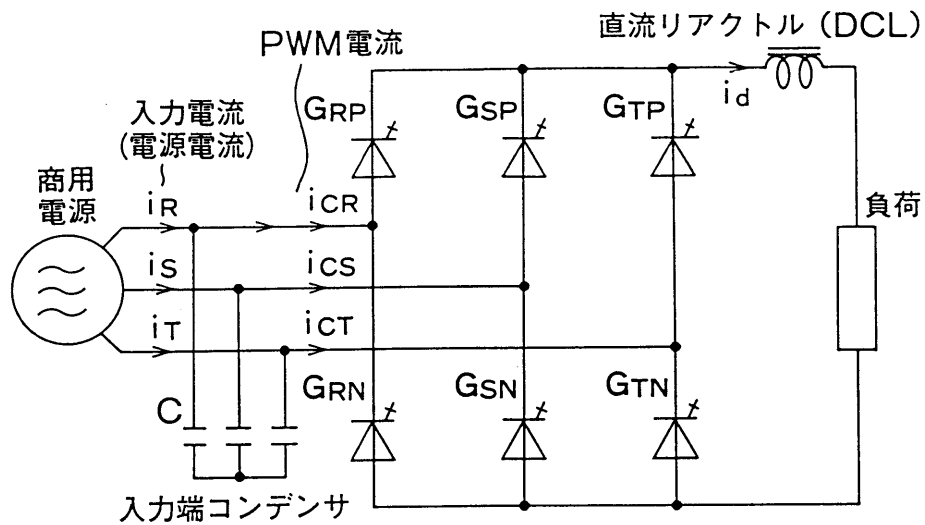


図 4.20 主回路構成

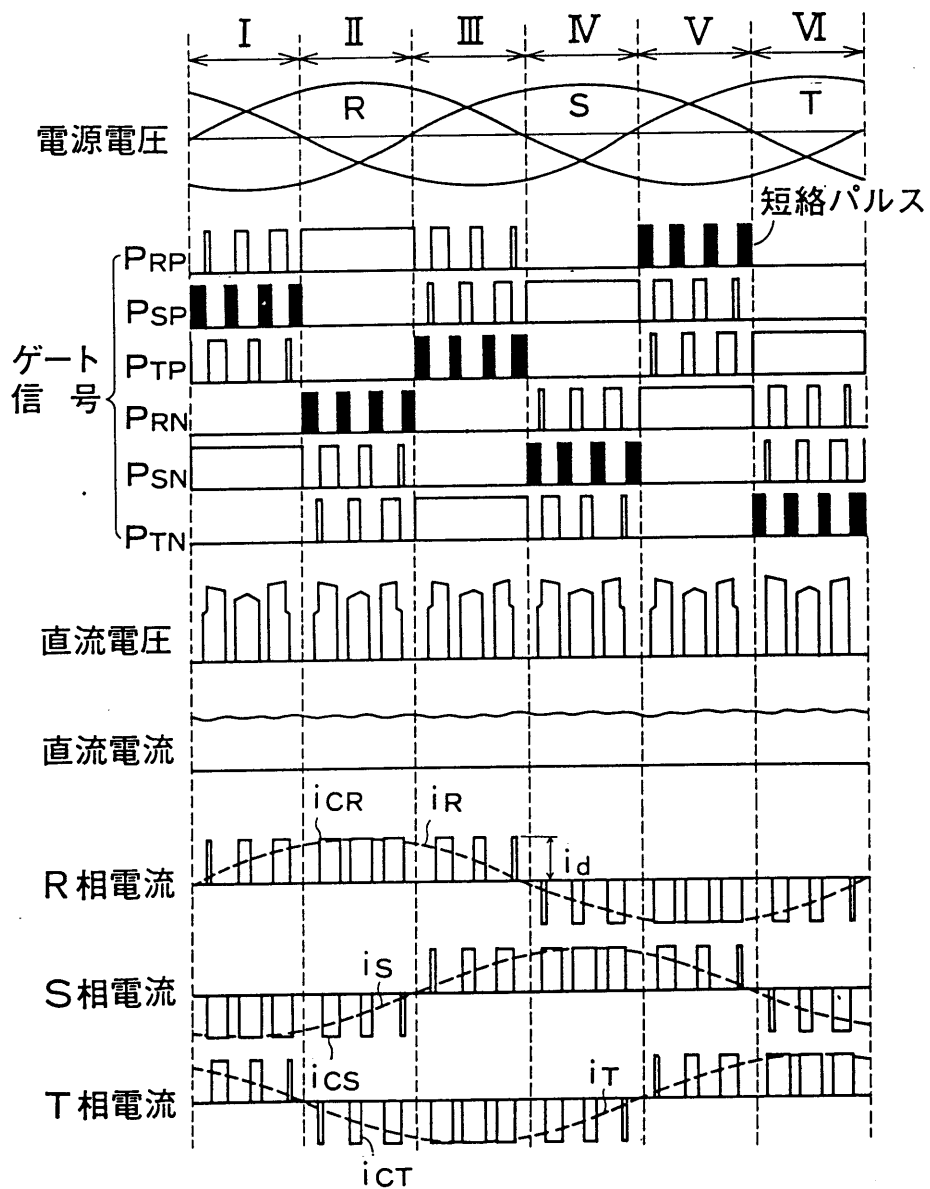


図 4.21 基本動作波形

角波 e_1 と直線（台形波の一部と考えることができる） e_2 とを比較して得る。すなわち， P は， $e_2 \geq e_1$ のとき 1， $e_2 < e_1$ のとき 0 の値をそれぞれ対応させる。次に，振幅 V_{wm} の三角波 e_3 を，正弦波パターン P の立ち上がり，立ち下がりに同期して発生する。そして，直流電圧指令値に応じた電圧 V_w と e_3 とを比較して短絡パルス S を得る。すなわち， S は， $e_3 \geq V_w$ のとき 1， $e_3 < V_w$ のとき 0 の値をそれぞれ対応させる。

各アームのゲート信号は，正弦波パターン P と短絡パルス S から以下のようにして得る。上側アームに対しては，RPアームのGTOサイリスタ G_{RP} に与えるゲート信号は，正弦波パターン P と，短絡パルス S の否定 \bar{S} との論理積 $P\bar{S}$ を与える。これは，正弦波パターンから，短絡パルスが存在する期間を削ったパルスを与えることを意味している。SPアーム G_{SP} のゲート信号 P_{SP} としては，短絡パルス S をそのまま与える。TPアーム G_{TP} のゲート信号 P_{TP} は，正弦波パターンの否定 \bar{P} と短絡パルス S の否定 \bar{S} の論理積をとった信号 $\bar{P}\bar{S}$ を与える。下側アームに対しては， P_{SN} にはこの期間は常に 1 の値を， P_{RN} および P_{TN} には 0 の値をそれぞれ対応させる。

以上述べたようにして得たゲート信号によって各GTOサイリスタを制御すると，PWM電流および直流電圧は図に示すようになる。ここで，図の t_0 から t_3 の各期間の動作を，図4.23によって説明する。同図(a)に示す $t_0 \leq t < t_1$ の期間は，GTOサイリスタ G_{TP} と G_{SN} がオンしている2相通流モードである。主たる電流は，電源T相 - G_{TP} - 負荷 - G_{SN} - 電源S相というループ1を流れる。このとき，直流電圧 V_d は電源電圧 v_{TS} に等しい。次に， t_1 において G_{SP} がターンオンし， G_{TP} がターンオフすると，回路状態は同図(b)に示すように直流側短絡の状態（短絡モード）となり，直流電圧は零になる。この状態は，短絡パルス S がなくなる t_2 まで続く。 $t_1 \leq t < t_2$ の期間は，主たる電流は G_{SP} - 負荷 - G_{SN} というループ2を流れる。また，電源T相 - T相コンデンサ - S相コンデンサ - 電源S相というループ3にも電流が流れる。ループ3は同図(a)の場合に流れていた電源S相，T相の電流が，GTOサイリスタを通過して流れることができないために形成されるループである。 t_2 で短絡パルスがなくなり， G_{RP} がオンして G_{SP} がオフすると，同図(c)に示すように G_{RP} と G_{SN} がオンしている2相通流モードとなる。この期間は，

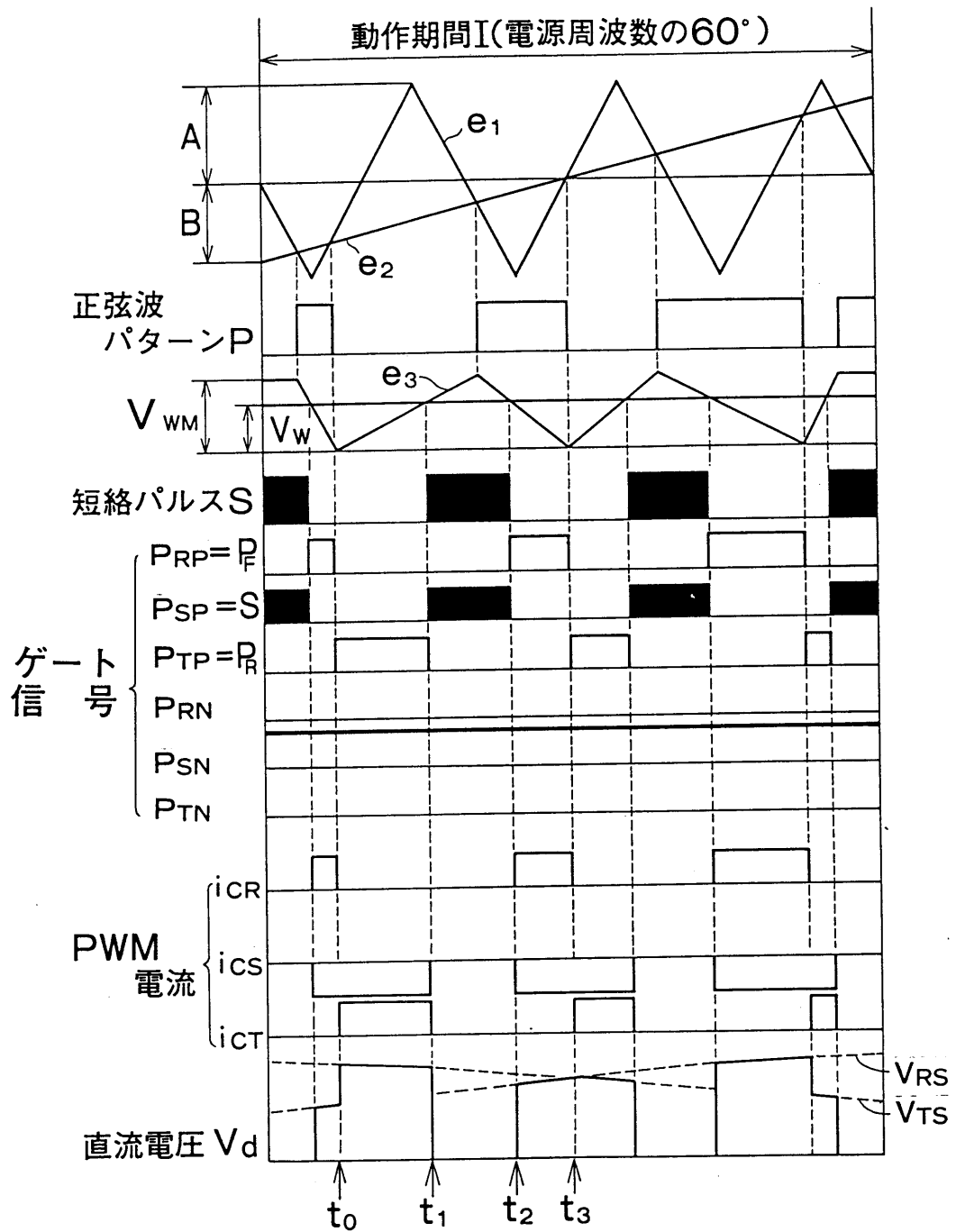


図 4.2.2 PWM制御信号

主たる電流は、電源 T 相 - T 相コンデンサ - R 相コンデンサ - G_{RP} - 負荷 - G_{SN} - 電源 S 相というループ 4 を流れる。この状態は次に再び G_{TP} にゲート信号が与えられる t_3 まで続く。この期間における直流電圧 V_d は電源電圧 V_{RS} に等しい。また、この期間には電源 R 相からも小さな電流が流れる。

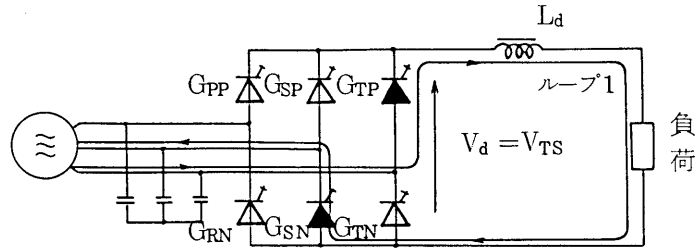
t_3 以後、(a) から (c) のモードを繰り返しながら、電源電流は徐々に T 相から R 相へ移って行く。

図 4.22 で、直流電圧指令値 V_w を大きくすると、短絡パルス S の幅が短くなり、図 4.23 (b) の短絡モードの期間が短くなる。直流電圧が零となる期間が短くなるので、 V_d の平均値は増加する。逆に V_w を小さくすると、短絡モードの期間が長くなり、 V_d の平均値は減少する。このように V_w を変えることにより、直流電圧の平均値を制御できる。動作期間 II ~ VI においても、同様の動作が行われる。

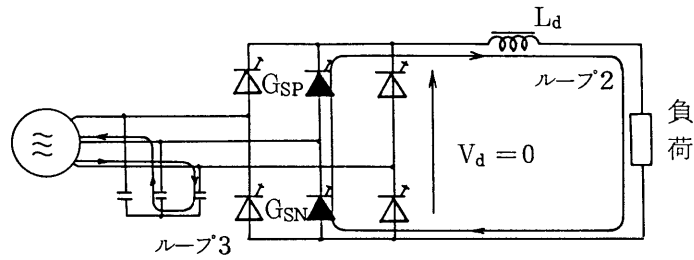
4.3.2 制御回路構成と動作

以上述べたような制御を実現するための制御回路構成を図 4.24 に示す。この制御回路は、短絡パルス幅制御回路と位相制御回路とで構成されている。短絡パルス幅制御回路は、基準の正弦波 (PWM) パターン P と、直流電圧を制御するために直流側短絡を生じさせる短絡パルス S とを合成する。位相制御回路は、直流電圧が低い範囲においてゲート信号を移相することにより直流電圧を制御する。直流電圧の絶対値が高い範囲では、移相角は最小値または最大値に固定される。

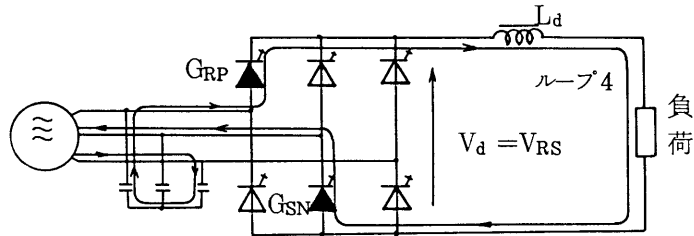
まず、短絡パルス幅制御回路の動作について説明する。正弦波パターン発生回路は基準の正弦波パターンを、また三角波発生回路は短絡パルス幅制御用三角波を、それぞれ ROM (read only memory) に記憶している。三相ブリッジ構成のコンバータを制御するためには、電源角周波数の 0 ~ 60 度にあたる期間のデータを記憶しておけば、あとはその繰り返しで得られる。電源周波数 50Hz を PLL 回路で周波数逡倍したクロックパルスを作り、これを ROM に記憶した正弦波パターンおよび三角波の読み出し信号としている。三角波発生回路の出力信号 e_3 は、関数発生器 I の出力信号 V_w と比較され、短絡パルス S を発生する。正弦波パターン P と短絡パルス S は、パターン合



(a) 2相通流モード ($t_0 \leq t < t_1$)



(b) 直流側短絡モード ($t_1 \leq t < t_2$)



(c) 2相通流モード ($t_2 \leq t < t_3$)

図 4.23 主回路動作説明図

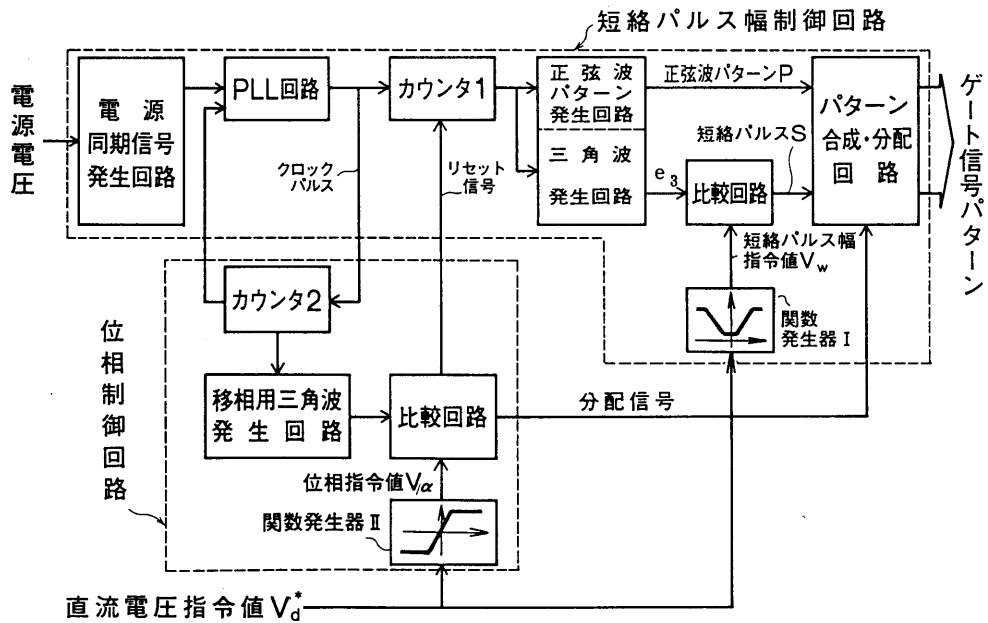


図 4.24 制御回路構成

成・分配回路において、前述の方法によって合成されて、その出力が各アームのGTOサイリスタに分配される。なお、正弦波パターンを発生するための e_1 と e_2 の振幅比 B/A は、インバータの場合の変調率と高調波成分との関係(3.3節)と同様の検討により、入力電流の高調波成分が小さくなる値に決定する。

次に、位相制御回路の動作について説明する。GTOサイリスタのターンオン時間、ターンオフ時間等との関係から、コンバータのパルス幅制御では、許容最小オン時間、オフ時間の制限があり、最小のパルス幅をこの制限値より小さくすることはできない。このため、上述の短絡パルス幅制御による直流電圧制御は、直流電圧の値が所定値以下の範囲では適用できない。一方、一般に電源側コンバータに対しては、出力直流電圧を負の最大値から零電圧を経て正の最大値まで、全範囲にわたって連続的に制御できることが要求される。この要求に応えるために、本方式では直流電圧の絶対値が低い領域では位相制御により電圧を制御する。

位相制御回路の動作を図4.25に示す。位相制御回路では、PLL回路の出力クロックパルスを、カウンタ2内の分周回路で1/6に分周したクロックパルスをカウントし、移相用三角波データを記憶しているROMの読み出し信号としている。読み出された位相用三角波(三相分)と、直流電圧指令値 V_d^* に応じて関数発生器IIで発生する位相指令値 V_α とを比較回路で比較する。そして、位相の基準信号をカウンタ1へリセット信号として与えると同時に、各GTOサイリスタへゲート信号を分配する基準となる分配信号 $Q_1 \sim Q_6$ を出力する。分配信号 Q_1 は、位相用三角波 e_R の傾きが負で V_α と一致した時点で立ち上がり、 e_T の傾きが正で $-V_\alpha$ と一致した時点で立ち下がる、幅60度の方形波である。他の分配信号 $Q_2 \sim Q_6$ も同様にして得る。基準位相から Q_1 が立ち上がる時点までの位相角を α とすると、 $V_\alpha = V_{\alpha x}$ のときは $\alpha = 0$ 、 $V_\alpha = -V_{\alpha x}$ のときは $\alpha = \pi$ となり、 V_α を変えることにより分配信号の位相を $0 \sim \pi$ まで変えることが可能である。

以上、短絡パルス幅制御回路と位相制御回路のそれぞれの動作を個別に述べたが、次にこの両者の関係について述べる。図4.24の二つの関数発生器の特性を図4.26に示す。直流電圧指令値 V_d^* に対する短絡パルス幅指令値 V_w

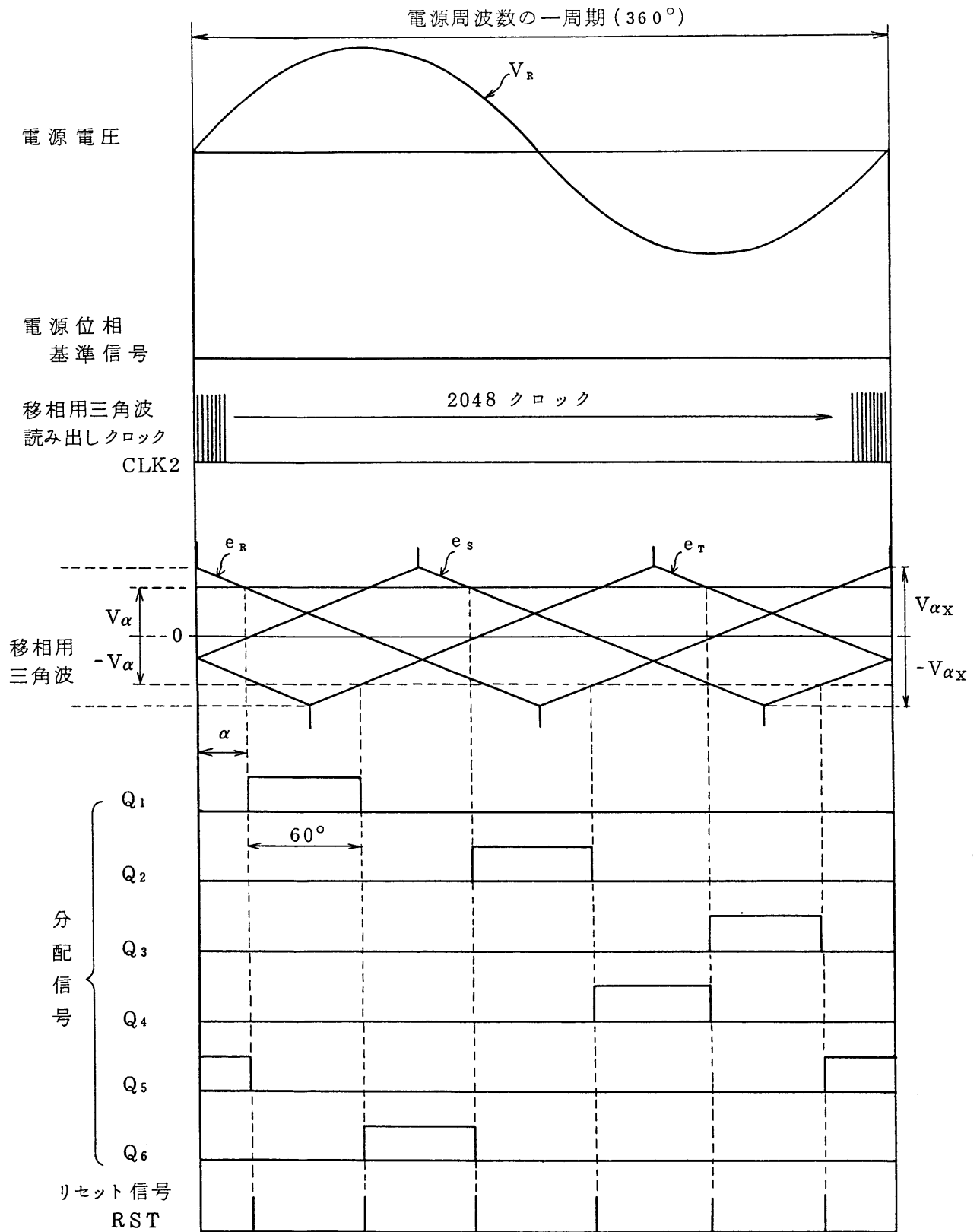


図 4.25 位相制御回路の動作

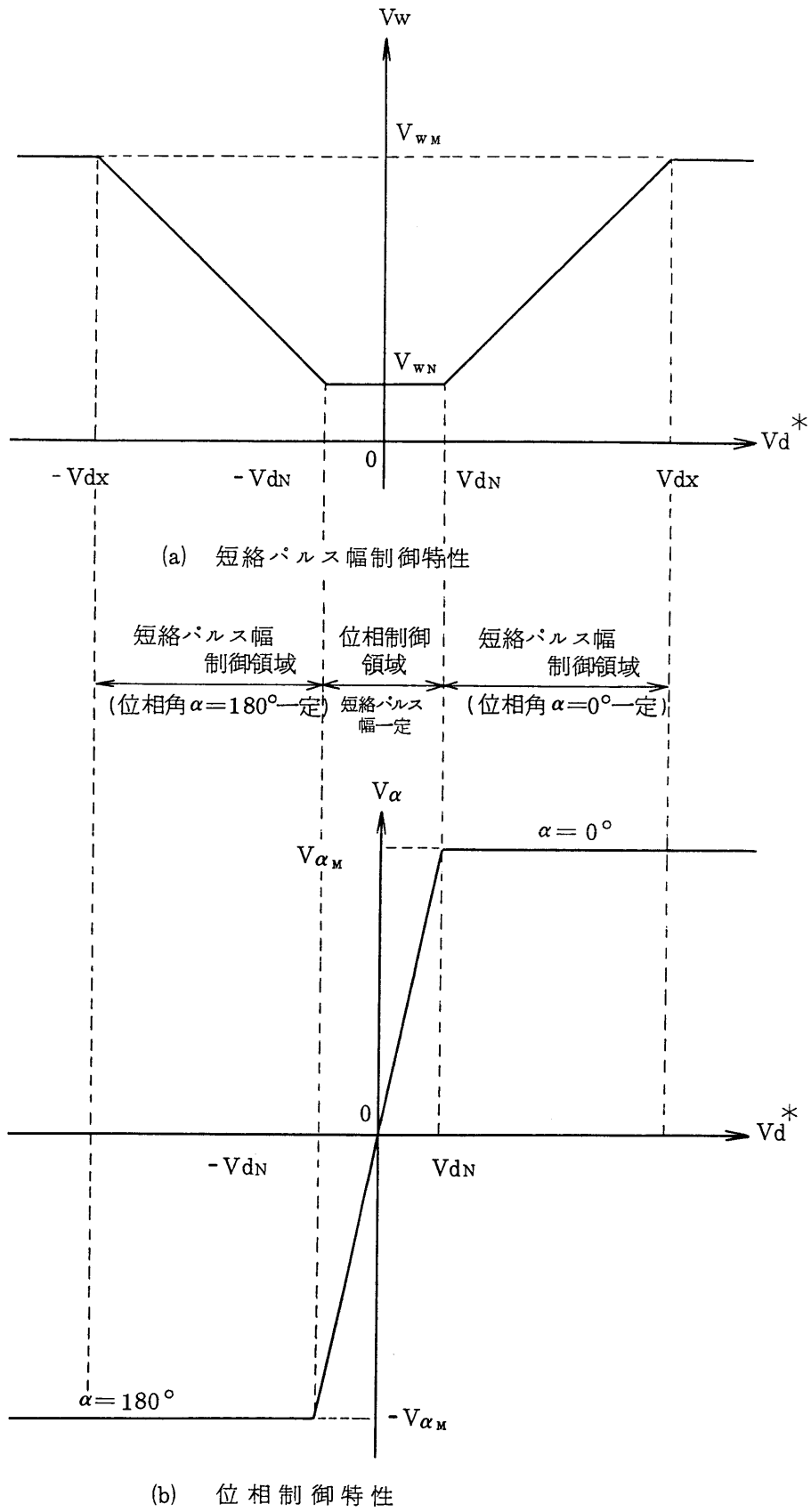


図 4.26 短絡パルス幅制御と位相制御の特性

の特性が関数発生器 I で、また、 V_{d^*} に対する位相指令値 V_{α} の特性が関数発生器 II で決まる。同図 (a) が短絡パルス幅制御特性を、また (b) が位相制御特性を示す。4.2 節で述べた等パルス幅制御コンバータの場合と同様に、直流電圧指令値 V_{d^*} の大きさによって動作領域は次に示す六つの領域に分けられる。ただし、4.2 節の通流率に相当するのは、この方式では短絡パルス幅指令値 V_w である。

- (i) $V_{d^*} > V_{dx}$ の場合 … 短絡パルス幅指令値 V_w , 位相指令値 V_{α} は、ともに $V_w = V_{wm}$, $V_{\alpha} = V_{\alpha m}$ の最大値に固定される。
- (ii) $V_{dx} \geq V_{d^*} > V_{dN}$ の場合 … $V_{\alpha} = V_{\alpha m}$ 一定で、 V_w は最大値 V_{wm} から最小値 V_{wN} まで変化する。すなわち、この領域は、位相は $\alpha = 0$ で短絡パルス幅のみを制御する領域である。言いかえれば、電源力率 = 1 を保ちつつ直流電圧を制御する領域である。
- (iii) $V_{dN} \geq V_{d^*} \geq 0$ の場合 … $V_w = V_{wN}$ 一定で、位相指令値 V_{α} が最大値 $V_{\alpha m}$ から 0 まで変化する。すなわち、この領域は位相制御により直流電圧を制御する。
- (iv) $0 > V_{d^*} \geq -V_{dN}$ の場合 … 回生運転時の、直流電圧の絶対値が低い範囲で、(iii) の場合と同様に位相制御により直流電圧を制御する。
- (v) $-V_{dN} > V_{d^*} \geq -V_{dx}$ の場合 … 回生運転時で、短絡パルス幅制御により直流電圧制御を行う領域である。
- (vi) $-V_{dx} > V_{d^*}$ の場合 … $V_w = V_{wm}$, $V_{\alpha} = -V_{\alpha m}$ に固定され、直流電圧は負方向の最大値一定となる。

図 4.21 に示したゲート信号パターンと主回路動作波形は、 $\alpha = 0$ で短絡パルス幅制御により直流電圧を制御する動作領域 (ii) の例である。他の動作領域における動作波形を図 4.27, 図 4.28, 図 4.29 に示す。図 4.27 は、動作領域 (ii) から (iii) へ移る $V_{d^*} = V_{dN}$ のときの例、図 4.28 は動作領域 (iii) から (iv) へ移る $V_{d^*} = 0$ のとき、即ち、 $\alpha = 90$ 度の例、図 4.29 は動作領域 (v) の例である。図 4.27 では、PWM 電流の各パルスの幅が最小となるため、直流電圧の各パルスの幅も小さくなり、直流電圧平均値は小さい状態である。図 4.28 では、PWM 電流の各パルスの幅は最小で、点弧位相は 90 度であるため直流電圧平均値は零となる。図 4.29 では、点弧位相は 180 度で、直流電圧平均値

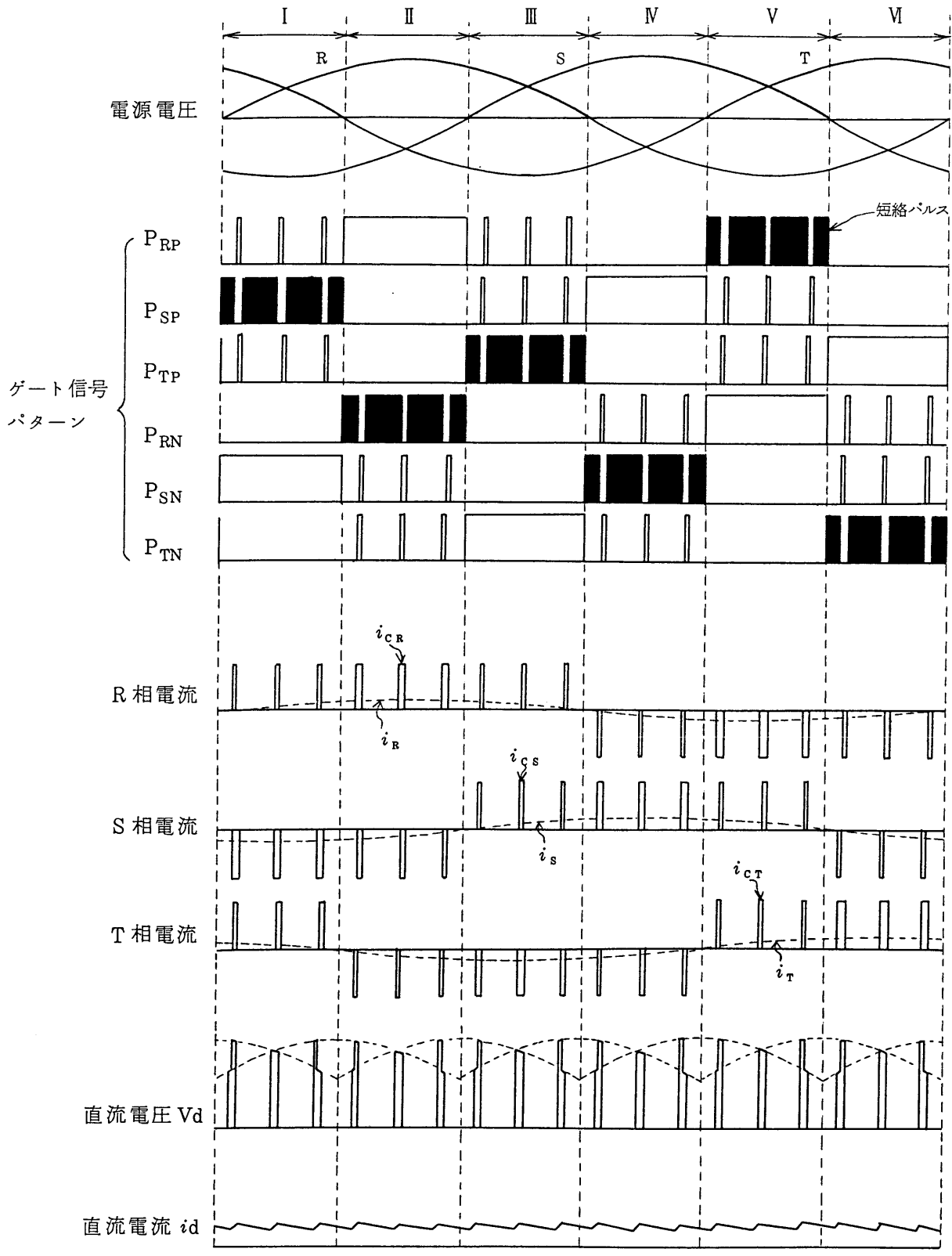


図 4.27 ゲート信号パターンと主回路動作波形
 (短絡パルス幅最大, 位相角 $\alpha = 0^\circ$ 一定)

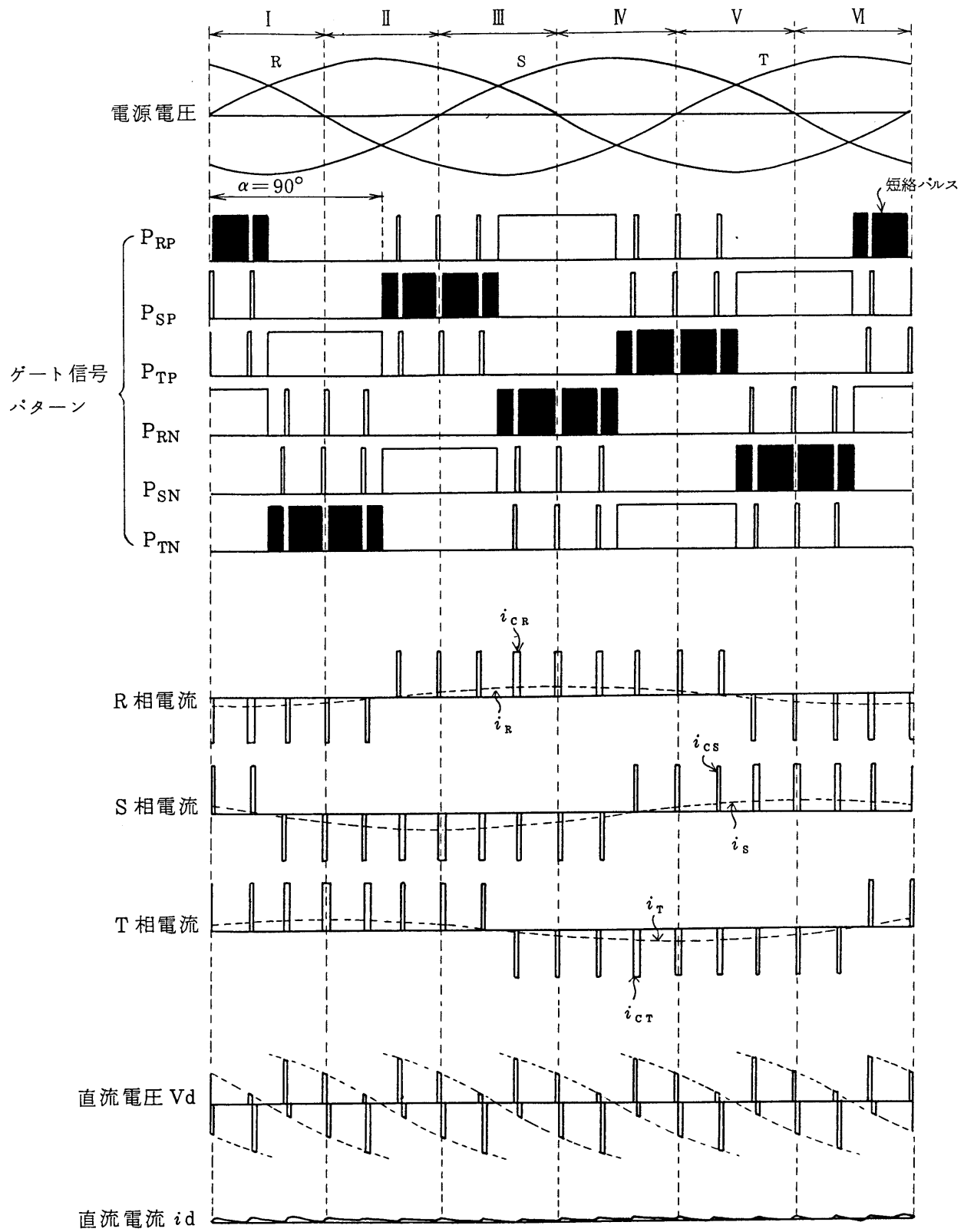


図 4.28 ゲート信号パターンと主回路動作波形
 (短絡パルス幅最大, 位相角 $\alpha = 90^\circ$ 一定)

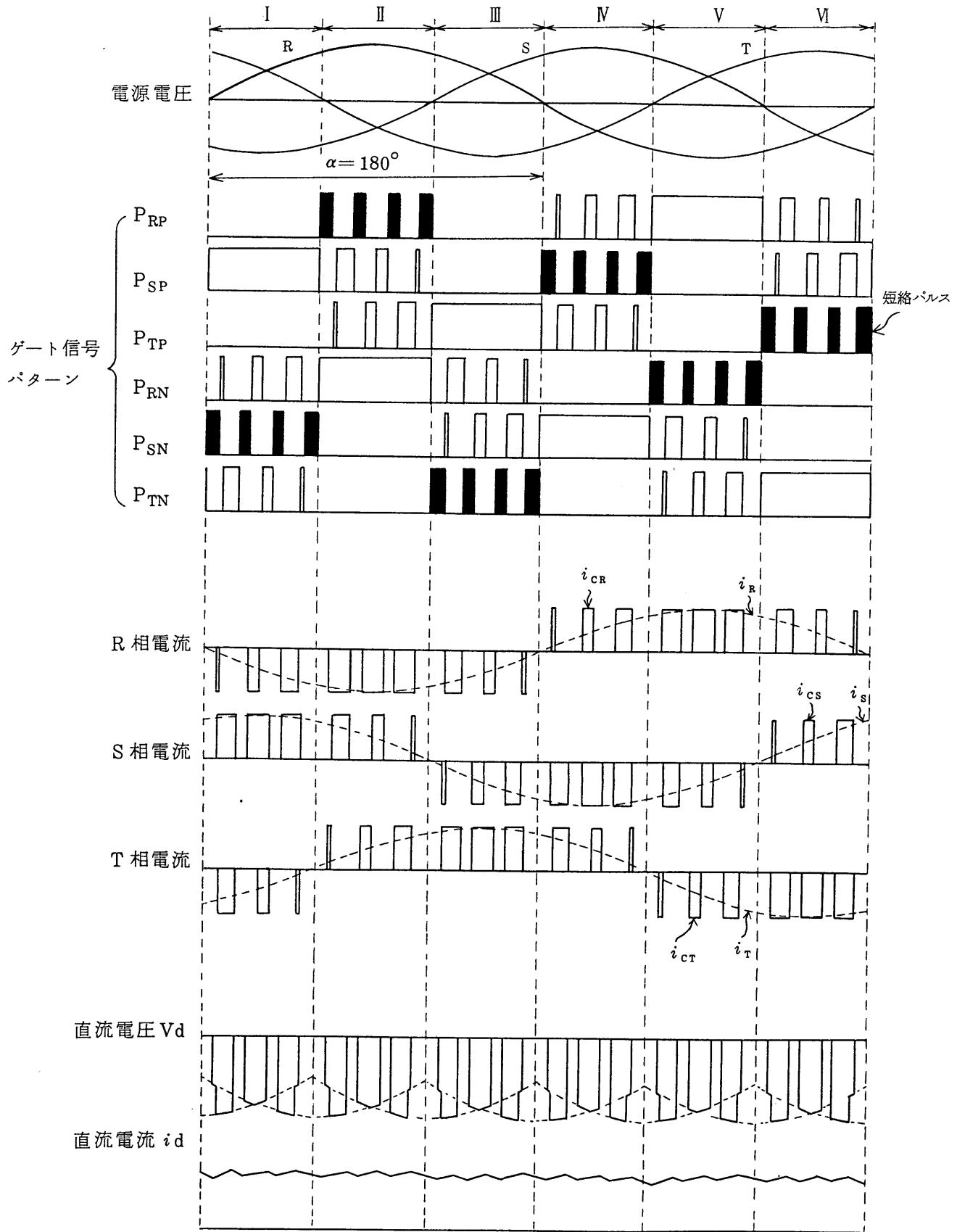


図 4.29 ゲート信号パターンと主回路動作波形
(位相角 $\alpha = 180^\circ$ 一定)

は負となる回生運転の領域である。

4.4 正弦波入力PWMコンバータの諸特性

4.4.1 電流の高調波解析

電源側コンバータでは直流出力電圧を制御する必要があるが、それと入力電流高調波低減とを両立することが必要である。これらの関係について、まず解析により検討する。変調波としては、第3章のインバータの場合と同様に、制御回路構成が簡単になる台形波を用いている。

PWM電流パターン発生法の詳細を図4.30に示す。図において、横軸を電気角とし、左端を $\theta = 0$ 、右端を $\theta = \pi/2$ とする。まず $0 < \theta < \pi/3$ の区間を解析する。変調波 e_2 は、

$$e_2 = D \left(\frac{6}{\pi} \theta - 1 \right) \quad \dots\dots\dots (4.4)$$

と表わされる。また、三角波 e_1 は、 m を60度期間内のパルス数とすると、 $(2m+1)$ 本の直線に分割できるので、それを左から y_k ($k=1, 2, \dots, 2m+1$) とすると、

$$y_k = (-1)^k \frac{12m}{\pi} \left\{ \theta - \frac{2(k-1)}{12m} \times \pi \right\} \quad \dots\dots\dots (4.5)$$

と表わされる。ただし、パルス発生法の原理から明らかなように、 e_1 と e_2 の振幅の比により正弦波の基準パターン P が決まるので、ここでは e_1 の振幅は1としている。

e_2 と y_k の交点 α_k は、 $e_2 = y_k$ を解いて、

$$\alpha_k = \frac{\pi}{6} \times \frac{D - (-1)^k \times 2(k-1)}{D - (-1)^k \times 2m} \quad \dots\dots\dots (4.6)$$

となる。次に短絡パルス幅制御用三角波 e_3 を構成する $2m$ 本の直線を左から Z_j ($j=1, 2, \dots, 2m$) とすると、

$$Z_{2j'-1} = - \frac{\theta - \alpha_{2j'}}{\alpha_{2j'} - \alpha_{2j'-1}} \times V_{wm} \quad \dots\dots\dots (4.7a)$$

$$Z_{2j'} = \frac{\theta - \alpha_{2j'}}{\alpha_{2j'+1} - \alpha_{2j'}} \times V_{wm} \quad \dots\dots\dots (4.7b)$$

ここで、 $j' = 1, 2, \dots, m$

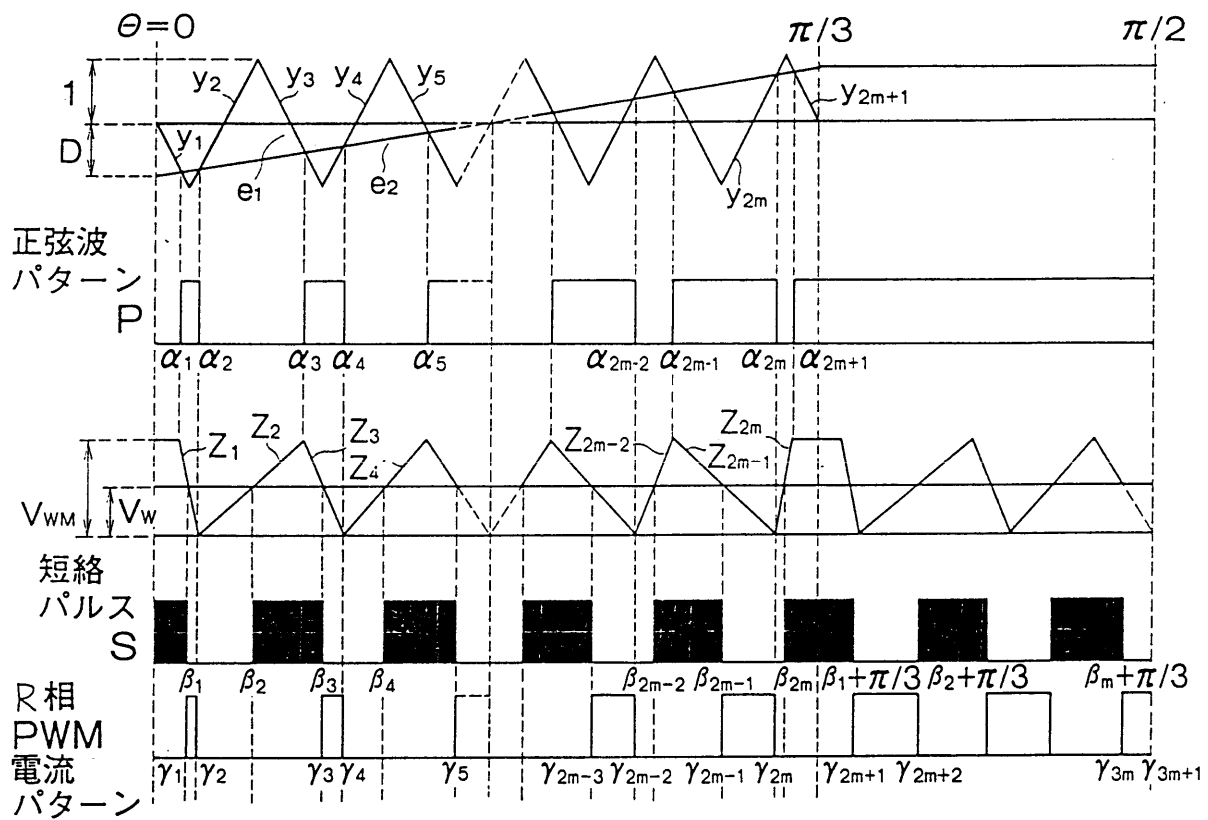


図4.30 PWM電流パターン発生法詳細

となる。Z_jとV_wとの交点をβ_j(j=1, 2, …, 2m) とすると,

$$\beta_{2j'-1} = -F \times (\alpha_{2j'-1}) + \alpha_{2j'} \quad \dots\dots\dots (4.8a)$$

$$\beta_{2j'} = F \times (\alpha_{2j'+1} - \alpha_{2j'}) + \alpha_{2j'} \quad \dots\dots\dots (4.8b)$$

ここで, F = V_w / V_{wM} (電圧制御率と呼ぶ)

$$j' = 1, 2, \dots, m$$

となる。

以上で 0 ≤ θ < π/3 の区間の正弦波パターンと短絡パルスが決まったので、次に π/3 ≤ θ < π/2 の区間について述べる。この区間はR相にとっては短絡制御区間であり、短絡パルスが存在しない期間は常にPWM電流が流れる。短絡期間は、図4.22の短絡パルスをπ/3シフトして求めることができる。その結果、R相のPWM電流が流れる期間は、(β₁ + π/3 ~ β₂ + π/3), (β₃ + π/3 ~ β₄ + π/3), … となる。

以上で、0 ~ π/2 の区間のPWM電流パターンが求まったのでオン、オフの時点をもとめて示すと次のようになる。オン時点をγ_{2j-1}, オフ時点をγ_{2j}とすると、γ_{2j-1}からγ_{2j}の間はPWM電流が流れ、それ以外の期間は電流が流れない期間である。

まず、0 ≤ θ < π/3 の区間では、

$$\gamma_{2j-1} = \beta_{2j-1} \quad \dots\dots\dots (4.9a)$$

$$\gamma_{2j} = \alpha_{2j} \quad \dots\dots\dots (4.9b)$$

$$\text{ここで, } j=1, 2, \dots, m$$

となる。次に π/3 ≤ θ < π/2 の区間は、

$$\gamma_{2j-1} = \beta_{2(j-m)-1} + \pi/3 \quad \dots\dots\dots (4.10a)$$

$$\gamma_{2j} = \beta_{2(j-m)} + \pi/3 \quad \dots\dots\dots (4.10b)$$

$$\text{ここで, } j=m+1, m+2, \dots, m + \frac{m-1}{2}$$

および

$$\gamma_{3m} = \beta_m + \pi/3 \quad \dots\dots\dots (4.10c)$$

$$\gamma_{3m+1} = \pi/2 \quad \dots\dots\dots (4.10d)$$

となる。

なお、以上の計算式は、mが奇数か偶数かによって多少異なるところがあ

るが、ほぼ同様であるので、奇数の場合を代表として示した。

以上でPWM電流パターンが求まったので、次にこれをフーリエ級数に展開して高調波成分を求める。

$$i_u(\theta) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \quad \dots\dots\dots (4.11)$$

ここで、PWM電流については、奇関数であり、すなわち、

$$i_u(-\theta) = -i_u(\theta) \quad \dots\dots\dots (4.12)$$

また、 $0 < \theta < \pi$ の区間では、 $\theta = \pi/2$ に対して対称であり、すなわち、

$$i_u(\pi - \theta) = i_u(\theta) \quad \dots\dots\dots (4.13)$$

以上より、 $a_n = 0$ 、また b_n は n が奇数の項のみ存在する。すなわち、

$$i_u(\theta) = \sum_{j=1}^{\infty} b_{2j-1} \sin(2j-1)\theta \quad \dots\dots\dots (4.14)$$

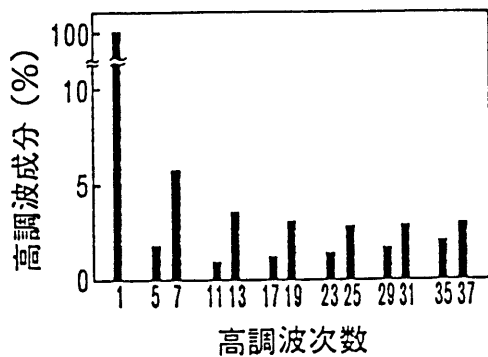
$$b_{2j-1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_u(\theta) \sin(2j-1)\theta d\theta \quad \dots\dots\dots (4.15)$$

b_{2j-1} は γ_k を用いて次のように表わされる。

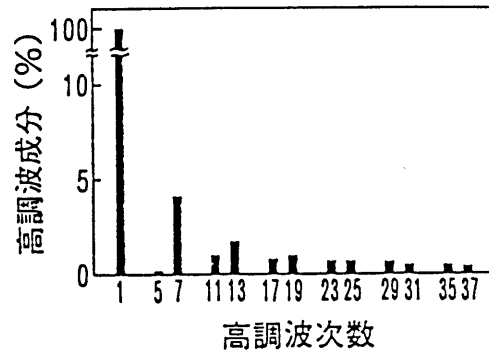
$$b_{2j-1} = \frac{4I_d}{\pi} \cdot \frac{1}{2j-1} \left\{ \sum_{k=1}^{3m+1} (-1)^{k+1} \cos(2j-1)\gamma_k \right\} \quad \dots\dots\dots (4.16)$$

なお、ここで直流電流は平滑とし、その大きさを I_d としている。

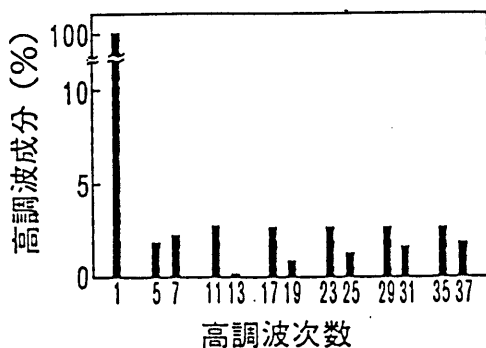
基本波成分に対する各高調波成分の比率の計算結果を図4.31に示す。高調波成分含有率は、電圧制御率 F および(60度区間の)パルス数 m に依存する。これらを変化した場合の低次高調波成分を図4.32に示す。図4.31および図4.32(a)より、 F が小さい場合に7次成分が7%弱あるのを除くと、各高調波成分は5%以下と小さい値になっている。図4.32(b)のパルス数 m を変えた場合の高調波は、電圧制御率 F を0.1から0.9まで変化したときの各次高調波の最大値を示した。図示のように、パルス数 m を小さくすると低次高調波成分は急激に増える傾向がある。 m を増加すると高調波成分は減少するが、 $m = 13$ 以上では高調波成分の減少のし方は小さくなる。 m を大きくする方が高調波の点からは好ましいが、主回路デバイスのスイッチング損失が増大し、また最小オン・オフ時間の制約から電圧制御範囲が狭くなる。主回路デバイスの特性等も考慮して $m = 13$ とした。



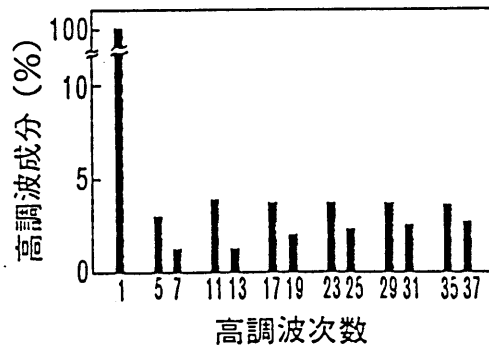
(a) 電圧制御率 $F=0.25$



(b) 電圧制御率 $F=0.5$

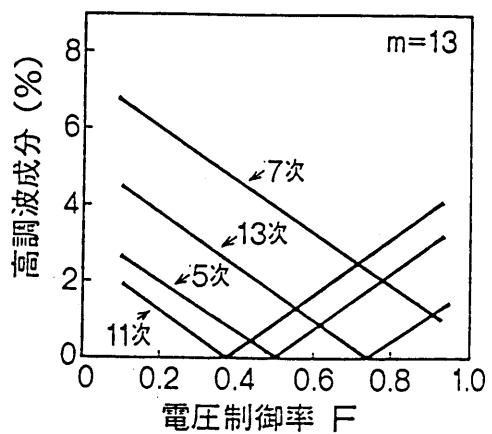


(c) 電圧制御率 $F=0.75$

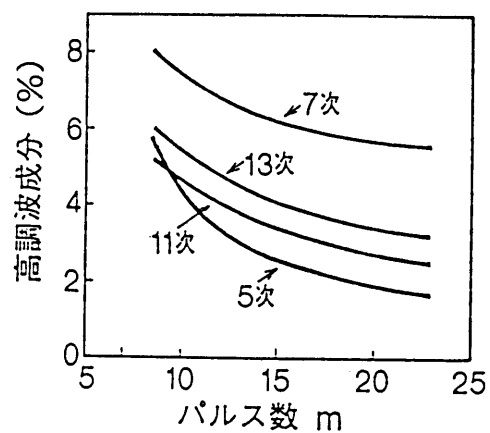


(d) 電圧制御率 $F=0.9$

図 4.3 1 PWM電流の高調波成分
(計算値、パルス数 $m=13$)



(a) 電圧制御率と高調波



(b) パルス数と高調波

図 4.3 2 電圧制御率、パルス数と PWM 電流の
低次高調波 (計算値)

なお、Fが小さい場合の第7次成分がやや大きいですが、Fが小さい場合は一般には負荷が小さい場合であり、このような場合に高調波成分含有率が多少大きくなっても絶対値としては小さく、実用上はあまり問題ないと言えよう。

4.4.2 直流出力電圧制御特性解析

次に直流出力電圧制御特性を計算により求める。コンバータを各種の制御に用いる場合を考えると、出力電圧が指令値に対して直線性が良いことは、制御系のゲインが一定であることを意味し、制御上使い易い特性である。そこで、指令値に対する出力電圧を計算する。

直流電圧は、図4.21に示すように60度ごとの繰り返し波形であるから、60度期間の平均値を求めればよい。図4.22および図4.30を参照して、直流電圧平均値 \bar{V}_d は、

$$\bar{V}_d = \frac{1}{(\pi/3)} \sum_{j'=1}^m \left\{ \int_{\beta_{2j'-1}}^{\alpha_{2j'}} v_{RS} d\theta + \int_{\alpha_{2j'}}^{\beta_{2j'}} v_{TS} d\theta \right\} \quad \dots\dots\dots (4.17)$$

ここで、 $v_{RS} = \sqrt{2} V_a \cos(\theta - \pi/3)$ 、 $v_{TS} = \sqrt{2} V_a \cos \theta$ とすると、

$$\bar{V}_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_a \sum_{j'=1}^m \left\{ \int_{\beta_{2j'-1}}^{\alpha_{2j'}} \cos(\theta - \pi/3) d\theta + \int_{\alpha_{2j'}}^{\beta_{2j'}} \cos \theta d\theta \right\} \quad \dots\dots (4.18)$$

ここで、(4.6)式および(4.8a) (4.8b)式より、

$$\alpha_{2j'} + \alpha_{2(m+1-j')} = \pi/3 \quad \dots\dots\dots (4.19)$$

$$\beta_{2j'-1} + \beta_{2(m+1-j')} = \pi/3 \quad \dots\dots\dots (4.20)$$

(4.18)に(4.19)、(4.20)を代入すると、

$$\begin{aligned} \bar{V}_d = & \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_a \sum_{j'=1}^m \left\{ \int_{\frac{\pi}{3} - \beta_{2(m+1-j')}}^{\frac{\pi}{3} - \alpha_{2(m+1-j')}} \cos(\theta - \pi/3) d\theta \right. \\ & \left. + \int_{\alpha_{2j'}}^{\beta_{2j'}} \cos \theta d\theta \right\} \quad \dots\dots\dots (4.21) \end{aligned}$$

(4.21)式の右辺第1項について、 $\pi/3 - \theta = \varphi$ と置くと、

$$\begin{aligned} \sum_{j'=1}^m \int_{\frac{\pi}{3} - \beta_{2(m+1-j')}}^{\frac{\pi}{3} - \alpha_{2(m+1-j')}} \cos(\theta - \pi/3) d\theta &= \sum_{j'=1}^m \int_{\beta_{2(m+1-j')}}^{\alpha_{2(m+1-j')}} -\cos \varphi d\varphi \\ &= \sum_{j'=1}^m \int_{\beta_{2(m+1-j')}}^{\alpha_{2(m+1-j')}} \cos \varphi d\varphi = \sum_{j'=1}^m \int_{\alpha_{2j'}}^{\beta_{2j'}} \cos \varphi d\varphi \quad (4.22) \end{aligned}$$

すなわち第2項と等しい。したがって、(4.21)式は

$$\begin{aligned}\bar{V}_d &= \frac{6\sqrt{2}}{\pi} V_a \sum_{j'=1}^m \int_{\alpha_{2j'}}^{\beta_{2j'}} \cos \theta d\theta \\ &= \frac{6\sqrt{2}}{\pi} V_a \sum_{j'=1}^m \{\sin \beta_{2j'} - \sin \alpha_{2j'}\} \dots\dots\dots (4.23)\end{aligned}$$

となる。

なお、ここで V_a は交流電源電圧実効値である。(4.23)式で表わされる直流電圧平均値 \bar{V}_d の特性については、4.4.3項で述べる。

4.4.3 実験結果

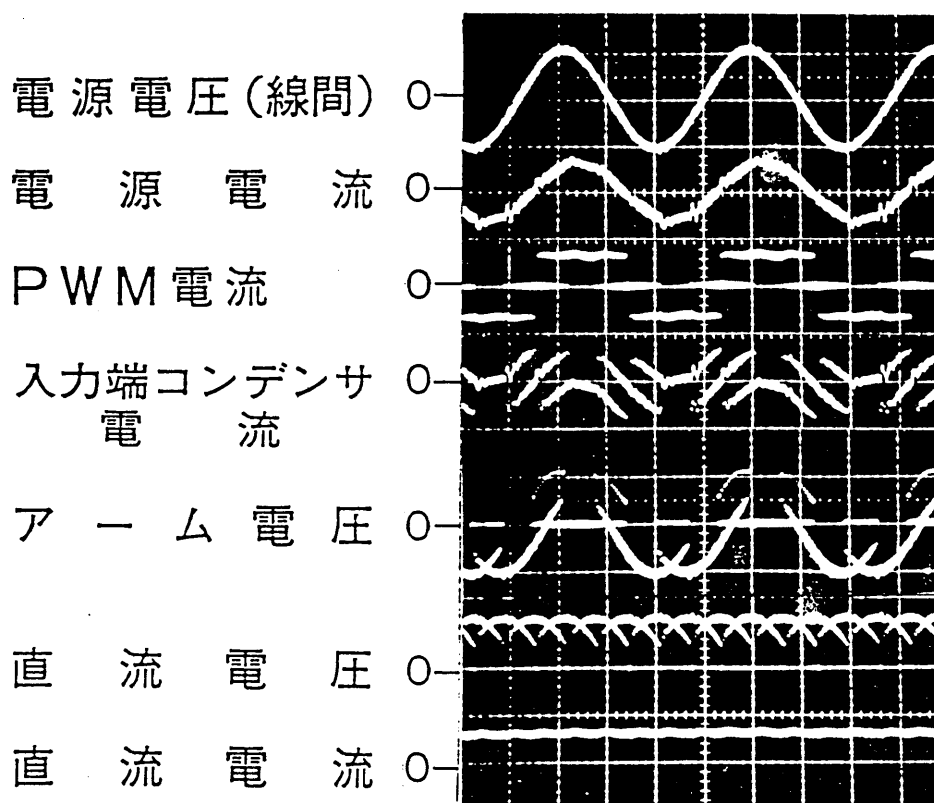
次に、このコンバータの特性を実験により検討した結果について述べる。400V、15kVAのコンバータを試作して実験し、諸特性を検討した。試作したコンバータの仕様を表4.1に示す。

コンバータ各部の動作波形を図4.33に示す。図示のように、PWM電流はパルス状の電流であるが、入力端に接続したコンデンサのフィルタ作用によりPWM電流の高調波成分はコンデンサに吸収され、電源電流はほぼ正弦波になっている。また、図の電源電圧(線間)と電源電流(線電流)の位相関係から、電源力率はほぼ1になっていることがわかる。

次に、主回路の詳細動作波形を図4.34に示す。この波形は、図4.22に示した動作期間Iの状態、電流はT相からR相へ移って行く過程である。図において、動作時点 t_0 は(TP, SN)の2相通流の開始時点、 t_1 は2相通流から直流側短絡モードに移る時点、 t_2 は(RP, SN)の2相通流の開始時点、 t_3 は(RP, SN)の2相通流の終了時点で、(TP, SN)の2相通流の開始時点である。図示のように、 $t_0 \leq t < t_1$ の期間はTP相とSN相のGTOサイリスタ G_{TP} と G_{SN} に、直流電流 i_d と等しい振幅の電流が流れている。 $t_1 \leq t < t_2$ の期間は G_{RP} と G_{SN} に、 $t_2 \leq t < t_3$ の期間は G_{RP} と G_{SN} に、それぞれ直流電流 i_d と等しい振幅の電流が流れている。 $t_1 \leq t < t_2$ の期間は G_{SP} -直流負荷- G_{SN} という直流側短絡回路が形成され、直流電圧は零になっている。これらのことから、前述の図4.23等で述べたとおりの動作が行われていることがわかる。

表 4.1 実験装置の仕様

電 源 電 圧	400 V
コ ン バ ー タ 容 量	15 kVA
入 力 端 コ ン デ ン サ 容 量 (Δ 結線三相分)	5~20 μ F
直 流 リ ア ク ト ル	22 mH



(電圧：500V/div, 電流：20A/div, 時間：5ms/div)

図 4.33 コンバータ各部動作波形

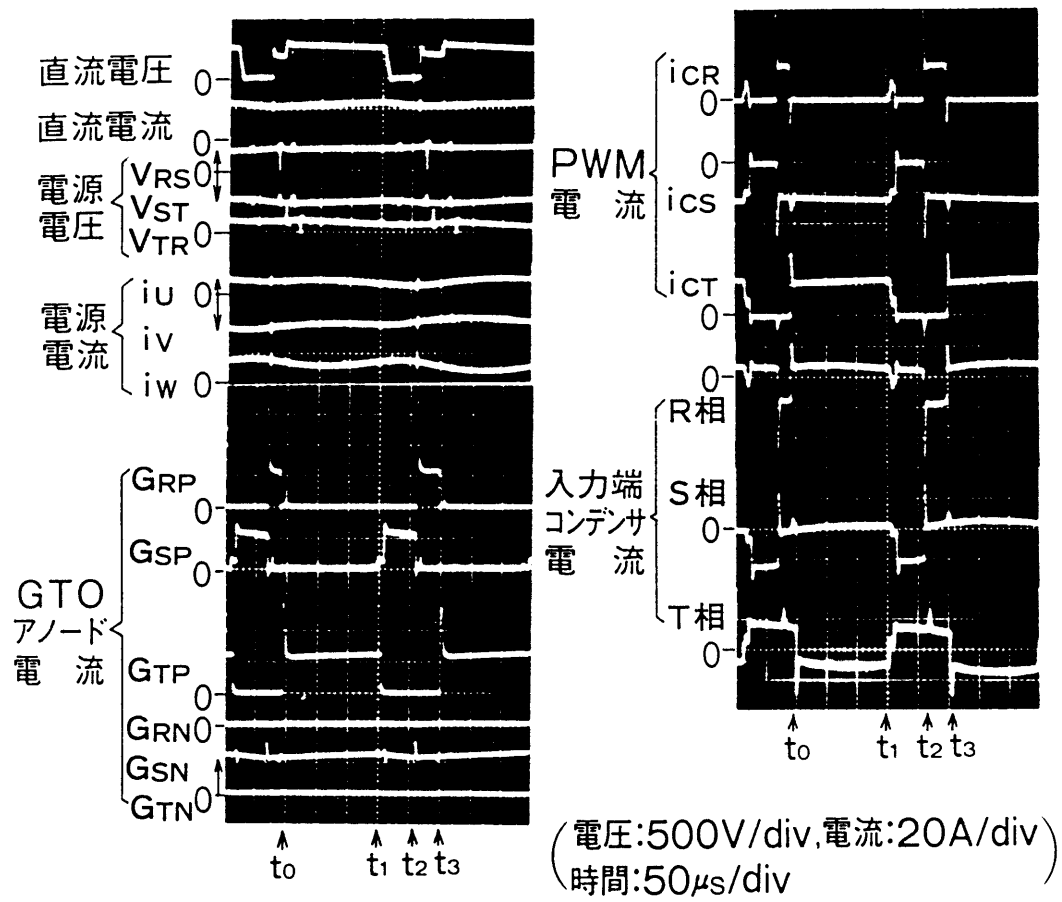


図 4.3 4 主回路の詳細動作波形

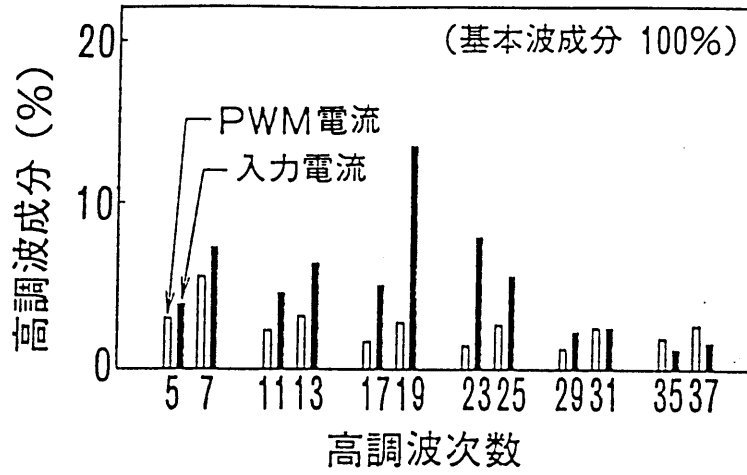
図4.33の入力（電源）電流波形がほぼ正弦波になっていることから，入力電流の高調波は小さいと考えられる。しかし，電源側コンバータでは，出力電圧制御のために電圧制御率を広い範囲で変える必要があり，そのような場合にも電流の高調波成分が小さいことが望まれる。そこで，電圧制御率を変化してPWM電流と入力電流の高調波分析を行った。その結果を図4.35に示す。PWM電流の高調波成分は， $F=0.25$ の場合の第7次成分が6%弱となっている他は，各調波とも5%以下である。また，この結果は図4.31，図4.32の計算結果とほぼ合っている。入力電流の高調波は，PWM電流の高調波より大きくなる成分があり，特に17，19次成分の増加が大きい。これは電源インダクタンスと入力端コンデンサとの共振の影響と考えられる。ここで，実験条件における，電源インダクタンス3mHと入力端コンデンサ10 μ Fとの共振周波数は，

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 919 \text{ (Hz)} \quad \dots\dots\dots (4.24)$$

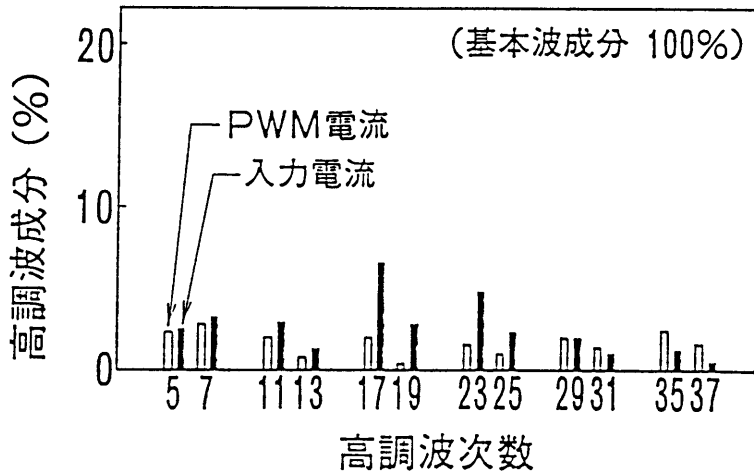
であり，19次高調波に近い周波数である。しかし， $F=0.25$ の場合の19次成分が13.4%あるのを除けば，各高調波成分は10%以下で，また入力電流波形はいずれの場合もほぼ正弦波状になっている。なお，電源インダクタンスと入力端コンデンサを変化した場合の，入力電流波形への影響については後述する。

4.3.1および4.4.2で述べたように，直流出力電圧は短絡パルスの幅を変えることにより制御される。短絡パルス幅が増加するに従い，直流出力電圧は減少する。短絡パルス幅を増加すると，図4.22に示したゲートパルス P_{RP} や P_{TP} の幅が小さくなり，GTOサイリスタを安全にオン・オフ動作させられる最小値より小さくなる。このため短絡パルス幅の最大値は制限される。一方，短絡パルス幅を減少すると，ゲートパルス P_{SP} の幅が小さくなり，同様にGTOサイリスタを安全に動作させられなくなる。このため短絡パルス幅の最小値，最大値には制限を設ける必要がある。短絡パルス幅が最大値に達した点よりさらに直流電圧を小さくする場合は，位相制御により電圧を制御する。

直流電圧指令値と直流電圧の関係を測定した結果を図4.36に示す。ここで，



(a) 電圧制御率 $F=0.25$



(b) 電圧制御率 $F=0.75$

図 4.35 電流の高調波分析結果

指令値を12Vとした場合が電圧制御率1.0に相当し、短絡パルス幅制御領域は $F = 0.1 \sim 0.9$ の範囲としている。 $m = 13$ (パルス)、スイッチング周波数は $50 \times 13 \times 6 = 3900$ (Hz) (周期 $256 \mu s$)であり、したがって実験装置において短絡パルス幅は最小値 $26 \mu s$ 、最大値 $231 \mu s$ である。図に示すとおり、短絡パルス幅制御領域では指令値の変化に伴って直流電圧は直線的に変化している。このように、本方式の電圧制御特性は電圧指令値と直流電圧との直線性が良いため、各種制御に用いる場合に好ましい特性である。指令値10.8V以上で直流電圧が飽和しているのは、 $F = 0.9$ で制限しているためである。指令値1.2V以下は位相制御領域であるが、実験は位相制御領域において指令値に対して直流電圧が直線になるように関数発生器Ⅱの特性を調整して行った。また、計算値は $F = 0 \sim 1.0$ の全範囲で短絡パルス幅制御を行ったとした場合の(4.23)式の値を示している。スイッチングデバイスの特性が向上すれば、将来、この計算値のような特性が得られると考えられるためである。

短絡パルス幅制御領域と位相制御領域との境界での動作についても検討して、この境界を通過するような加減速運転が円滑にできることを確認している[8]。

先に、本コンバータでは電源力率を1に制御できることを述べた。4.3.2の制御回路動作の説明から明らかのように、電源力率を任意の値に制御することも可能である。図4.24の制御回路において、関数発生器Ⅱが位相制御の特性を決める。電源力率を変えるために位相指令値 V_{ϕ} を変え、皮相電力がほぼ一定になるような条件で測定した入力電流・電圧波形を図4.37に示す。図示のように、電源力率は遅れ力率から進み力率まで広い範囲にわたって制御できる。また、いずれの場合も入力電流波形はほぼ正弦波となっている。

入力電源側には、系統インダクタンス、変圧器の漏れインダクタンスなどが存在する。また、コンバータの過電流保護のために電源側に交流リアクトルを接続する場合もある。これらのインダクタンスと入力端に接続したコンデンサとの相互作用は、入力電圧・電流波形に影響を与えることが予想される。そこで、これらの値を変化して電圧・電流波形を測定した。その結果を図4.38に示す。ここで、実験装置において電源側固有のインダクタンスは1mHである。従って電源インダクタンス3mHの条件は、2mHの交流リアクトル

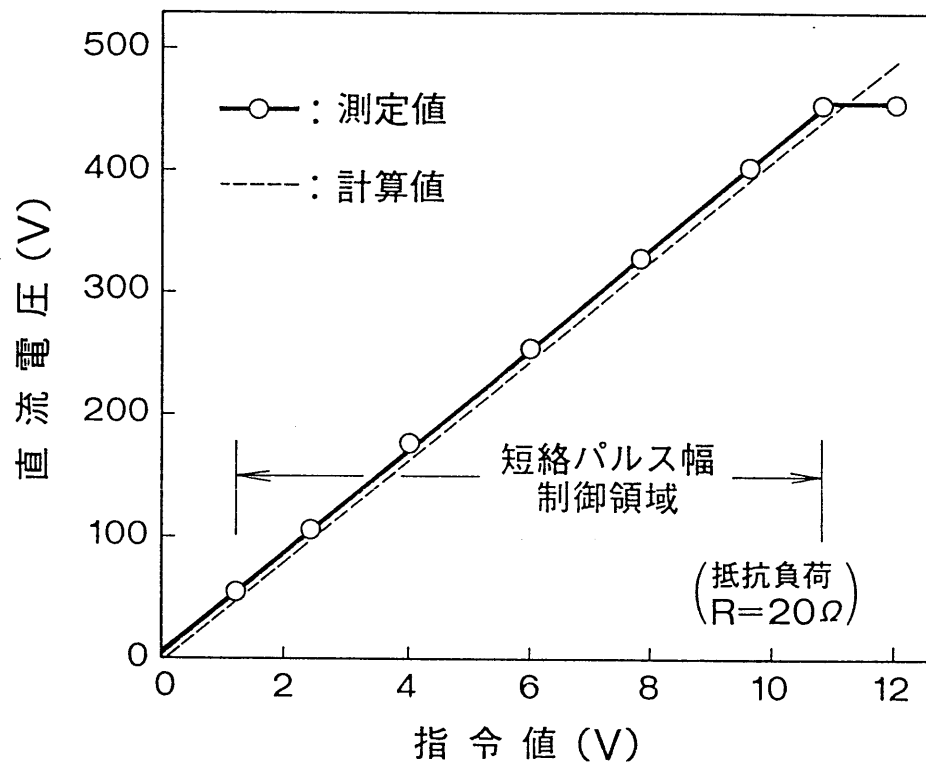
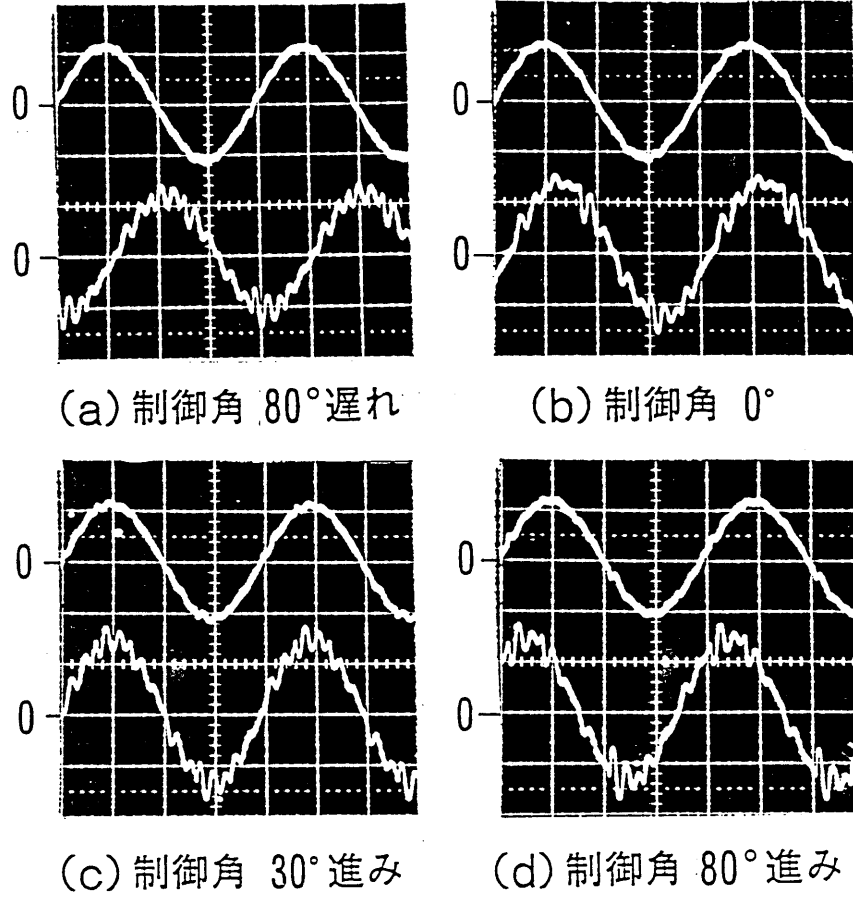
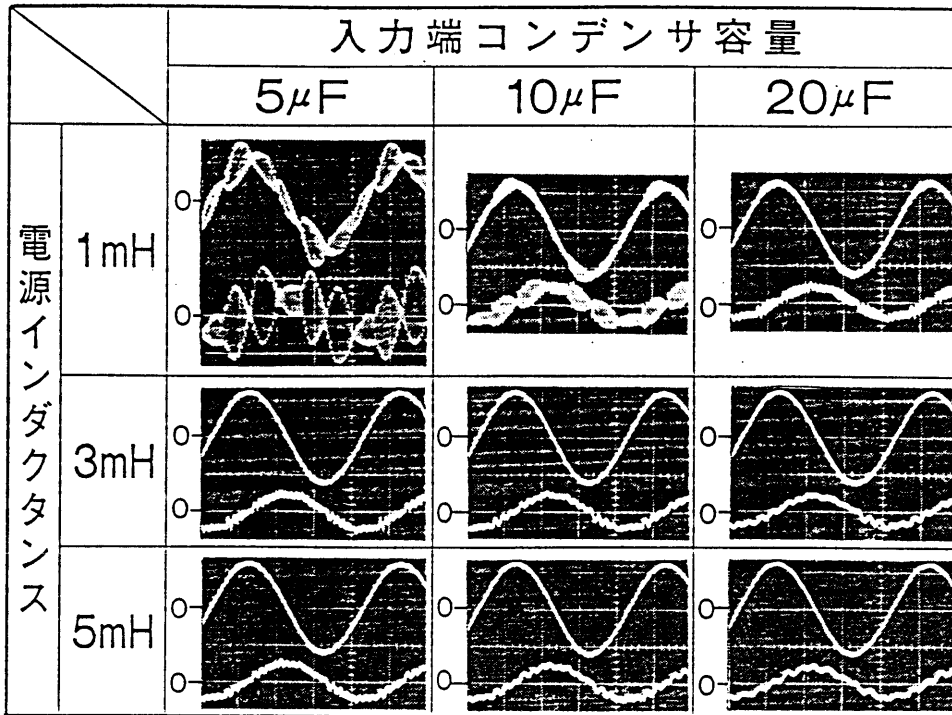


図4.36 直流電圧指令値と直流電圧の関係



(上：電圧[500V/div]、下：電流[20A/div]、時間：[5ms/div])

図4.37 力率制御時の電圧・電流



(上：電圧[500V/div]、下：電流[20A/div]、時間：[5ms/div])

図4.38 電源測定数変化時の入力電圧・電流波形

を電源とコンバータとの間に接続している。また、図示の入力電圧波形は、交流リアクトルを挿入した場合はリアクトルの電源側で測定したものである。電源インダクタンスと入力端コンデンサの容量とが変化しても、多くの場合には入力電流波形はほぼ正弦波になっている。しかしながら、電源インダクタンス1 mH、入力端コンデンサ5 μ Fの場合には、入力電流には振動波形が重畳している。これは、電源インダクタンスと入力端コンデンサとの共振周波数成分の影響と考えられる。

一方、共振を避ければ、本方式は非常に小さな入力端コンデンサの容量で電流波形の正弦波化が可能である。すなわち、ここで電源インダクタンス1 mHはコンバータ容量の2.9%、3 mHは8.8%、5 mHは14.7%にあたる。また、入力端コンデンサの容量5 μ Fは1.7%、10 μ Fは3.4%、20 μ Fは6.8%にあたる。したがって、例えば電源インダクタンスが8.8%(3 mH) 以上の場合には、入力端コンデンサは1.7%(5 μ F) という小さな容量で十分であると言える。

このコンバータの出力電圧は、図4.22に示すように交流電源の電圧を高周波でチョッピングした波形である。このため、直流電流を平滑化するためのリアクトルは相当小さくできると思われる。そこで直流リアクトルのインダクタンスを変化して直流電流の脈動率を測定した。その結果を図4.39に示す。図には、比較のために従来のサイリスタコンバータの場合を併せて示した。ここで脈動率は、直流平均電流 I_d に対する脈動電流 ΔI_d の比としている。従来、一般にサイリスタコンバータの場合の直流電流脈動率は20%程度に選ばれることが多い。図から、従来方式では $L = 80$ mHで脈動率は22%である。これと等しい脈動率になる条件は、本方式コンバータでは、 $L = 8$ mHとなる。このことから、本方式では従来方式と比較して直流リアクトルのインダクタンスを約1/10に低減できる。

4.5 正弦波入力PWMコンバータの応用〔7〕〔8〕

本章で述べたコンバータと、第3章のインバータとを組み合わせる用いることにより、インバータシステムが構成できる。その特徴は、それぞれ個別に述べた特性を組み合わせることにより、入力・出力の電圧・電流が、いずれも正弦波になることが期待できる。このようなインバータシステムの構成

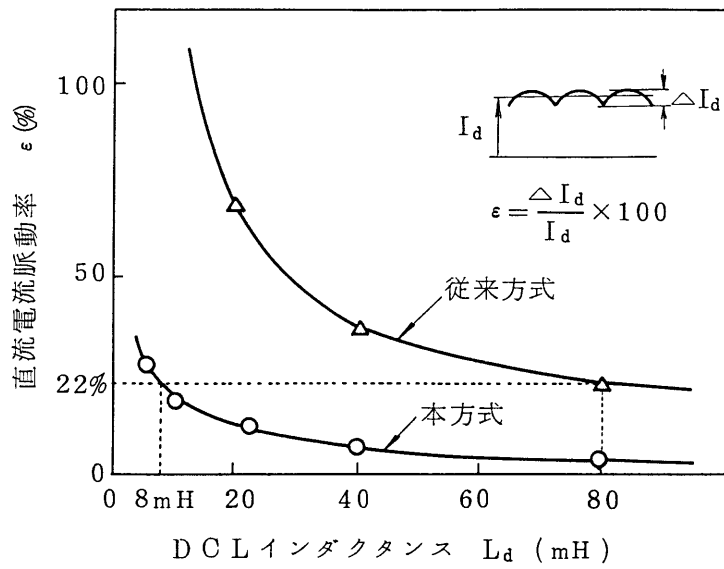


図 4.39 DCLインダクタンスと直流電流脈動率の関係

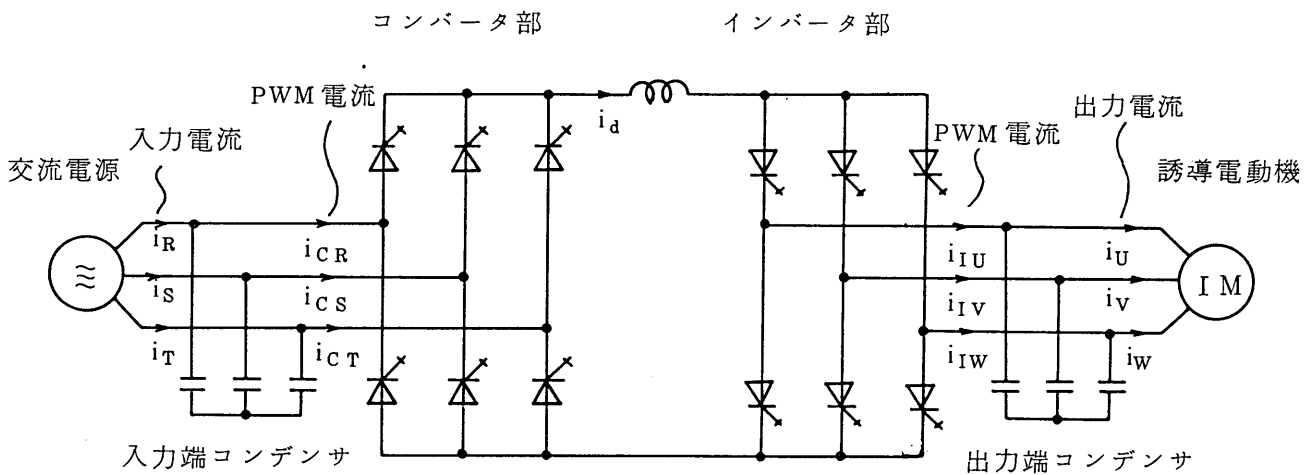


図 4.40 正弦波入出力インバータシステム構成

を図4.40に示す。コンバータ部とインバータ部は、対称の構成になっており、制御方法も基本的なところは両部分とも同じである。

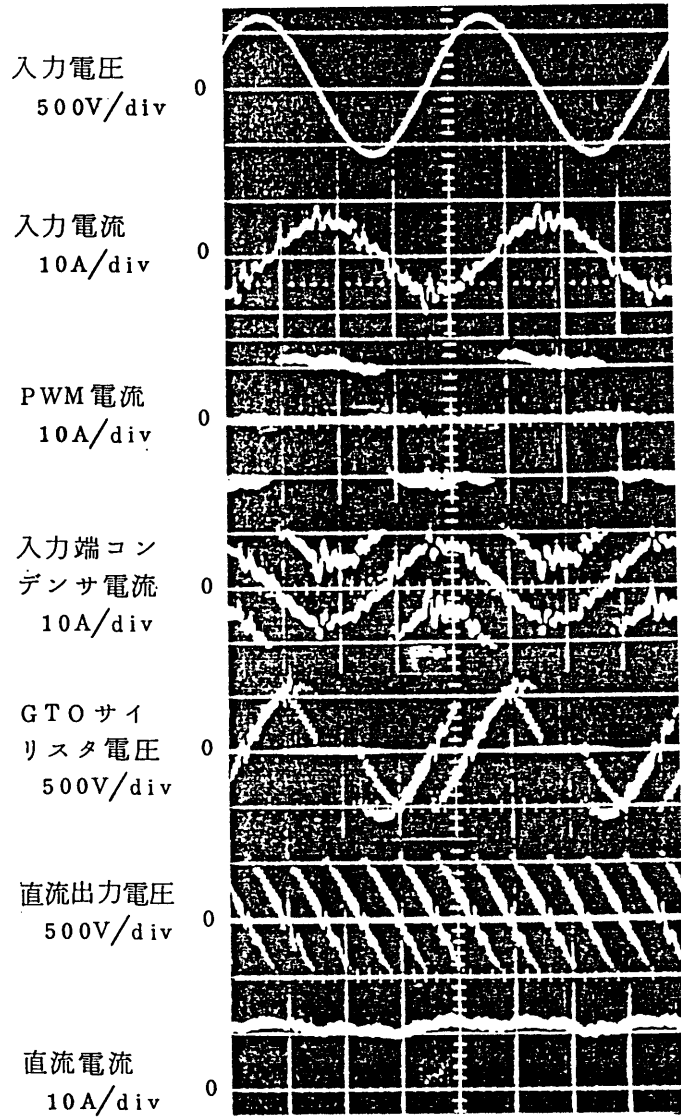
コンバータ部およびインバータ部の各部電圧・電流波形を図4.41に示す。入力・出力の電圧・電流波形は、いずれも正弦波に近い波形となっている。

このインバータシステムによって誘導電動機を加減速運転したときのオンプログラムを図4.42に示す。速度指令に追従して非常に滑らかな加減速運転特性が得られている。また、回生運転をはじめ四象限運転がスムーズに行えることを確認している。

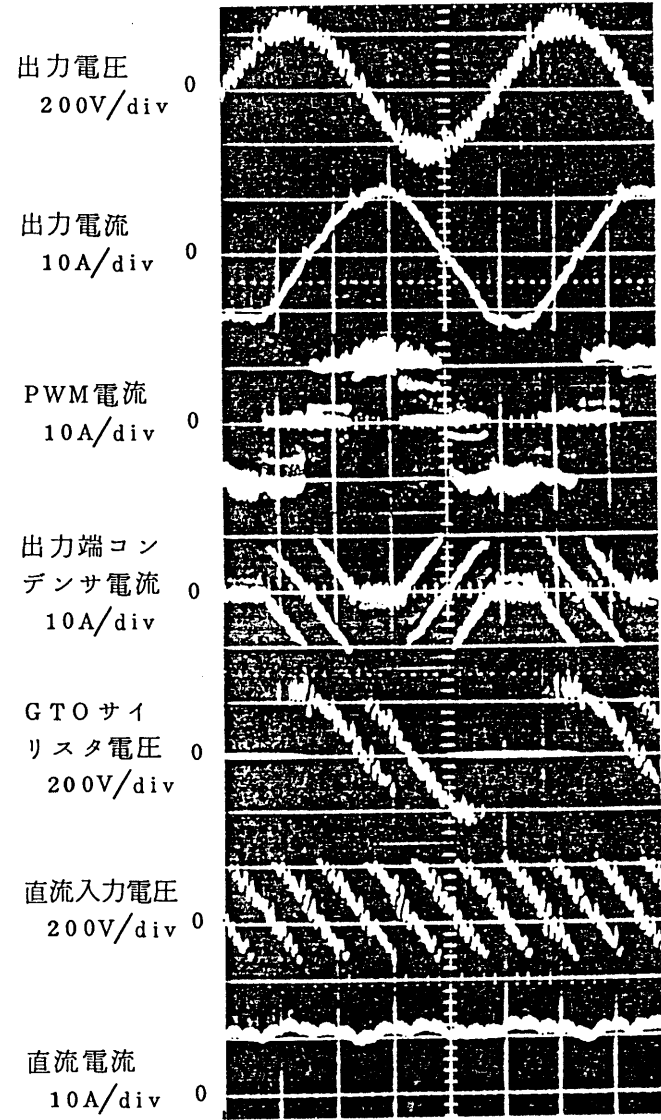
以上述べたように、コンバータとインバータとを組み合わせた正弦波入出力電流形インバータシステムは、入力と出力の電圧・電流波形をほぼ正弦波にすることができ、その効果として誘導電動機を商用電源とほとんど変わらない効率、騒音特性で可変速駆動することができる。正転、逆転、力行、回生の四象限運転が容易にでき、さらにベクトル制御を行うことにより高応答速度制御も可能である。したがって、ポンプ、ファン、圧延機、車両、エレベータ、クレーンなど、可変速駆動を必要とする用途に好適なインバータと言えよう。

本インバータシステムをエレベータ制御に応用した場合の構成を図4.43に示す〔9〕。エレベータでは、乗り心地を良くするために滑らかな加減速特性および正確な着床特性が必要であるため、ベクトル制御を適用している。16ビットマイクロコンピュータを用いてベクトル制御に必要な演算を行い、誘導電動機に流す電流の大きさ、周波数、位相の指令値 I_1^* 、 ω_1^* 、 θ_1^* を求める。電流指令値 I_1^* を電流制御回路に与え、この出力によりコンバータ部のPWMパターン発生回路を動作させ、誘導電動機に所定の大きさの電流が流れるように直流電圧を調整する。一方、周波数指令 ω_1^* と位相指令 θ_1^* とに基づいてインバータ部のPWMパターン発生回路を動作させ、誘導電動機に所定の周波数と位相の電流が流れるように制御する。

社内のエレベータ研究塔で実機試験を行ったときの運転特性を図4.44に示す〔9〕。安定した加減速特性で、低速運転時の加速度からも乗り心地の良い特性であることがわかる。同図(b)の全負荷下降時において、A～B間は電力回生運転状態であるが、力率がほぼ1で正弦波電流が回生されることが確



(a) コンバータ部 [時間 : 5ms/div]



(b) インバータ部 [時間 : 10ms/div]

図 4.41 各部の電圧・電流波形 (インバータ周波数 20Hz , 入力端コンデンサ 10 μ F , 出力端コンデンサ 5 μ F , 電源インダクタンス 3mH)

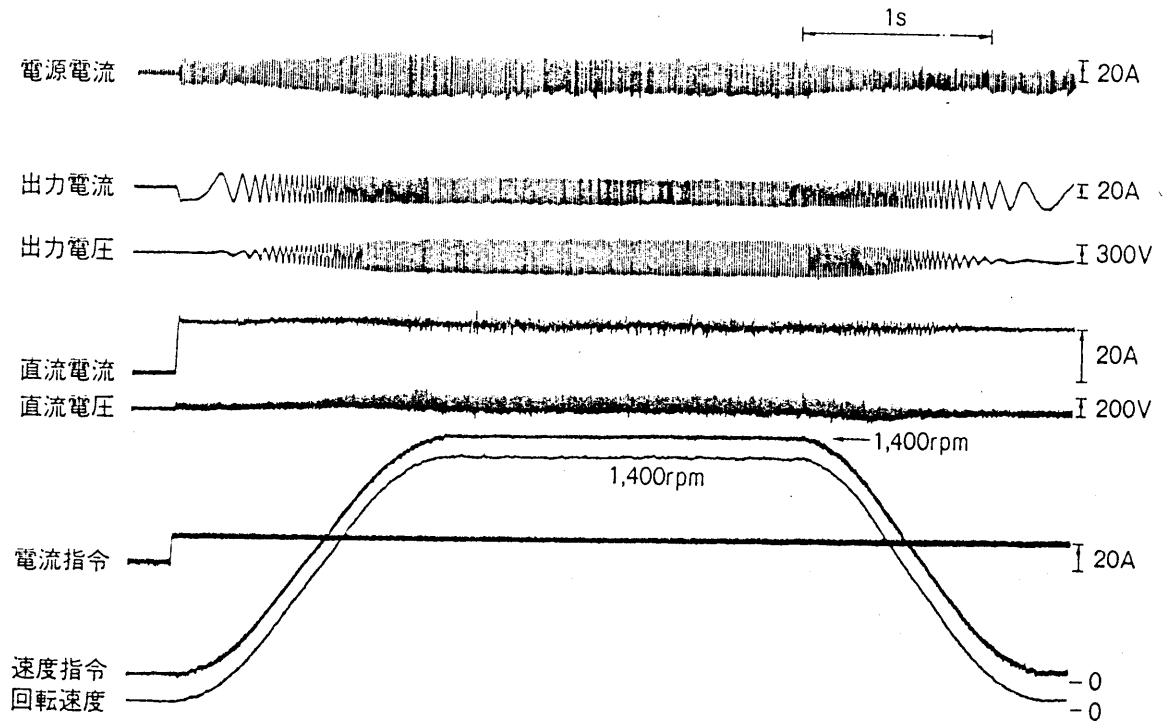


図 4.4.2 正弦波入出力インバータによる誘導電動機加減速運転特性

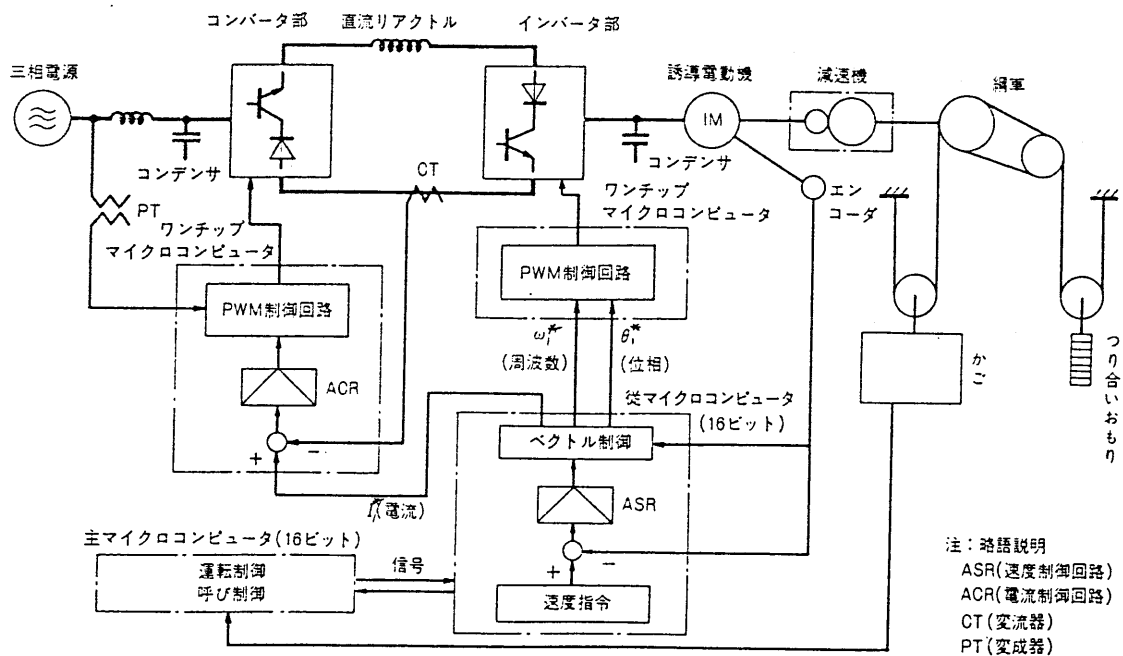
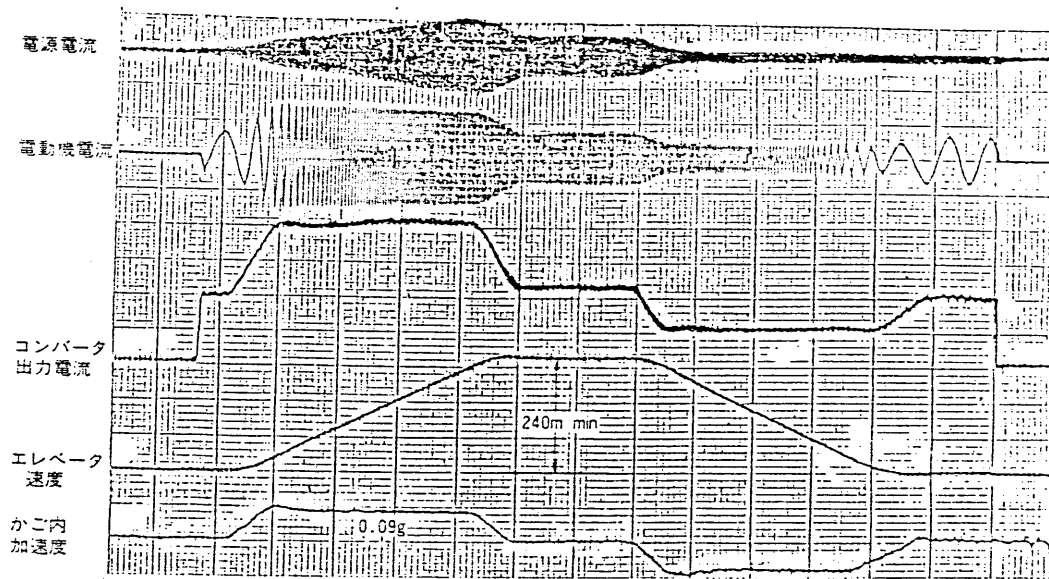
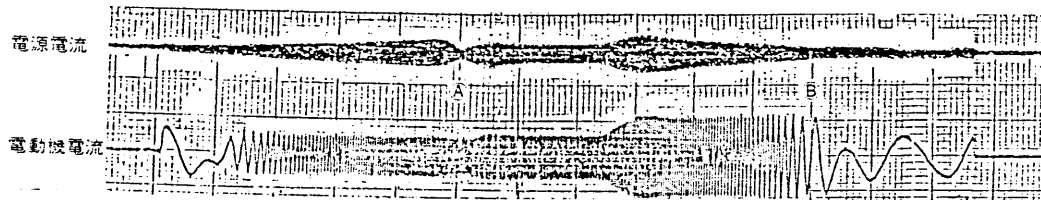


図 4.4.3 正弦波入出力インバータを応用した高速エレベータのシステム構成



(a) 全負荷上昇時



(b) 全負荷下降時

図4.44 正弦波入出力インバータ制御高速エレベータの運転特性

認できた。

4.6 むすび

直流電動機制御用や、インバータと組み合わせて用いるコンバータとして、最近では電源力率が高くて電源高調波が小さく、かつ出力直流電圧の制御性が良い変換装置の要求が非常に強くなってきている。

まず、本章の前半において、三相ブリッジ接続の6アームのうちの3アームにGTOサイリスタを用い、残りのアームは通常のサイリスタを用いた方式のコンバータの開発について述べた。このコンバータで等パルス幅のパルス幅制御を行って直流電圧を円滑に制御し、かつ電源力率が高い制御を可能にした。パルス幅制御におけるGTOサイリスタのターンオフ時に過電圧が発生する現象があり、その発生機構を解明し、ゲートパルスの重ね合わせおよび入力側フィルタの最適化による過電圧抑制法を明らかにした。このコンバータを直流電動機駆動のエレベータ制御に応用したシステムの性能を評価し、電源力率が改善され、電源設備容量や消費電力低減の効果が大きいことが確認された。

本章の後半においては、前半に述べた方式をさらに発展させ、前半の方式の特徴に加えて入力電流の高調波が小さいコンバータの開発について述べた。本方式の主回路は、GTOサイリスタで構成した三相ブリッジ回路の入力端にコンデンサを接続するだけの簡単な構成である。出力電圧は、同一相の上下アームを同時に導通させる短絡モードの期間を変えて制御する。各アームに与えるゲート信号は、正弦波電流を与えるPWMパターンと、短絡モード期間を決める短絡パルスとを合成して得る。このような制御により、直流出力電圧を変化させても入力電流の高調波成分を小さくできることを、実測と計算により明らかにした。平滑リアクトルのインダクタンスは、従来のサイリスタ式の電流形インバータに比べて約1/10に低減できる。また入力端に接続するコンデンサはコンバータの容量の数パーセントという小さな容量でよい。さらに、コンバータを第3章で述べた正弦波出力電流形インバータと組み合わせて電流形インバータシステムとして特性を評価し、その結果、入出力いずれの波形も正弦波化でき、エレベータ制御などの交流電動機の四象限

運転に用いるのに好適なインバータシステムであることを実証した。

<参考文献>

- 1) 坂井, 青木, 安藤, 稲葉, 「サイリスタレオナード制御方式直流エレベータ」, 日立評論, 62, 7, pp.509-514 (昭55)
- 2) T. Kataoka, K. Mizumachi, S. Miyairi, "A Pulse Width Controlled AC to DC Converter to Improve Power Factor and Waveform of AC Line Current", IEEE Trans. IA-15, 6, pp.670-675 (1979)
- 3) D. Alexa, V. Prisacaru, "Selbstgeführte Stromrichter für Umkehrantriebe, die keine Blindleistung des Speisernetzes benötigen", ETZ-A, 94, 3, pp.158-161 (1973)
- 4) H. Inaba, S. Shima, A. Ueda, T. Ando, T. Kurosawa, Y. Sakai, "A New Speed Control System for DC Motors Using GTO Converter and its Application to Elevators", IEEE Trans., IA-21, 2, pp.391-397 (1985)
- 5) 黒沢, 安藤, 坂井, 「GTOサイリスタ式コンバータを用いた省電力形直流エレベータ」, 日立評論, 66, 6, pp.419-424 (昭59)
- 6) 植田, 上田, 本部, 「正弦波入力電流形GTOコンバータの制御法と特性」, 電学論D, 107, 11, pp.1316-1323 (昭和62)
- 7) 本部, 植田, 地福, 三井, 岡島, 「入出力正弦波電流形インバータとその応用」, 日立評論, 68, 8, pp.637-642 (昭61)
- 8) M. Hombu, S. Ueda, A. Ueda, "A Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Inputs and Outputs", IEEE Trans., IA-23, 2, pp.247-255 (1987)
- 9) 三井, 中里, 坂井, 島, 本部, 池田, 「正弦波インバータ制御高速エレベータ」, 日立評論, 68, 6, pp.495-500 (昭61)

5.1 電力変換装置へのGTOサイリスタの導入

車両・エレベータ駆動用や各種産業用途の電動機駆動に用いられる電力変換装置に対しては、最近、特に、入力・出力の電圧・電流に含まれる高調波成分が小さいこと、電源力率（電源からみた入力力率）が良いことなどの高度な要求が強くなってきている。これらの要求に対して、通常のサイリスタ（転流ターンオフ形）を用いた従来の変換装置では応えることはできない。そこで、大容量の自己消弧形デバイスであるGTOサイリスタを応用した高性能な電力変換装置の開発について検討した。

GTOサイリスタは、通常のサイリスタと同様に導通開始時点を制御できるのに加えて、導通終了もゲート信号で制御できる自己消弧形デバイスであり、しかも大容量の電力を制御できる特徴をもつ。GTOサイリスタを用いた電力変換装置は、転流回路が不要であるため装置の小型・軽量化が可能であること、回路の最大動作周波数を高くできること、誘導障害を低減できること等の利点が期待できる。これらの利点は、自己消弧形デバイスに共通の利点であるが、それに加えてGTOサイリスタは現在実用レベルで得られる最も大容量の自己消弧形デバイスであり、これを用いれば大容量の変換装置が実現できる。

電源力率の改善や電源高調波（入力電流の高調波成分）の低減は、大容量の装置になるほど電力系統へ与える効果が大きい。このため、GTOサイリスタを応用した高性能な電力変換装置の開発は、社会的にも意義は大きいと思われる。

本研究は、このような観点から行われたもので、本研究の結果、車両駆動用大容量電圧形GTOインバータ、誘導電動機駆動用正弦波出力電流形GTOインバータおよびPWM制御GTOコンバータが開発された。

第1章は緒論で、研究の背景として、電力変換装置、電力用半導体デバイス、車両・エレベータ駆動用電力変換装置、インバータおよび順変換装置（コンバータ）の現状と動向について述べ、そして、それらを踏まえた本研究の目的と本論文の構成について述べた。

5.2 車両駆動用大容量電圧形GTOインバータの開発

第2章では小型地下鉄計画の概要にふれ、電車駆動用に小型大容量GTOインバータの開発が必要とされた経緯について述べ、次に、開発した技術について述べた。

- (1) 小型地下鉄電車に必要な駆動装置の仕様を、160kW誘導電動機2台を600kVA(最大容量)のGTOインバータで制御するものとして与えた。そして、これに用いるGTOサイリスタの定格を、電圧2500V、遮断電流1000Aと決定し、インバータの各アームは、このGTOサイリスタを2個並列接続して用いることに決定した。
- (2) 大容量GTOサイリスタの動特性を回路技術との関係において評価し、適用上の問題点を摘出してその解決をはかった。ゲート回路では、オフゲート電流のピーク値と立ち上がりがそれぞれ600A、30A/ μ sと大きい値が得られ、かつ信頼性の高い回路を開発した。デバイス並列接続では、各種方式を比較検討した結果、電流バラランサを用い、スナバ回路とフリーホイールダイオードは各デバイス毎に個別に接続すべきことを見出した。そして、電流バラランサに必要な電圧時間積を明らかにした。
- (3) GTOサイリスタのターンオフ動作と回路インダクタンスとの関係を解明し、スパイク電圧およびはね上がり電圧を、それぞれ許容値450V、2100V以下にする方法を明らかにした。そして、そのための回路インダクタンスの低減法を検討し、スナバ回路の配線インダクタンスを低減するために冷却方式をデバイス外置き形フロン冷却とすべきことを決定し、さらにスナバ回路用として、残留インダクタンスを従来より約40%低減したコンデンサを開発した。また、主回路インダクタンスでは電流バラランサの漏れインダクタンスが最も大きいことを明らかにし、巻線を添え巻きすることで漏れインダクタンスを従来 $1/8$ に低減したバラランサを開発した。さらに配線インダクタンスを低減するため、インバータ装置内部の機器配置を、配線長が短くなるように工夫するとともに、平行銅板による往復配線や同心ケーブルを用いた。
- (4) インバータ電車の制御方式について検討し、入力側フィルタの影響で不安定現象が生じることをつきとめ、架線電流の振動分を検出してダンピン

グをかけて振動を抑制した。また、車輪の空転を検知して電動機トルクを絞って再粘着させることにより利用粘着係数の向上がはかれることを明らかにした。

- (5) G T Oインバータの実用化において重要な、過電流時の保護方式について検討し、一相短絡（転流失敗）に対してはゲート固定方式を、過負荷（過電流）に対しては全ゲート停止方式により保護する方式を開発した。
- (6) 以上を総合した性能を検証するため、等価試験および実車走行試験を実施した。まず等価試験で、力行・回生の基本特性のほか、力行電源中断、回生負荷遮断などの特殊試験においても、良好に動作することを確認した。次に実車走行試験を行い、目標性能が達成されていることを確認した。

5.3 誘導電動機駆動用正弦波出力電流形インバータの開発

第3章では、従来の電動機駆動用インバータの問題点と、新たに自己消弧形デバイスを適用した高性能のインバータが要求されるに至った背景について述べ、次に、従来難しいとされていた電流形インバータに自己消弧形デバイスとP W M制御を適用し、正弦波に近い出力波形が得られるP W M制御電流形G T Oインバータを開発した結果を述べた。

- (1) 出力電圧・電流波形をともに正弦波にするための基本的な主回路構成として、G T Oサイリスタを用いた三相ブリッジ接続構成とし、ブリッジの交流出力端に小容量のコンデンサを接続する。基本的な制御方式としては、三相ブリッジ回路の各G T Oサイリスタに正弦波を出力できるようにP W M制御されたパルス電流を流す。ブリッジ回路出力端に接続したコンデンサがフィルタとして作用し、インバータの出力電圧・電流（電動機電圧・電流）はほぼ正弦波となる。
- (2) P W M制御されたパルス電流（P W M電流）の高調波を計算により解析し、P W Mの各パラメータを検討した。そして、パルス数M，変調率Dの必要条件を明らかにした。
- (3) この方式により試作したインバータで誘導電動機を駆動したところ、スパイク電圧が発生する現象があることが明らかとなった。そこで、スパイク電圧の発生機構を検討し、P W M電流の極性反転時に出力端に接続した

コンデンサと誘導電動機の漏れインダクタンスとの間で振動が生じて、出力端コンデンサが過充電される現象があり、これがスパイク電圧発生の原因であることを解明した。そして、その対策として、直流側短絡状態を起こす短絡パルスをGTOサイリスタに与えることにより、前述の過充電する期間を短くするとともに、過充電を打ち消す方向の電流ループを形成し、スパイク電圧を低減した。

(4) 出力波形の高調波特性を実験により検討し、これと前述の計算により、出力波形を正弦波にするためのPWMのパラメータや出力端コンデンサの条件を明らかにした。すなわち、PWM制御における変調率（変調波と搬送波の振幅の比）は0.75以上に選ぶ必要があり、またPWM電流の半周期におけるパルス数Mは、最も多く含まれる高調波成分である $3(M-1) \pm 1$ 次の周波数が、出力端コンデンサ容量と誘導電動機の漏れインダクタンスとで決まる共振周波数の3倍以上になるように選ぶのが望ましい。また、本方式において出力端に接続するコンデンサは、400V、15kVAのインバータ装置において5 μ F、すなわちインバータ容量の1.7%という小さい容量でよい。

(5) 本インバータにより誘導電動機を駆動して、電動機の効率、騒音が従来のインバータより大幅に改善されることを確認した。すなわち、3.7kW誘導電動機を駆動した場合、従来のPWM制御電圧形インバータ駆動時に比べ、定格周波数、定格負荷時の電動機効率は6%高く、また騒音は8dB低い。これらの効率、騒音は、商用電源による駆動時とほぼ等しい。

5.4 PWM制御GTOコンバータの開発

第4章では、直流電動機駆動用変換装置の現状と高力率コンバータが必要とされるようになった背景について述べ、続いて、三相ブリッジ結線の6アームのサイリスタのうち3アームをGTOサイリスタに置きかえて、等パルス幅制御を行うコンバータの開発結果について述べた。次に、インバータとの組み合わせ運転用や直流電動機駆動用として、電源からみた入力力率（電源力率）の改善のみでなく、入力（電源）電流の高調波成分（電源高調波）が少ない高性能コンバータが必要とされる状況と、それに対応して入力電流

がほぼ正弦波となる電流形GTOコンバータを開発した結果について述べた。

- (1) 3アームGTOのコンバータで等パルス幅のパルス幅制御を行って、直流電圧を円滑に制御し、かつ電源力率が高い制御を可能にした。パルス幅制御におけるGTOサイリスタのターンオフ時に過電圧が発生する現象があり、その発生機構を解明し、ゲートパルス重ね合わせおよび入力側フィルタの最適化による過電圧抑制法を明らかにした。
- (2) このコンバータを直流電動機駆動のエレベータ制御に応用したシステムの性能を評価し、電源力率が改善され、電源設備容量や消費電力低減の効果が大きいことを確認した。
- (3) 正弦波入力電流形GTOコンバータの主回路は、GTOサイリスタで構成した三相ブリッジ回路の入力端に小容量のコンデンサを接続している。出力電圧の制御は、同一相の上下アームを同時に導通させる短絡モードの期間を変えて制御する。各アームに与えるゲート信号は、正弦波電流を与えるPWMパターンと短絡モード期間を決める短絡パルスとを合成して得る。このような制御により、直流出力電圧を変化させても入力電流の高調波成分を小さくできることを、実測と計算により明らかにした。
- (4) 正弦波入力電流形GTOコンバータの入力端に接続するコンデンサは、コンバータ容量の数パーセントという小さな容量でよい。また直流平滑リアクトルのインダクタンスは、従来のサイリスタ式の電流形インバータに比べ、約1/10でよい。
- (5) 正弦波入力電流形コンバータを、第3章で述べた正弦波出力電流形インバータと組み合わせて、電流形インバータシステムとして特性を評価し、入出力いずれの波形も正弦波化できて、エレベータ制御などの誘導電動機の四象限運転に用いるのに好適なインバータシステムであることを実証した。

5.5 開発成果の実用化と将来展望

以上述べた開発の成果の実用化の状況は次のとおりである。すなわち、第2章の電圧形GTOインバータは、私鉄および地下鉄の十数路線の車両に採用されて合計約120両が運転中であり、その良好な加減速特性、小形軽量の

利点，および直流機と比べて保守が軽減されることなどにより極めて好評である。また，第3章と第4章で述べた電流形インバータとコンバータは，両者を組み合わせたインバータシステムとして高速エレベータ制御に応用され，現在約20台が稼働中である。この方式は，入力および出力の電圧・電流が正弦波化できるため，エレベータの騒音低減，乗心地向上に有効であり，また電源力率が良く，電源高調波が小さいなど多くの利点があり，好評を得ている。

以上のように，本研究で開発した電力変換装置は未だ実用化の初期段階であるが，その高性能ゆえに極めて評価が高く，今後ますます応用が広がって行くものと期待されている。

現在，GTOサイリスタはさらに大容量化が進みつつあり，4500V，2000～3000Aのデバイスが実用化できる状況に達しつつある。一方，パワートランジスタも大容量化と性能改善が進んでおり，中小容量の装置において広く実用化され，その容量範囲も拡大しつつあるが，大容量装置への適用は未だ当分難しい。他方，SIサイリスタはその原理上，高速，大容量のスイッチングデバイスとして将来性が期待されているが，デバイスおよび応用技術の開発が実用化レベルに達するには，しばらく時間がかかるとみられる。

このような状況から，GTOサイリスタを応用した電力変換装置は，その重要性がますます高まると考えられ，本研究もこのような情勢から意義深いものと思われる。今後はさらに，インバータの多重化制御技術，スナバエネルギーの回生技術等の開発により，より大容量のGTOインバータの実現も期待されている。

<謝 辞>

本論文をまとめるに当たり、名古屋大学工学部教授内川嘉樹先生，同教授鬼頭幸生先生，同助教授大熊繁先生には論文のまとめ方を始め内容全般，詳細にわたって終始御懇切なる御指導をいただきました。また豊田工業高等専門学校校長（元名古屋大学教授）岩田幸二先生より，数々の有益な御教示を頂きました。ここに厚く御礼申し上げます。

本論文は著者が㈱日立製作所日立研究所において行った研究をとりまとめたもので，本研究を進めるに当たり関係工場及び日立研究所の多くの方々の御指導と御協力を頂いた。まず，㈱日立製作所水戸工場副工場長武井謙二氏，同副技師長坪井孝氏，同部長三井宣夫氏，同副技師長坂井吉男氏，日立工場副技師長地福順人氏，習志野工場副技師長岡島郁夫氏，システム事業部部長安藤正博氏はじめ関係各位には，本研究を進めるに当たって御指導並びに研究の推進に御協力を頂いた。また，日立研究所前所長高砂常義博士（現日立工機㈱），同所長川本幸雄博士，同元部長大西和夫氏（現日本サーボ㈱），同主管研究員木脇久勝博士，同元主管研究員天野比佐雄博士（現日立エンジニアリング㈱），同元主管研究員堀孝正博士（現三重大学教授）には，本研究の機会を与えて頂くとともに御激励並びに御指導頂いた。これらの方々に深く感謝の意を表します。

さらに，日立研究所主任研究員成田博氏，同射場本正彦氏，同本部光幸氏，同松田靖夫氏，同研究員稲葉博美氏，同元技師安藤武喜氏（現日立エレベータサービス㈱），同研究員上田茂太氏，同企画員本田一男氏には，実験および解析に当たって御協力と御討論を頂いた。これらの方々に御礼申し上げます。

＜本研究に関する発表論文＞

論文題目	公表の方法及び時期	共著者	関連の章
(1) GTO Inverter for AC Traction Drives (交流駆動車両用のGTOインバータ)	IEEE Transactions, Vol.IA-19, No3 pp. 343-348 (1983)	M.Ibamoto H.Narita T.Hori T.Tsuboi Y.Yamada	第2章
(2) A New Speed Control System for DC Motors Using GTO Converter and its Application to Elevators (GTOコンバータを用いた直流電動機の新速度制御方式とエレベータへの応用)	IEEE Transactions, Vol.IA-21, No2 pp. 391-397 (1985)	H.Inaba S.Shima T.Ando T.Kurosawa Y.Sakai	第4章
(3) A New Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Output Voltage and Current (正弦波電圧電流出力の新電流形GTOインバータ)	IEEE Transactions, Vol.IA-21, No5 pp. 1192-1198 (1985)	M.Hombu S.Ueda Y.Matsuda	第3章
(4) 正弦波出力電流形GTOインバータのPWM制御法	電気学会論文誌, Vol.106-B, No7, pp. 579-586 (昭61)	本部 光幸 上田 茂太	第3章
(5) A Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Inputs and Outputs (正弦波入出力電流形GTOインバータ)	IEEE Transactions, Vol.IA-23, No2, pp. 247-255 (1987)	M.Hombu S.Ueda	第3,4章
(6) 正弦波入力電流形GTOコンバータの制御法と特性	電気学会論文誌, Vol.107-D, No11, pp. 1316-1323 (昭62)	上田 茂太 本部 光幸	第4章