

国・本誌

# サイクロコンバータの構成法と 波形制御法に関する研究

名古屋大学図書	
和	941655

昭和60年2月

古 橋 武

# 目次

第1章 序論	1
1・1 まえがき	1
1・2 サイクロコンバータの原理と研究の歴史	2
1・2・1 定比式サイクロコンバータ	2
1・2・2 連続式サイクロコンバータ	5
1・3 本論文の概要	14
文献	17
第2章 相電圧縦続接続方式サイクロコンバータ	19
2・1 まえがき	19
2・2 理論	19
2・2・1 主回路構成とゲート制御法	19
2・2・2 制御角の決定式	26
2・2・3 数値計算例	29
2・3 実験	34
2・3・1 実験回路の構成	34
2・3・2 実験結果	34
2・4 むすび	38
文献	39
第3章 相間リアクトル2次巻線方式サイクロコンバータ	40

3・1	まえがき	40
3・2	理論	41
3・2・1	主回路構成と動作原理	41
3・2・2	制御角の決定	49
3・2・3	数値計算例	54
3・3	実験	61
3・4	むすび	67
	文献	69
第4章 電力の双方向変換が可能な50Hz⇄60Hz変換サイクロコンバータ		71
4・1	まえがき	71
4・2	理論	72
4・2・1	主回路構成と出力電圧制御方式	72
4・2・2	サイクロコンバータ出力相電圧の基本波分	79
4・2・3	変換電力	82
4・2・4	サイクロコンバータ出力電流	86
4・2・5	サイクロコンバータ入力電流および入力力率	90
4・3	実験	93
4・3・1	実験回路の構成	93
4・3・2	実験結果	99
4・4	むすび	104
	文献	105
第5章 総括		106
	謝辞	108

# 第 1 章 序 論

## 1・1 まえがき

サイリスタは1957年にSCRという商品名でGE社により初めて商品化された。当初のサイリスタは、定格が200V、10Aと小さく大電力スイッチ素子としてはまだ十分なものではなかったが、ターンオフタイム・順電圧降下が格子付き水銀整流器のそれよりもそれぞれ1～2桁および1桁小さいこと、また小型・軽量で取り扱いが容易であることなどの長所を有し、その高い実用性が注目された。その後のサイリスタの発展はめざましく、高耐圧大電流化が急速に押しすすめられ、現在では4000V、3000Aのものが実用化されるまでになった。その結果、水銀整流器を用いてすでに実用化されていた位相制御整流器・他励インバータは、ほとんどサイリスタを用いたものに置き換わるに至った。サイクロコンバータの研究が活発に行われるようになったのも、やはりサイリスタの出現を契機としている。

サイクロコンバータは、電源の周波数を他の周波数へと直接変換するエネルギー貯蔵要素を持たない高効率の静止型電力変換器である。サイクロコンバータの動作はサイリスタの自然転流に基づいており動作が安定であり、とくに大容量の変換周波数電源として実用化の例が増えつつある<sup>(1)</sup>。例えば、鉄鋼・銅圧延機駆動システムは圧延機の急激な加減速、正逆運転、また圧延材かみ込みによる大きな負荷変動（特に鉄鋼の分塊圧延機において著しい）など苛酷な運転が要求され、従来は全て直流機が使用されてきた。しかし、直流機は複雑な整流子を持ち、その保守に多大な手数を必要とする。このため、交流機の使用によるブラシレス化のニーズが高まり、サイクロコンバータによる交流機駆動が注目されることとなった。すでに、容量3000kVAのサイクロコンバータの実用化の例も報告されている<sup>(2)(3)</sup>。その他、将来の大量輸送機関としてのリニアモ-

タカーの駆動用電源としてサイクロコンバータが有望視され、国鉄の宮崎実験線では10MVAのサイクロコンバータが稼働している<sup>(4)</sup>。

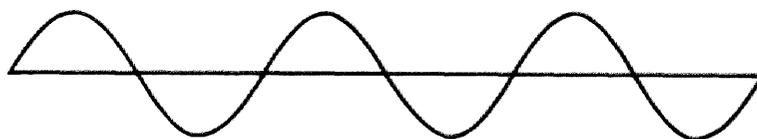
サイクロコンバータの研究の歴史はかなり古く、1930年代にはすでに無整流子モータとしてのサイラトロンモータや、ドイツの国有鉄道の交流電化に水銀整流器を用いた50Hz→16・2/3Hz変換が実用化されている。しかしながら、サイクロコンバータは比較的多数の制御整流器を必要とし、信頼性・取り扱いの点で問題が多くその後の発展はみられなかった。最近のサイリスタ素子自体の大容量化や、制御回路をIC・マイクロコンピュータを用いて簡単に構成することが容易となったことがサイクロコンバータの実用性をふたたび高めることとなった。

## 1・2 サイクロコンバータの原理と研究の歴史

### 1・2・1 定比式サイクロコンバータ

サイクロコンバータの最も簡単な方式としては、電源周波数の1/N倍もしくはN倍の周波数（Nは定数）を得る定比式サイクロコンバータがある。図1・1には電源周波数の1/2分周形、1/3分周形の例を示す。それぞれ、電源の半サイクル波形2、3個ごとに正負を交替させればよい。実際には、この方式は波形が良好でない。多相電源による台形波サイクロコンバータ、包絡波サイクロコンバータ<sup>(5)</sup>が波形が良好で実用的である。

図1・2、図1・3には電源周波数のN倍の出力周波数を得る例として、それぞれ2倍および3倍の出力周波数を得るサイクロコンバータ<sup>(6)</sup>の回路構成と出力波形を示す。4相あるいは3相の電圧を組合わせて、斜線で示す2倍あるいは3倍の出力周波数を得ている。従来この種のサイクロコンバータは負荷が抵抗に限られ、しかも入力電流波形が悪いという難点があった<sup>(7)</sup>が、文献(6)では、従来の電圧零点に同期した転流法に替えて、負荷電流が零点を過ぎる位相角にて転流を行う方式を採用して誘導負荷での



(a) 電 源 波 形

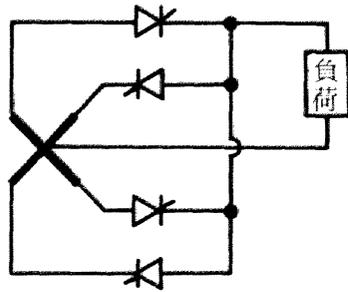


(b) 1/2 分 周 波 形

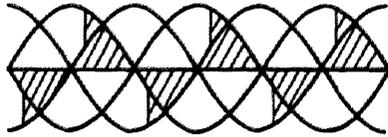


(c) 1/3 分 周 波 形

図 1・1 定比式サイクロコンバータの出力電圧波形

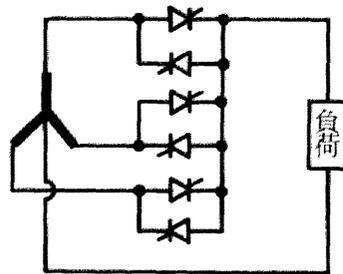


(a) 回路構成

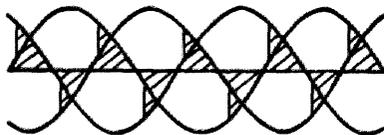


(b) 出力電圧波形

図 1・2 2倍周波数サイクロコンバータ



(a) 回路構成



(b) 出力電圧波形

図 1・3 3倍周波数サイクロコンバータ

使用を可能とし、かつ3相出力結線にて運転を行えば入力電流高調波を改善できることを示している。誘導加熱炉などの数百Hzの電源としては、現在コンバータ・インバータ（「交流→直流→交流」という間接変換）方式<sup>(8)</sup>、磁気周波数連倍器（鉄の磁化特性の非線形性を利用したもの）<sup>(9)</sup>が実用化されているが、文献（6）の方式の実用化も検討されてよいであろう。

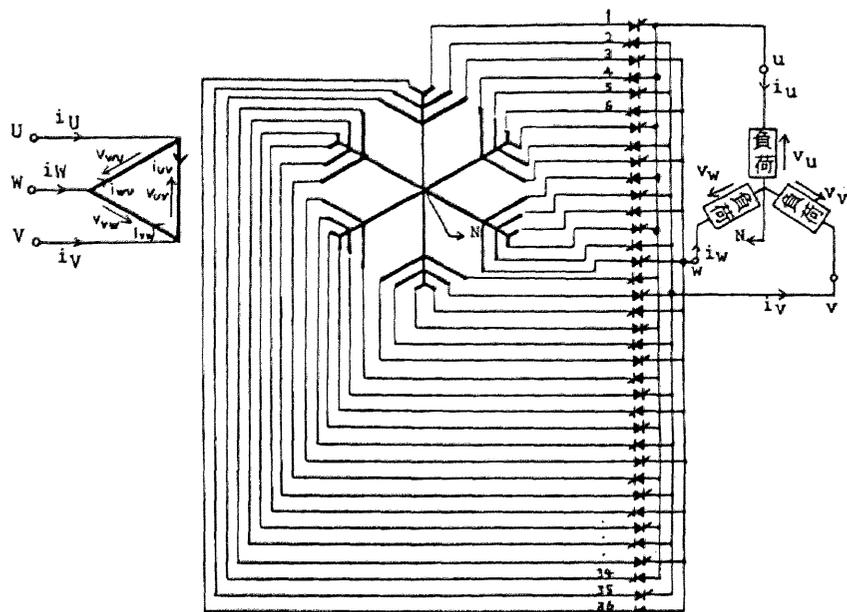
電源周波数の分数倍の出力周波数を得る定比式サイクロコンバータとしては、以上の他に50Hz→60Hzおよび60Hz→50Hz変換サイクロコンバータがある。現在使用されている50Hz→60Hz変換装置としては、国鉄新幹線変電所の電動発電機方式<sup>(10)</sup>、また、異周波数系統間の連系を行う佐久間、新信濃両変換所のコンバータ・インバータ方式<sup>(11)</sup>がある。金丸・雨宮氏は、出力に電源周波数の5/6もしくは6/5倍周波数を得るサイクロコンバータによる「交流→交流」という直接変換方式の可能性を示した<sup>(12)(13)</sup>。それは、50Hz→60Hz変換には1次側3相、2次側36相の主変圧器、60Hz→50Hz変換には1次側3相、2次側10相の主変圧器とサイクロコンバータを使用するものである。図1・4には3相50Hz→3相60Hz変換サイクロコンバータの主回路構成と1相分の出力電圧波形を示す。これらのサイクロコンバータは、従来の電動発電機方式に比較して保守が容易、コンバータ・インバータ方式より変換効率が高等の利点を持っているが、出力電圧の振幅および位相が電源電圧で決定されてしまい制御が困難であるため、適用できる負荷が限られてしまうという難点もある。

### 1・2・2 連続式サイクロコンバータ

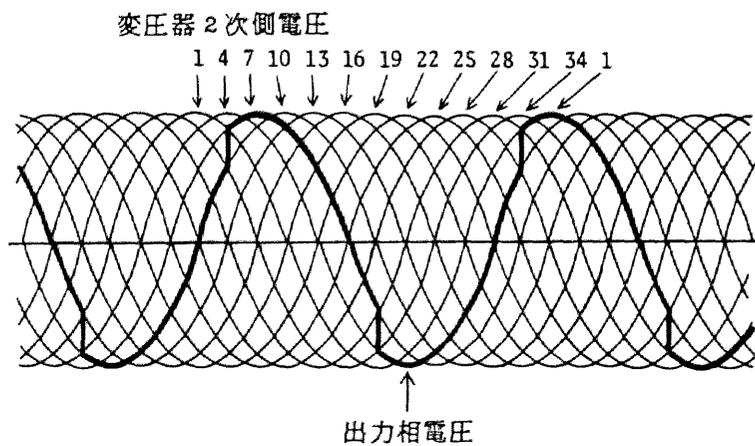
連続式サイクロコンバータは、出力に任意の振幅および周波数の電圧を得ることのできるサイクロコンバータである。図1・5に連続式サイクロコンバータの代表的な例として6パルスブリッジ接続サイクロコンバータ\*の回路構成と対称ゲート制御方式\*\*

（注）

\*, \*\* 7ページの注参照



(a) 回路構成



(b) 出力相電圧波形

図1・4 3相50Hz→3相60Hzサイクロコンバータ

を用いた場合の入出力の波形例を示す。周波数変換比（出力周波数／入力周波数）が 1/5，負荷力率（基本波力率）が 0.8 の例である。2 台の 6 バルスブリッジ回路の逆並列接続によって構成され、出力電流  $i_L$  が正（負）のとき動作するコンバータを正（負）群コンバータと呼ぶ。各コンバータは出力電圧  $V_L$  と出力電流  $i_L$  が同符号のとき順変換動作，異符号のとき逆変換動作をする。

図 1・5 のサイクロコンバータの用途としては < 1・1 > 節で述べたように交流電動機駆動用電源がある。一般にサイクロコンバータは、サイリスタの自然転流を用いることから高圧大電流化が容易で過負荷耐量が大きく、また、直流を介さない「交流→交流」の直接変換方式であるため変換効率が高いなどの長所を有している。しかしながら、連続式サイクロコンバータは、サイリスタ位相制御に伴う本質的な性質として低入力力率であり、また、入力電流高調波・出力電圧高調波の周波数スペクトルが出力周波数とともに複雑に変化するなどの問題を持つ。入力力率が低いことは設備容量の増大を招き、出力電圧の高調波の存在はモータのトルクリップル<sup>(14)</sup>、電源系統への悪影響（誘導障害、系統につながれた他の機器の異常音、過熱など）<sup>(15)(16)</sup>を引き起こす。これらの問題を解決するためにこれまで多くの研究がなされてきた。

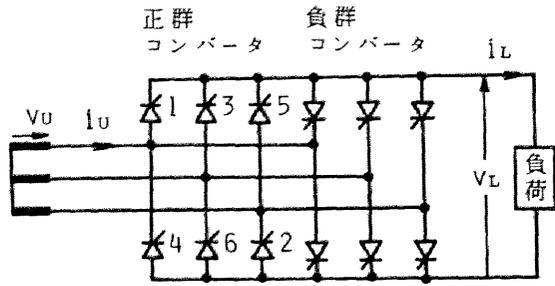
入力基本波力率の改善に関しては、高橋氏ら<sup>(17)</sup>は非対称ゲート制御方式<sup>\*\*\*</sup>が対称ゲート制御方式よりも力率が高いことを示した。図 1・6 は 6 バルスブリッジ接続サイ

（注）

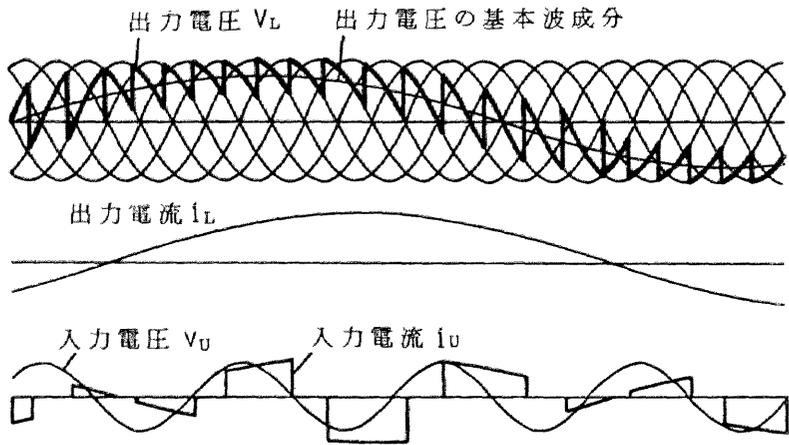
\* ここで、パルス数とは、電源周波数 1 サイクルの間における転流回数をいう。すなわち、6 バルスブリッジでは 1 サイクルに 6 回転流を行う。

\*\* 対称ゲート制御方式：図 1・5 においてサイリスタ 1，3，5 の制御角とサイリスタ 2，4，6 の制御角を同一とする（すなわち、両サイリスタ群が対称に制御される）制御方式。

\*\*\* 非対称ゲート制御方式：サイリスタ 1，3，5 の制御角とサイリスタ 2，4，6 のそれを異なる値とする（すなわち非対称とする）制御方式。例えば、順変換動作時には後者のサイリスタ群をダイオード動作とする。



(a) 回路構成



阻止	順変換	逆変換	阻止
----	-----	-----	----

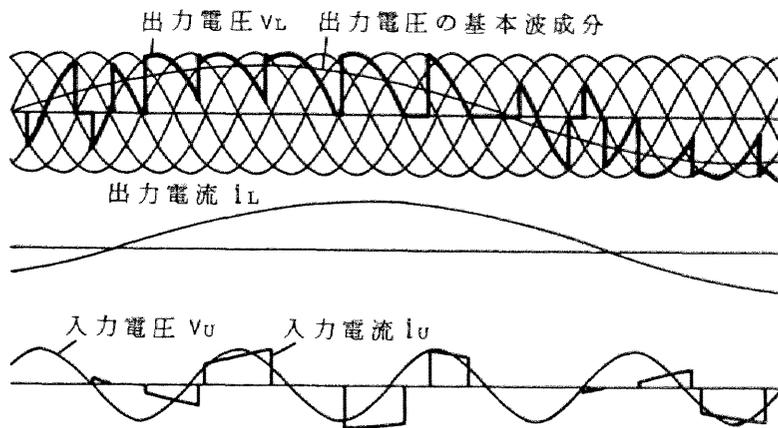
(正群コンバータの動作モード)

逆変換	阻止	順変換
-----	----	-----

(負群コンバータの動作モード)

(b) 動作波形

図1・5 6パルスブリッジ接続サイクロコンバータ  
(対称ゲート制御方式)



阻止	順変換	逆変換	阻止
----	-----	-----	----

(正群コンバータの動作モード)

逆変換	阻止	順変換
-----	----	-----

(負群コンバータの動作モード)

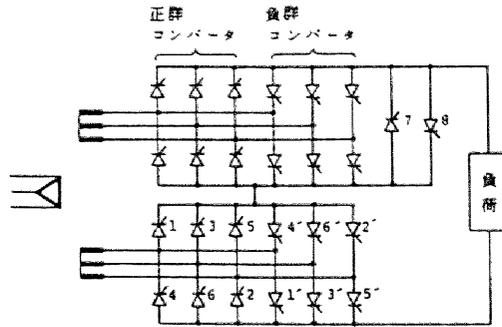
図1・6 非対称ゲート制御方式

クコンバータに非対称ゲート制御方式を適用した場合の入出力の電圧・電流波形の例を示す。周波数変換比，負荷力率とも図1・5と同じにとっている。この方式により，入力電圧と電流の位相差が対称ゲート制御方式のそれよりも小さくなっていることがわかる。赤木氏ら<sup>(18)</sup>は，縦続非対称制御方式<sup>\*\*\*\*</sup>によれば更に力率改善が可能であることを示した。図1・7には，2段縦続接続サイクロコンバータの主回路構成と，これに縦続非対称制御方式を適用した場合の入出力の波形例を示す。やはり，周波数変換比，負荷力率ともに図1・5と同じにとっている。図1・8には各方式サイクロコンバータの入力基本波力率の例を示す。ここで，出力電圧比とは各サイクロコンバータの出力電圧をそれぞれの最大出力電圧で規格化したものである。縦続非対称制御方式が入力基本波力率の改善に優れた方式であることがわかる。雨宮・金丸氏<sup>(19)</sup>は，サイクロコンバータの各方式から制御整流回路の各方式を誘導できることを指摘し，縦続接続方式のうちの他の形を発掘して示した。氏らは，これを縦続接続不等電圧形と名付け，これが簡単な回路構成で入力力率を改善できることを示した。この他，3相出力サイクロコンバータの中性点と負荷中性点との間に中性点電圧を発生させて力率改善を実現する中性点バイアス法<sup>(20)</sup>，サイクロコンバータの正，負群コンバータ間に循環電流を流し，この循環電流を無効電力制御に積極的に利用する循環電流制御法<sup>(21)</sup>，また，強制転流整流器を用いる方法<sup>(22)</sup>などの研究が報告されている。

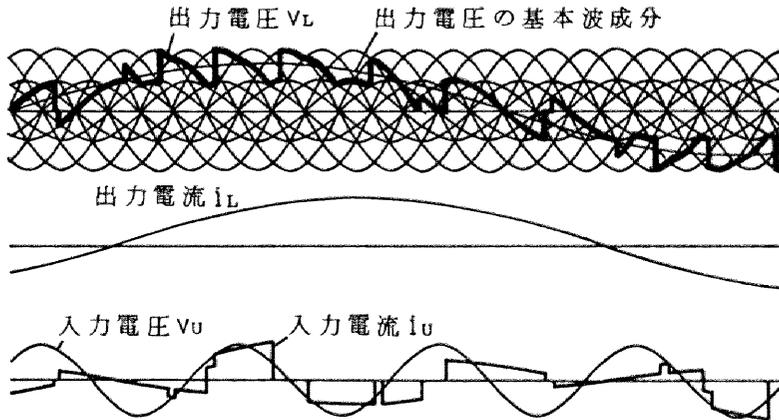
入力電流，出力電圧の波形改善に有効な方法は，これまで電源および出力の多相多重化（例えば，単相電源→3相電源，6パルスブリッジ→12パルスブリッジ）であった<sup>(23)</sup>。図1・9に出力の多相化の例として図1・5の6パルスブリッジサイクロコンバ

（注）

\*\*\*\* 縦続非対称制御方式：2台のサイクロコンバータを縦続接続とし，出力電圧の絶対値が小さい場合には下段のサイクロコンバータとサイリスタ7，8，大きい場合には下段のサイクロコンバータは絶対値最大の電圧を出力し，不足分を上段のサイクロコンバータで補う制御方式。このとき，上下のサイクロコンバータの個々の制御には非対称ゲート制御方式を用いる。



(a) 回路構成



阻止	順変換	逆変換	阻止
----	-----	-----	----

(正群コンバータ(下段)の動作モード)

阻止	順変換	阻止
----	-----	----

(正群コンバータ(上段)の動作モード)

逆変換	阻止	順変換
-----	----	-----

(負群コンバータ(下段)の動作モード)

阻止	順変換
----	-----

(負群コンバータ(上段)の動作モード)

(b) 動作波形

図1・7 縦続非対称制御方式サイクロコンバータ

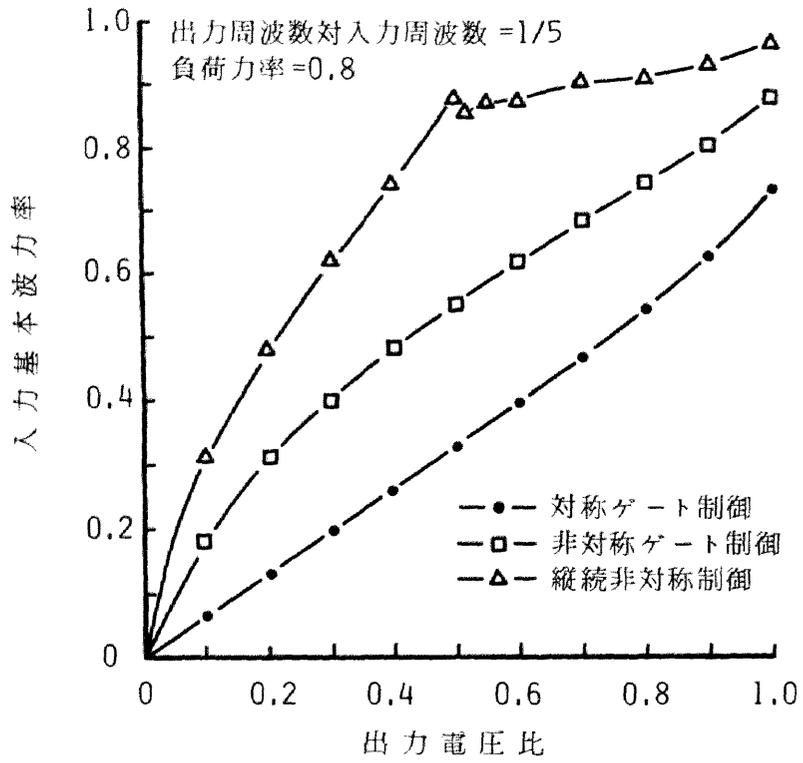
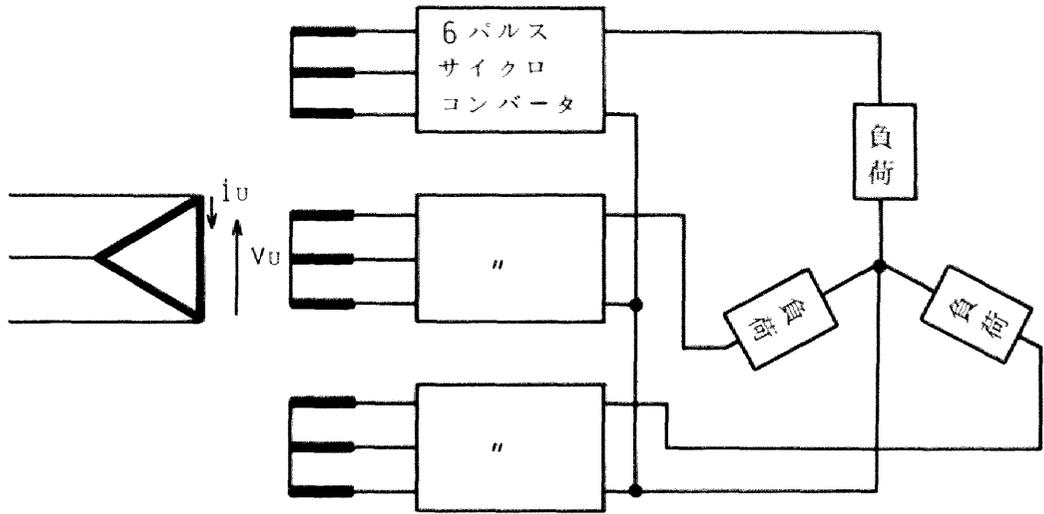
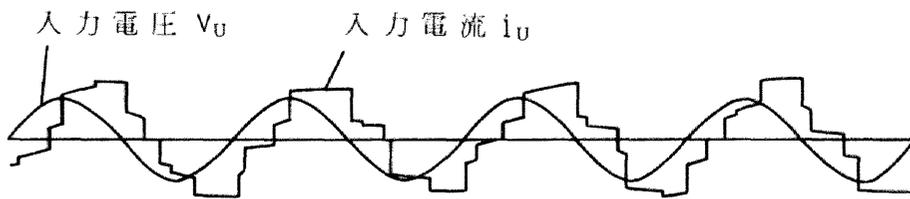


図1・8 サイクロコンバータの入力基本波力率



(a) 回路構成



(b) 入力電圧・電流波形  
(対称ゲート制御方式)

図1・9 サイクロコンバータ出力の多相化

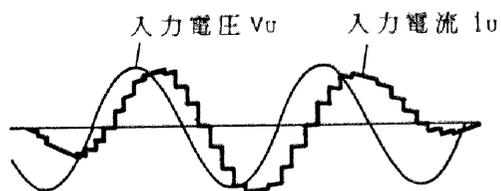
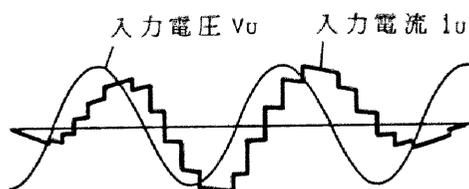
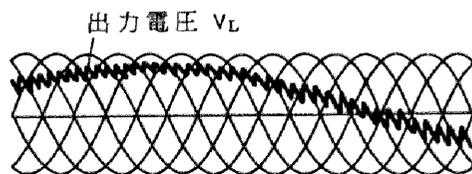
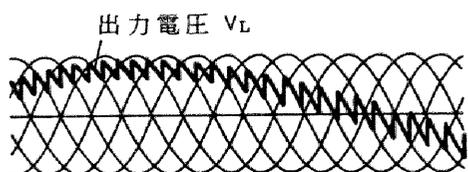
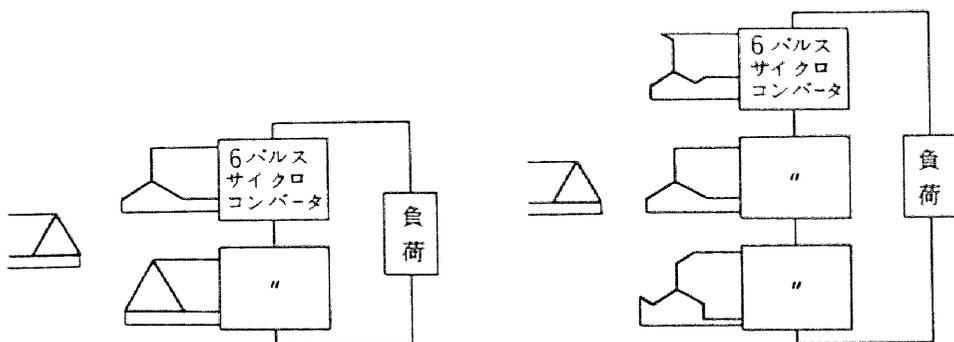
ータを3台用いて3相出力とした例を示す。対称3相負荷を想定し、周波数変換比、負荷力率をそれぞれ図1・5の例と同じにしている。出力の多相化により入力電流波形がよく改善されていることがわかる。このことから、一般にサイクロコンバータは3相出力にて用いられている。図1・10には出力の多重化の例として図1・5の6パルスブリッジサイクロコンバータを2台および3台用いてそれぞれ12パルス、18パルスとしたサイクロコンバータの回路構成と出力電圧および入力電流の波形を示す。パルス数の増加とともに入出力波形の改善される様子がわかる。しかしながら、出力の多重化は多数のサイリスタおよび位相変換用変圧器を必要とし、回路構成を複雑にする。吉田氏ら<sup>(24)</sup>は、サイクロコンバータの出力電圧に変調を加える方法を提案した。これは、多相多重化によっては改善できなかった基本波の側帯波成分を改善できる点で興味ある方法であるが、基本波以外の高調波の側帯波成分の低減は困難である。また、嶋村氏<sup>(25)</sup>は、2台のサイクロコンバータの並列運転時に各サイクロコンバータの入力電圧位相をずらせば、ある運転条件で入力高調波を低減できることを示した。しかし、この方法は複数のサイクロコンバータを必要とする用途に限られ、また位相変圧器を必要とすることなどの難点がある。いずれにしても簡単な回路構成で入出力の高調波を改善する方法がなかった。

### 1・3 本論文の概要

筆者は、研究の結果、新規な回路構成とゲート制御方法との組み合わせによって、サイクロコンバータの入力力率の改善および出力電圧・入力電流の高調波の低減が可能であるという結論を得た。本論文はこの研究の成果をとりまとめたものである。

第1章は序論である。サイリスタの登場に伴い、サイクロコンバータの研究がふたたび盛んになったことについて述べ、サイクロコンバータの分類および原理を示すとともに、実用化に際してのサイクロコンバータの問題点を指摘し、それについてなされた従来の研究の概要を述べた。

回路構成



(a) 12 パルス

(b) 18 パルス

図 1・10 サイクロコンバータ出力の多重化

第2章では、入力力率を改善した新規のサイクロコンバータを提案し、その特性について論ずる。線間電圧のほかに相電圧を併用する制御整流回路において、ゲート制御法を相電圧の縦続非対称制御とすることにより、入力力率を大きく改善できることを示す。

第3章では、入出力波形を改善した新規のサイクロコンバータを提案し、その特性について論ずる。相間リアクトルを有するサイクロコンバータの相間リアクトルに多段分割した2次巻線を設け、この巻線の実出力電圧を2パルスのサイクロコンバータを通して主サイクロコンバータの実出力電圧に重畳することにより、入出力波形を大きく改善できることを示す。

第4章では、電力の双方向変換が可能な新規の50Hz⇄60Hz変換サイクロコンバータを提案しその特性を論ずる。従来のこの種のサイクロコンバータは出力電圧の振幅および位相の制御ができなかった。そのため、系統連系に適用した場合には、両系統が直結状態になってしまうという難点があった。更には両系統で電力のやりとりを行うには2台のサイクロコンバータが必要であるとされていた。筆者は、サイクロコンバータの実出力と出力側系統間に新たにリアクトルを挿入し、これに適する出力電圧制御方式を導入することにより、1台のサイクロコンバータで、非同期（両系統電圧の制御をお互いに無関係とする）にて電力の双方向変換が可能となることを示す。

第5章は本論文の総括である。

## 文 献

- (1) 羽片・小野・平田・野村：「最近の高性能交流可変速ドライブシステムとその応用」  
O H M Vol.69, P.17 (昭 57-12 )
- (2) 杉・内藤・小島・児玉：「ベクトル制御正弦波サイクロコンバータによる大容量誘  
導機駆動」 昭56電気学会全国大会 No. 579
- (3) 大沢・遠藤・中野：「サイクロコンバータ給電2500kW同期機の高性能制御」  
電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-81-47 (昭 56 )
- (4) T. Saijo, S. Koike & S. Tadakuma : "Characteristics of Linear Synchronous  
Motor Drive Cycloconverter for Maglev Vehicle ML-500 at Miyazaki Test  
Track", IEEE Trans. Industry Appl., IA-17, No.5, P.533 (1981)
- (5) 宮入：「サイリスタ応用ハンドブック」 日刊工業新聞社 P.319 (昭 47 )
- (6) 金丸・雨宮：「3相3倍周波数サイクロコンバータの特性」 電気学会論文誌  
B, Vol.99 , P.693 (昭 54-10 )
- (7) 文献(5)の P. 322
- (8) サイリスタ・エレクトロニクス編修委員会編：「サイリスタの応用 下」 丸善  
P.218 (昭 49 )
- (9) P. P. Biringer & J. D. Lavers : "Recent Advances in the Design of Large  
Magnetic Frequency Changers", IEEE Trans. Magnetics, MAG-12, No.6, P.823  
(1976)
- (10) 国松：「東海道新幹線と電気設備」電気学会雑誌 Vol.84, P.1465 (昭 39-10 )
- (11) 桜井：「新信濃周波数変換設備の建設」電気学会雑誌 Vol.97, P.1108 (昭52-12)
- (12) 金丸・雨宮「三相50Hzより三相60Hzを得るサイクロコンバータの特性」  
電気学会論文誌 B, Vol.100, P.288 (昭 55-5 )
- (13) 金丸「3相60Hzより三相50Hzを得るサイクロコンバータの特性」 電気学

- 会論文誌 B, Vol.102, P.692 (昭 57-10 )
- (14)S. Tadakuma & Y. Tamura : "Current Response Simulation in Six-Phase and Twelve-Phase Cycloconverter", IEEE Trans. Industry Appl., IA-15, No.4, P.411 (1979)
- (15)吉田 : 「発生機器から見た高調波問題の実体と今後の動向」 昭56電気四学会連合大会 No.3-2
- (16)大窪・井坂・中村・小池・田村 : 「無効電力補償装置を付加したサイクロコンバータ運転時の諸特性の実験的検討」 昭57電気学会全国大会 No. 610
- (17)高橋・赤木・宮入 : 「非対称ゲート制御方式によるサイクロコンバータの基本波力率の改善」 電気学会論文誌 B, Vol.96, P.75 (昭 51-2 )
- (18)赤木・高橋・藤田・宮入 : 「縦続接続サイクロコンバータの入力基本波力率の改善とそのゲート制御方法」 電気学会論文誌 B, Vol.97, P.481 (昭 52-8 )
- (19)兩宮・金丸 : 「縦続接続サイクロコンバータの入力力率の改善」 電気学会論文誌 B, Vol.98, P.919 (昭 53-11 )
- (20)中島・清水・国吉 : 「サイクロコンバータにおける基本波入力無効電力の一低減法」 電気学会半導体電力変換研究会資料 SPC-80-8 (昭 55 )
- (21)田村・田中・多田隙 : 「循環電流制御によるサイクロコンバータの無効電力補償」 電気学会論文誌 B, Vol.101, P.635 (昭 56-11 )
- (22)西條・加賀・藤原・井村 : 「無効電力補償形サイクロコンバータの入力電流の高調波」 電気学会論文誌 B, Vol.98, P.63 (昭 53-1 )
- (23)B. R. Pelly: "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters", John-Wiley & Sons (1971) 第11章, 第12章
- (24)吉田・坪井・原島 : 「サイクロコンバータの入力電流の側帯波を除く変調法」 昭55電気学会全国大会 No.559
- (25)嶋村 : 「縦続接続サイクロコンバータの入力電流高調波の検討」 昭57電気学会全国大会 No.606

## 第2章 相電圧縦続制御方式 サイクロコンバータ<sup>(1)</sup>

### 2・1 まえがき

本章では、新規のサイクロコンバータを提案し、その力率改善効果を論ずる。

1979年に Stefanovic 氏<sup>(2)</sup>は、線間電圧のほかに相電圧を併用する新規な制御整流回路（提案は 1977 年 Joetten氏という）について解析を行い、力率の改善の問題を論じた。筆者は、この回路をサイクロコンバータに応用しようと考え検討した結果、ゲート制御法を Stefanovic 氏のそれとは異なったボタンをもってすることにより、縦続非対称制御方式<sup>(3)</sup>の原理に従うサイクロコンバータを構成しようという結論を得た。それゆえ、筆者はこれを新たに相電圧縦続制御方式サイクロコンバータと名付け、本章にその解析および実験の結果を示す。この相電圧縦続制御方式サイクロコンバータは、従来の6パルスブリッジ接続サイクロコンバータに非対称ゲート制御方式<sup>(4)</sup>を適用した場合より、4アームの増加で入力力率を大きく改善している。本方式は、入力力率が高いとして知られる6パルスブリッジ接続サイクロコンバータ2段縦続接続の縦続非対称制御方式サイクロコンバータより回路構成は簡単であるが、それに近い入力力率を持つ。

### 2・2 理論

#### 2・2・1 主回路構成とゲート制御方法

## (1) 主回路構成

図2・1は従来の縦続接続方式サイクロコンバータである。上下2段の6パルスブリッジ接続サイクロコンバータが縦続接続されている。負荷電流  $i_L$  の正負によりそれぞれ正群、負群のコンバータが動作する。絶対値の小さい出力電圧を得る場合には、下段のサイクロコンバータとサイリスタ7、8だけ動作する。絶対値の大きい出力電圧を得る場合には、下段のサイクロコンバータはダイオード整流回路として動作し、上段のサイクロコンバータにより出力電圧を制御する。

これに対して、本章で提案する相電圧縦続制御方式サイクロコンバータの構成図は図2・2である。サイリスタ1～6および1'～6'によって構成される従来のサイクロコンバータに、新たにサイリスタ7、8および7'、8'を付加している。絶対値の小さい出力電圧を得る場合にはサイリスタ7、8、7'、8'の動作を併用し電源の相電圧をとり出す。絶対値の大きい出力電圧を得る場合には、ダイオード整流回路としての動作によりとり出した相電圧の上に、位相の異なる別の相電圧から電圧不足分をとり出して上積みする（従って線間電圧となる）。それゆえ、筆者はこれを相電圧縦続制御方式と名付けた。

## (2) ゲート制御法

Stefanovic氏は、図2・2で負群コンバータを欠いた図2・3の制御整流回路について論じている。順変換および逆変換の動作の期間別、出力電圧の高低別により動作モード6個が生じる。各モードにおける各サイリスタの転流は次の順序をもって行われる。

【モードⅠ】  $u \rightarrow o \rightarrow -w \rightarrow o \rightarrow v \rightarrow o \rightarrow -u \rightarrow \dots$

【モードⅡ】  $u \rightarrow uw \rightarrow -w \rightarrow vw \rightarrow v \rightarrow vu \rightarrow -u \rightarrow \dots$

【モードⅢ】  $uv \rightarrow uw \rightarrow vw \rightarrow vu \rightarrow wu \rightarrow wv \rightarrow uv \rightarrow \dots$

【モードⅣ】  $u \rightarrow o \rightarrow -w \rightarrow o \rightarrow v \rightarrow o \rightarrow -u \rightarrow \dots$

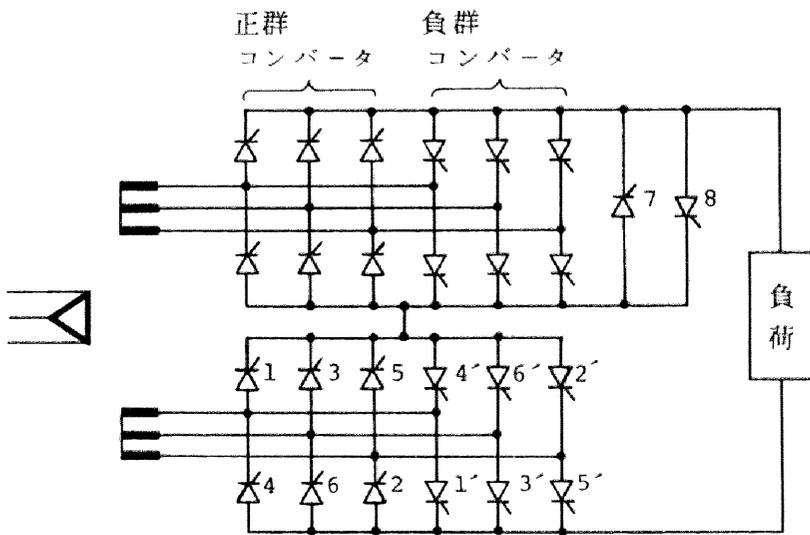


図2・1 縦続接続方式サイクロコンバータ

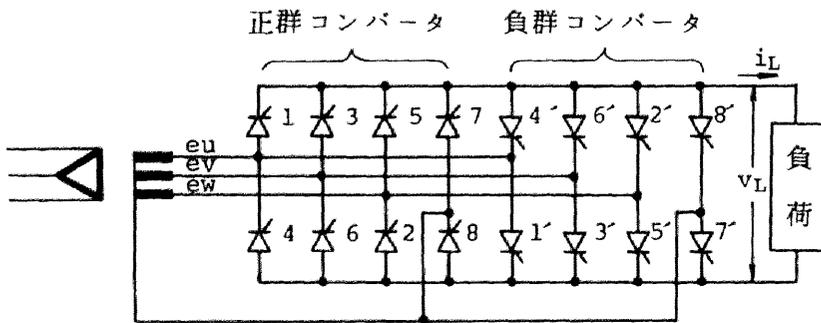


図 2・2 相電圧縦続接続方式サイクロコンバータ

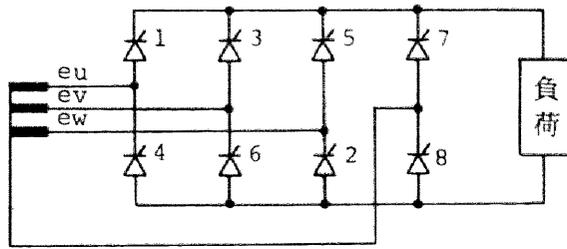


図 2・3 相・線間電圧を利用したサイリスタ制御整流回路

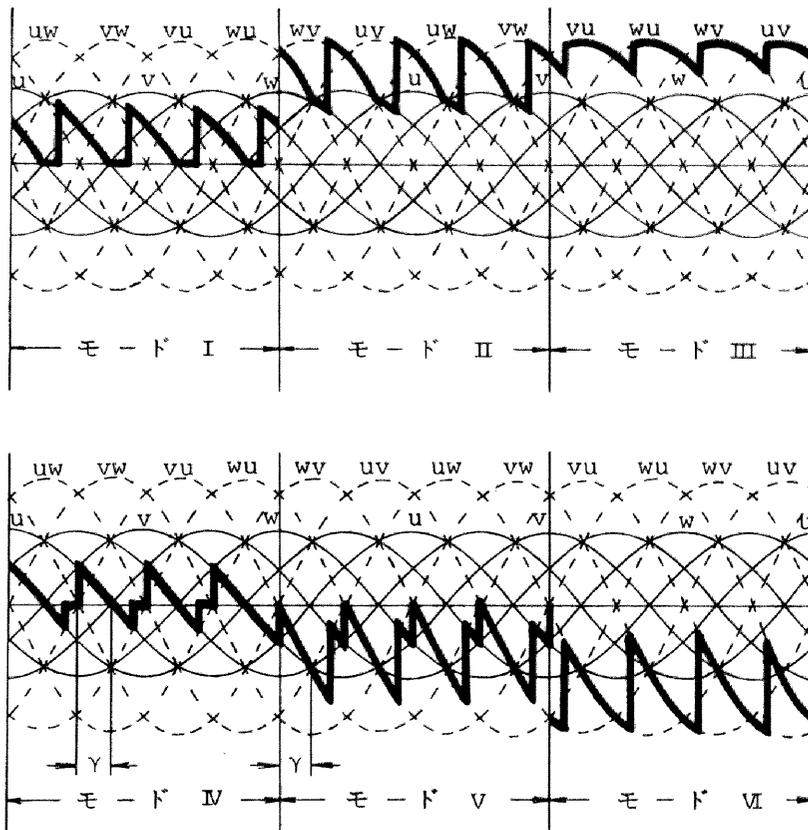


図 2・4 制御整流回路の動作波形

[モード V]  $u \rightarrow uw \rightarrow -w \rightarrow vw \rightarrow v \rightarrow vu \rightarrow -u \rightarrow \dots$

[モード VI]  $uv \rightarrow uw \rightarrow vw \rightarrow vu \rightarrow wu \rightarrow wv \rightarrow uv \rightarrow \dots$

モード I ~ IV は順変換動作，モード V ~ VI は逆変換動作を行っている。

図 2・4 は各モードにおける動作波形である。 $\gamma$  は転流進み角であり，ここでは  $\pi/6$  としている。例えばモード II では，サイリスタ 1，8 が点弧中には負荷に u 相の電圧が現われ，次にサイリスタ 2 を点弧すればサイリスタ 8 は消弧し負荷に uw 相の電圧が現われる。また，モード IV では，サイリスタ 1，8 が点弧中には，モード I と同様，負荷に u 相の電圧が現われ，u 相の電圧が負になった後にサイリスタ 7 を点弧すれば，サイリスタ 1 は消弧し出力電圧は零となり，次にサイリスタ 2 を点弧すれば，サイリスタ 8 は消弧して負荷には -w 相の電圧が現われる。

さて，本章では図 2・2 の回路構成およびその説明として前項で簡単に述べた出力電圧発生を実現するゲート制御法を提案する。すなわち，この回路において相電圧および線間電圧から，縦統非対称制御方式<sup>(3)</sup>（図 2・1）における第 1 段電圧，第 1 段と第 2 段の加算電圧に対応するものを得るのである。順変換動作において，出力電圧が低い場合には第 1 段電圧として相電圧を非対称ゲート制御方式<sup>(4)</sup>（以下，非対称制御方式と呼ぶ）により得，出力電圧が高い場合には第 1 段電圧として相電圧より出力し得る最大電圧を得て，第 1 段と第 2 段の加算電圧として線間電圧を非対称制御方式により得ることにすれば，入力力率は高くなるりくつである。逆変換動作についても同様である。このゲート制御法では，<2・2・2> 節で述べる制御角の決定式の相違により，最大 8 個の動作モードが生じる。動作波形を図 2・2 の構成図と併せて図 2・5 に示す。モード I ~ IV は順変換動作，モード V は順変換動作と逆変換動作，モード VI ~ VIII は逆変換動作を行っている。転流進み角  $\gamma$  は  $\pi/6$  としている。図 2・4 との差異は明瞭である。

図 2・2 において，サイリスタ 1，3，5 の制御角を  $\alpha_1$ ，サイリスタ 2，4，6 の制御角を  $\alpha_2$ ，サイリスタ 7，8 の制御角をそれぞれ  $\alpha_3$ ， $\alpha_4$  とする。各制御角の原点は図 2・5 に示す位相とする。負群コンバータの各制御角もこれに準じる。

例えば，モード I は相電圧を用いた非対称制御方式であり，制御角  $\alpha_1$  によりサイリスタ 1，3，5 を点弧し，またサイリスタ 8 を点弧状態に保つことにより相電圧を出力

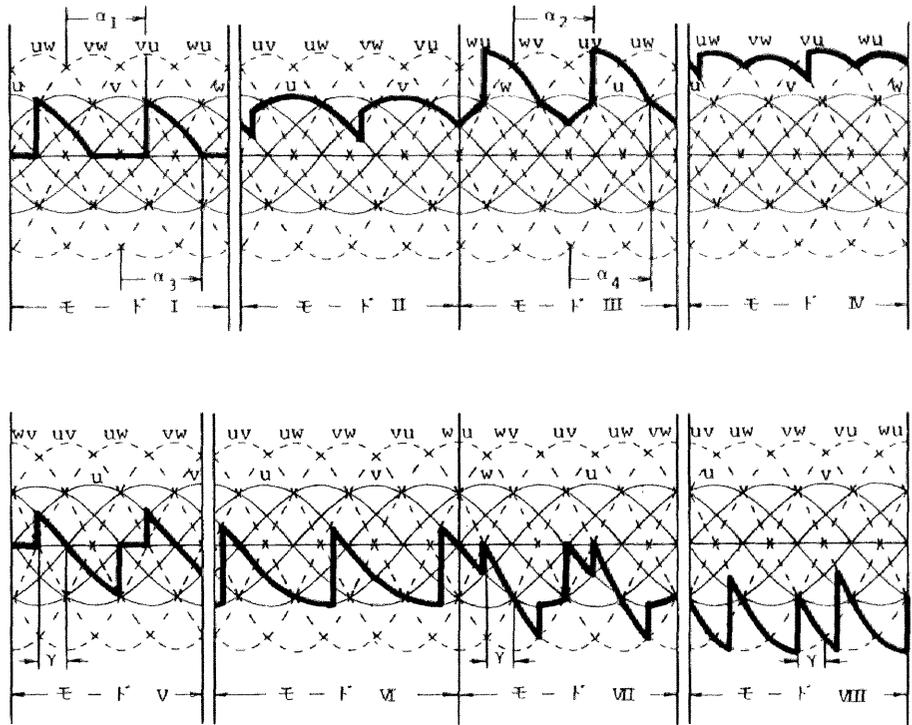
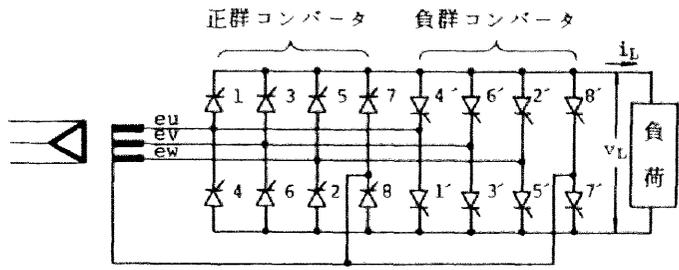


図 2・5 相電圧縦続接続方式サイクロコンバータの動作波形

する。また、相電圧が正の値から零線を過ぎる時点でサイリスタ7を点弧すれば、サイリスタ1, 3, 5は消弧し出力電圧は零となり、電流は負荷とサイリスタ7, 8の間を環流する。モードIIでは、モードIより出力電圧が高くなって、出力電圧零の期間が無い。なお、非対称制御方式では6相の電圧より出力電圧を得るが、本方式では3相の相電圧より得ている。これは図2・5においてu相から-w相への転流はuw相への転流となってしまうことによる。

モードIIIでは、相電圧に上積みする形で線間電圧を非対称制御方式により出力する。すなわち、サイリスタ1, 3, 5を常にダイオード動作とし、このうちのいずれかとサイリスタ8が点弧中のとき制御角 $\alpha_2$ によりサイリスタ2, 4, 6のうちの適当なサイリスタを点弧すれば、サイリスタ8は消弧し、出力に線間電圧が現われる。その後、線間電圧瞬時値が減少してきて相電圧瞬時値と等しくなった時点でサイリスタ8を点弧すれば、サイリスタ2, 4, 6は消弧し、ふたたび相電圧が出力される。本モードでは出力電圧の高低別により転流の順序が次の2通りに別れる。出力電圧が低い場合には、 $wu \rightarrow w \rightarrow u \rightarrow uv \rightarrow u \rightarrow \dots$  (図2・5に示す)と転流を行い、出力電圧が高い場合には、 $wu \rightarrow w \rightarrow wv \rightarrow uv \rightarrow u \rightarrow uw \rightarrow \dots$ と転流を行う。

また、モードVは逆変換動作へと移行する場合の非対称制御方式であり、制御角 $\alpha_1 = 5\pi/6 - \gamma$ にてサイリスタ1, 3, 5を転弧し、モードIと同様にサイリスタ8を点弧状態に保つことにより相電圧を出力する。相電圧が負になった後、制御角 $\alpha_3$ によりサイリスタ7を点弧し、出力電圧を零とする。モードVIIではモードIIと同様に出力電圧の高低別により転流の順序が異なる。高い場合は、 $v \rightarrow vu \rightarrow v \rightarrow w \rightarrow wv \rightarrow w \rightarrow \dots$ となり、低い場合は、 $v \rightarrow vu \rightarrow wu \rightarrow w \rightarrow wv \rightarrow uv \rightarrow \dots$ となる。

### 2・2・2 制御角の決定式

各動作モードごとの制御角の決定については、前章の文献(19)に示された手法を用いる。すなわち、電源周期をTとするとき、電源電圧からとり出された出力電圧波形のT/3にわたる平均値と、希望出力電圧波形のT/3にわたる平均値とが等しくなるように

制御角を決定する。

希望出力電圧の振幅を  $V_L$  とするとき瞬時値は

$$\bar{v}_L = V_L \sin \omega_0 t \quad (2.1)$$

である。ここで  $\omega_0$  は出力角周波数である。また、電源の相電圧の振幅を  $V_P$  とするとき、本サイクロコンバータの最大出力電圧は  $3\sqrt{3}V_P / \pi$  となる。これを  $V_{LM}$  と書く。 $a = V_L / V_{LM}$  を出力電圧比と名付ける。

間隔  $T/3$  でとった時間間隔ごとに、(2.1) 式から  $\bar{v}_L$  の値が定まる。モード I においては

$$\begin{aligned} \frac{\bar{v}_L}{V_{LM}} &= \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha_1 + (\pi/6)}^{\pi} V_P \sin \theta d\theta / V_{LM} \\ &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \{1 + \cos(\alpha_1 + \pi/6)\} \end{aligned} \quad (2.2)$$

である。これより

$$\frac{1}{2\sqrt{3}} (1 - \cos \gamma) \leq \frac{\bar{v}_L}{V_{LM}} \leq \frac{\sqrt{3}}{4} \quad (2.3)$$

の関係が求められる。 $\bar{v}_L / V_{LM}$  は規格化された出力電圧である。モード III においては、前節でのべたように出力電圧の高低別により転流の順序が 2 通り存在する。出力電圧が低い場合においては

$$\begin{aligned} \frac{\bar{v}_L}{V_{LM}} &= \frac{3}{2\pi} \left\{ \int_{\pi/6}^{\alpha_2 - \pi/3} V_P \sin \theta d\theta + \int_{\alpha_2}^{5\pi/6} \sqrt{3} V_P \sin \theta d\theta \right. \\ &\quad \left. + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} V_P \sin \theta d\theta \right\} / V_{LM} \\ &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \{1 + \sqrt{3} + \cos(\alpha_2 + \pi/6)\} \end{aligned} \quad (2.4)$$

である。出力電圧の範囲は

$$\frac{1}{2} \leq \frac{\bar{v}_L}{V_{LM}} \leq \frac{1}{2\sqrt{3}} (1 + \sqrt{3}) \quad (2.5)$$

表2・1 各モードの出力電圧範囲と制御角

モード	出力電圧		$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$
	最小	最大				
I	$\frac{1}{2}\sqrt{3} \times (1 - \cos \gamma)$	$\frac{\sqrt{3}}{4}$	$\cos^{-1}(2\sqrt{3} \times a \sin \omega_s t - 1) - (\pi/6)$	*	$\pi/2$	0
II	$\frac{\sqrt{3}}{4}$	$1/2$	$\cos^{-1}(2a \sin \omega_s t)$	*	*	0
III	$1/2$	$1/2(1 + (\sqrt{3}/2))$	0	$\cos^{-1}(2\sqrt{3}a \sin \omega_s t - 1 - \sqrt{3}) - (\pi/6)$	*	$\pi/2$
IV	$1/2(1 + (\sqrt{3}/2))$	1	0	$\cos^{-1}(2a \sin \omega_s t - 1)$	*	*
V	$-(1/2) \cos \times (\gamma + (\pi/6))$	$\frac{1}{2}\sqrt{3} \times (1 - \cos \gamma)$	$(5\pi/6) - \gamma$	*	$\cos^{-1}(2\sqrt{3}a \sin \omega_s t + \cos \gamma) + (\pi/2)$	0
VI	$-(1/2) \cos \gamma$	$-(1/2) \times \cos(\gamma + (\pi/6))$	$\cos^{-1}(2a \sin \omega_s t)$	*	*	0
VII	$-(1/2) \{ \cos \gamma + \cos(\gamma + (\pi/6)) \}$	$-(1/2) \cos \gamma$	$\pi - \gamma$	$(5\pi/6) - \gamma$	*	$\cos^{-1}(2\sqrt{3}a \sin \omega_s t + (1 + \sqrt{3}) \cos \gamma) + (\pi/2)$
VIII	$-\cos \gamma$	$-(1/2) \{ \cos \gamma + \cos(\gamma + (\pi/6)) \}$	$\pi - \gamma$	$\cos^{-1}(2a \sin \omega_s t + \cos \gamma)$	*	*

(注) \* : 点弧せず

となる。出力電圧が高い場合の制御角の決定式は (2・4)式と一致し、出力電圧の範囲は

$$\frac{1}{2\sqrt{3}}(1+\sqrt{3}) \leq \frac{\bar{v}_L}{V_{LM}} \leq \frac{1}{2}(1+\frac{\sqrt{3}}{2}) \quad (2\cdot6)$$

となる。他のモードにおいても同様である。表 2・1 に図 2・5 の各モードの出力電圧の範囲、サイリスタの各制御角の決定式を示す。

### 2・2・3 数値計算例

表 2・1 の制御角の決定式により、出力電圧波形、入力電流波形が求まる。計算機を用いて各波形の離散的フーリエ変換を行い高調波成分を求め、これより入力基本波力率、入力線電流ひずみ率および出力相電圧ひずみ率を求めた。その際計算の複雑化をさけるために、次の仮定を設けた。

- (a) 入力電圧波形、出力電流波形は正弦波で、対称 3 相電源、対称 3 相負荷とする。
- (b) 電流の重なる波形に対する影響は無視する。
- (c) サイリスタの順方向抵抗は零、逆方向抵抗は無限大とし、また線路定数は無視する。

以下の各図は、周波数変換比（出力周波数／入力周波数） $f_o / f_i = 1/5$ 、負荷力率  $\cos \theta_L = 0.8$ 、転流進み角  $\gamma = \pi/6$  の場合を例にとった計算結果を示す。

図 2・6 は、各方式サイクロコンバータの入力基本波力率と出力電圧との関係である。相電圧縦続制御方式によって、縦続非対称制御方式に近い入力基本波力率が得られることがわかる。なお、Stefanovic 氏のゲート制御法を図 2・2 の回路に適用した場合についても併せて示す。このときの入力基本波力率は非対称制御方式のそれよりも小さい。

図 2・7 は、各方式サイクロコンバータの入力線電流ひずみ率と出力電圧との関係である。図 2・8 は、各方式サイクロコンバータの出力相電圧ひずみ率と出力電圧との関係である。相電圧縦続制御方式では、縦続非対称制御方式と比較してひずみ率が少し大きくなっている。

図 2・9 に相電圧縦続制御方式サイクロコンバータの出力相電圧波形と入力相電流波

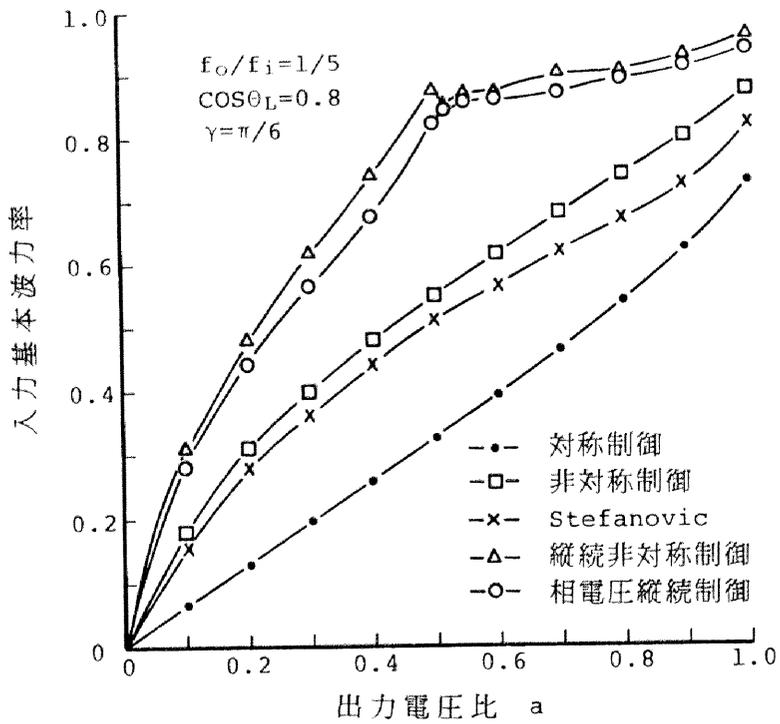


図 2・6 サイクロコンバータの入力基本波力率

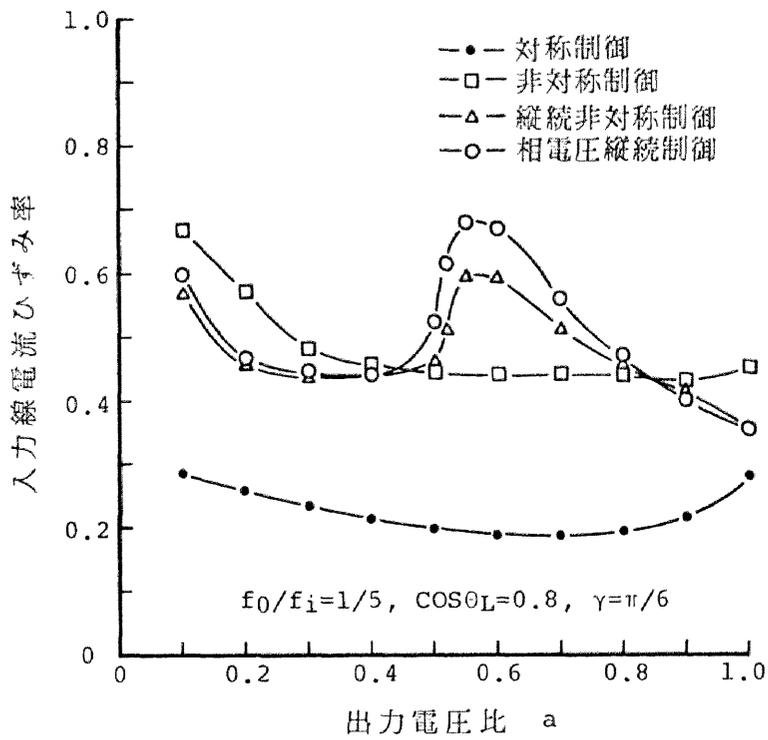


図2・7 入力線電流ひずみ率

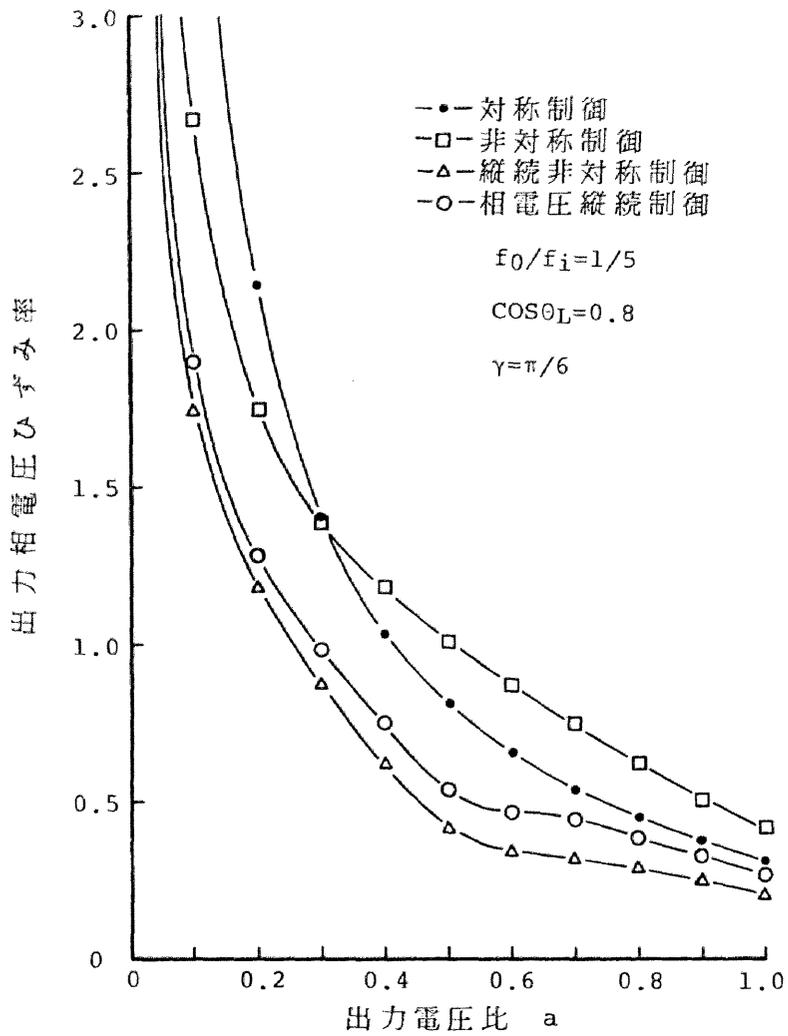
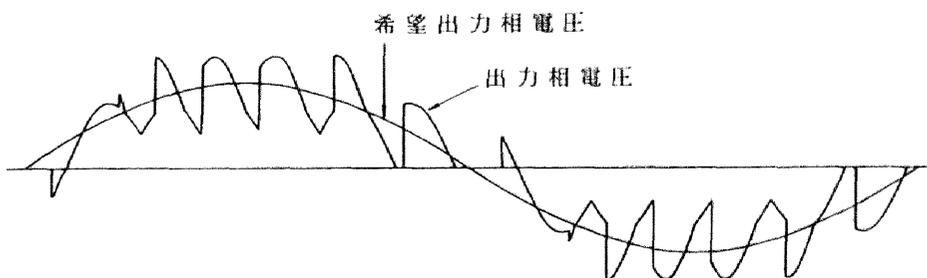
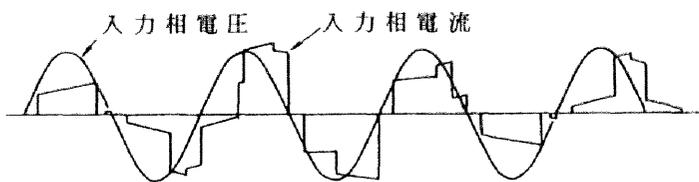


図2・8 出力相電圧ひずみ率



(a) 出力電圧波形



(b) 入力電流波形

$$f_0/f_i=1/5, a=0.8, \cos\theta_L=0.8, \gamma=\pi/6$$

図2・9 出力電圧波形と入力電流波形

形の一例を示す。

## 2・3 実験

### 2・3・1 実験回路の構成

図2・5に示すように本方式は多数の動作モードを有し、ゲート制御法は複雑なものとなっている。実験ではマイクロコンピュータ（マイコン）を導入してハードウェアの負担を極力少なくした。図2・10に試作した実験回路の構成を示す。

サイクロコンバータの制御角の計算には、 $\cos^{-1}$ 、 $\sin$ などの演算を含んでいて、短時間で制御角を決定することは使用マイコンの能力を超えていた。それゆえ、予め周波数変換比、出力電圧比、負荷力率、転流進み角を設定し、表2・1より必要な点弧時刻を全て求め、それぞれの時刻に点弧するサイリスタの番号と併せてマイコンのメモリに入れておくことにした。以下にその動作を述べる。

まず、入力インタフェースから各相電圧の正負に関する情報をマイコンが読み取る。マイコンは、これより正（負）群コンバータの制御の開始時刻を判定し、メモリから読み出したサイリスタの番号を対応する点弧時刻に出力インタフェースに転送する。マイコンは正（負）群コンバータの一連の制御が終了するまで引き続き上記の動作を繰り返す。

正（負）群コンバータの制御が終了した時点で、次に負（正）群コンバータの動作開始時刻の判定を行い、同コンバータの制御を開始する。出力インタフェースでは、マイコンから転送されてきた番号に対応するサイリスタに点弧パルスが供給される。

### 2・3・2 実験結果

前節の実験回路によって安定な運転が得られた。図2・11は3相入力単相出力サイ

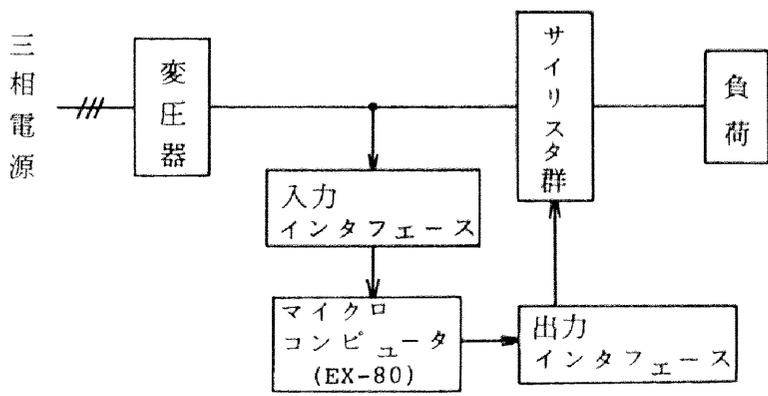


図2・10 実験回路の構成

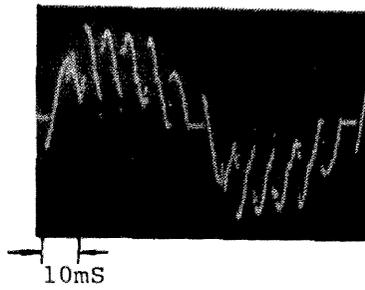


图 2 · 1 1 出力電圧波形

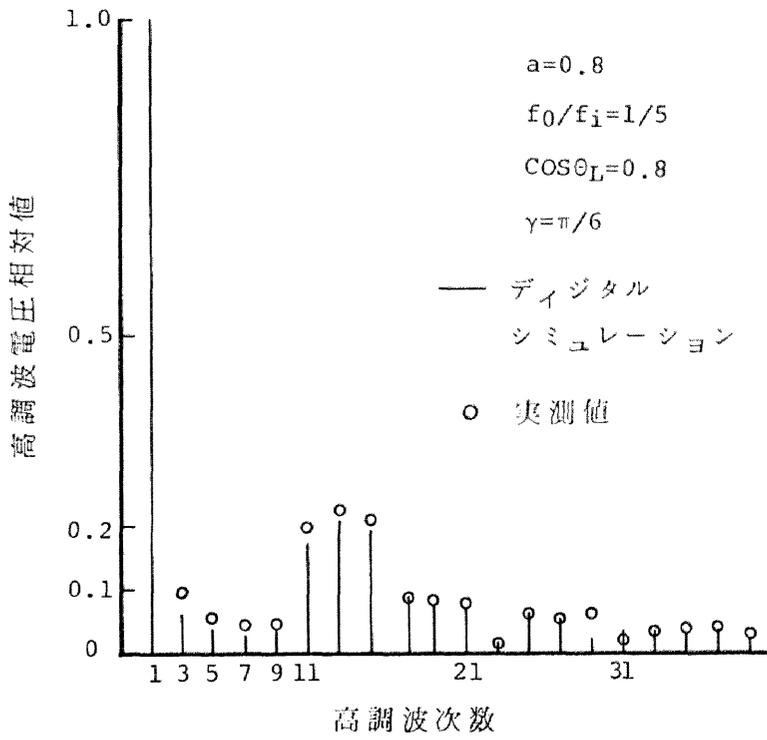


図2・12 出力電圧周波数スペクトル

クロコンバータの出力電圧波形である。ここで、電源周波数  $f_i = 60\text{Hz}$ 、出力周波数  $f_o = 12\text{Hz}$ 、出力電圧比  $a = 0.8$ 、転流進み角  $\gamma = \pi/6$  である。図 2・12 は、この出力電圧の周波数スペクトルを示す。実験値と計算値とはよく一致している。

## 2・4 むすび

サイクロコンバータは入力力率が低いというのが一つの難点である。本章では、相電圧と線間電圧を併用し縦続非対称制御方式の原理に従う新たなサイクロコンバータを提案した。本方式は、非対称ゲート制御方式を適用した従来の 6 パルスブリッジ接続サイクロコンバータよりアーム数が 4 個多くなるが、入力力率が大幅に改善され、2 段の縦続非対称制御方式サイクロコンバータのそれに近い値となる。

一般にサイクロコンバータを大容量化する場合、電源および出力の多相多重化が行われるが、本方式は従来方式よりアーム数を若干多くするだけで入力力率および入出力波形が共に改善可能である。

なお、提案したゲート制御法は Stefanovic 氏のサイリスタ制御整流回路に容易に適用することができ、同回路の入力基本波力率を最大にする<sup>(5)</sup>。

また、本章で示した相電圧縦続制御の考え方は、サイクロコンバータの場合に限らず、例えば無効電力補償装置その他の縦続接続方式の回路に適用することも可能である。

## 文 献

- (1) 古橋・雨宮：「相電圧縦続制御方式サイクロコンバータ」 電気学会論文誌 B, Vol.102, P.741 (昭 57-11)
- (2) V. R. Stefanovic : " Power Factor Improvement with a Modified Phase-Controlled Converter", IEEE Trans. Industry Appl. IA-15, No.2, P.193 (1979)
- (3) 赤木・高橋・藤田・宮入：「縦続接続サイクロコンバータの入力基本波力率の改善とそのゲート制御方法」 電気学会論文誌 B, Vol.97, P.481 (昭 52-8)
- (4) 高橋・赤木・宮入：「非対称ゲート制御方式によるサイクロコンバータの基本波力率の改善」 電気学会論文誌 B, Vol.96, P.75 (昭 51-2)
- (5) T. Furuhashi & Y. Amemiya : " A New Firing Method for Improving a Fundamental Input Power Factor in a Modified Phase-Controlled Converter", IPEC-Tokyo '84, Conf. Record P.1343

## 第3章 相間リアクトル2次巻線方式 サイクロコンバータ<sup>(1)</sup>

### 3・1 まえがき

前章で提案した相電圧縦統制御方式サイクロコンバータは、サイクロコンバータの難点の一つである低入力力率の改善を行うものであった。サイクロコンバータのもう一つの難点は入力電流および出力電圧の波形が悪いことである。

昭和58年に宮入氏ら<sup>(2)(3)</sup>は、2重接続サイリスタ制御整流回路の入出力高調波低減法として、相間リアクトルの2次巻線方式（以下、略して2次巻線方式と呼ぶ）を提案した。これは整流回路の相間リアクトルに2次巻線を設け、この巻線の出力電圧を単相全波整流回路を通して主回路の出力電圧に重畳するものであり、12パルス整流回路で36パルス相当の低い入出力波形ひずみ率が得られるものである。この2次巻線方式は、36パルス整流回路と比較して、相数変換用変圧器を必要としないとともにサイリスタのアーム数を半分以下にできる優れた方式である<sup>(4)</sup>。筆者は、この2次巻線方式をサイクロコンバータに応用することを考え検討を行った。

本章では、新たに相間リアクトルの2次巻線を多段分割することを提案し、これによりサイクロコンバータ（むろん整流回路でも）の入出力波形をさらに改善することが可能であることを示す。解析を簡単にするために、回路構成の比較的簡単な相間リアクトルを有する6パルスサイクロコンバータを例にとり、その相間リアクトルに多段分割した2次巻線を設け、これに適する出力電圧制御方式を示し、基本的な諸特性を求める。2次巻線方式が $p$ パルスサイクロコンバータ（アーム数 $2p$ ）にアーム数を8つ増して $2p+8$ のとき3 $p$ パルスサイクロコンバータ相当の入出力波形を得るのに対して、2次巻線方式を $n$ 段分割した場合は、アーム数 $2p+4(n+1)$ で $(2n+1)p$ パル

スサイクロコンバータ相当の入出力波形が期待される。以後本章では、相間リアクトルの2次巻線を多段分割した場合も含めて「2次巻線方式」と呼ぶ。

## 3・2 理論

### 3・2・1 主回路構成と動作原理

#### (1) 主回路構成

図3・1に相間リアクトルを持つ6パルス中性点接続サイクロコンバータに宮入氏らの2次巻線方式をそのまま応用した回路構成を示す。サイリスタ1～6，1'～6'によって相間リアクトルを持つ6パルスサイクロコンバータを構成し，これに新たに相間リアクトルに2次巻線およびサイリスタ7～10，7'～10'を設ける。本サイクロコンバータではサイリスタ1～10が正群コンバータを構成し，サイリスタ1'～10'が負群コンバータを構成している。

さて、本章で提案するサイクロコンバータを図3・2に示す。これは、図3・1の破線で囲んだ部分において、相間リアクトルの2次巻線をn段に分割し、 $(n+1)4$ 個のサイリスタを図示のごとく接続したものである。図中 $v_1$ ， $v_2$ は相間リアクトルの1次巻線の両端と主変圧器中性点の間の電圧である。 $v_3$ は、相間リアクトルの1次巻線のセンタタップでの電圧であり

$$v_3 = (v_1 + v_2) / 2 \quad (3\cdot1)$$

で与えられる。2次巻線各段の1次巻線に対する巻数比を図の下段から $a_{m1}$ ， $a_{m2}$ ， $\dots$ ， $a_{mn}$ とする。サイリスタ01，02，11，12， $\dots$ ，n1，n2が正群コンバータを構成し，サイリスタ01'，02'， $\dots$ ，n2'が負群コンバータを構成する。 $n=1$ とすれば図3・1の回路と一致する。

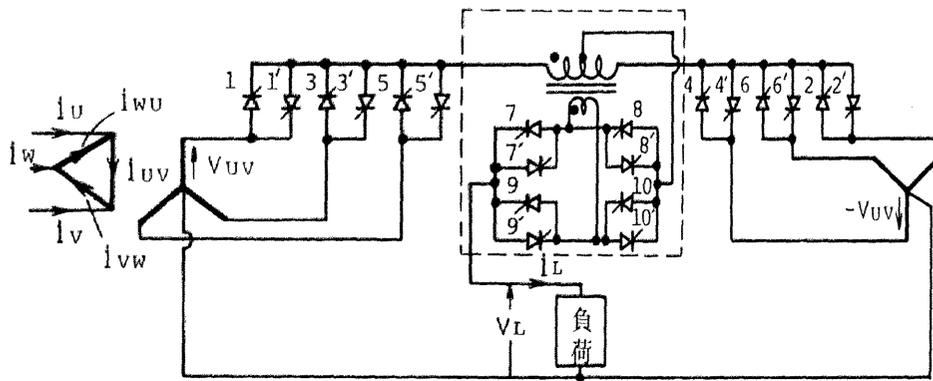


図 3・1 相間リアクトルの 2 次巻線方式を応用したサイクロコンバータ

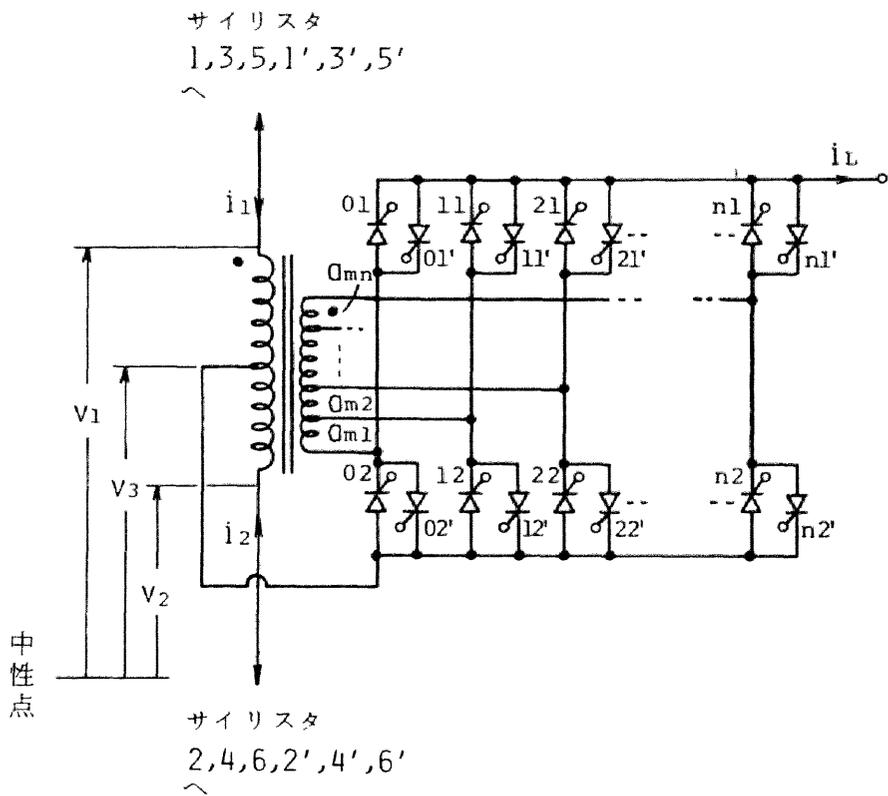


図 3・2 提案する回路構成 (2次巻線を多段分割)

## (2) 動作原理

図3・2の回路によるサイクロコンバータの出力電圧波形，入力電圧波形改善の原理を，正群動作の場合について図3・3を用いて説明する。まず，出力電圧波形について述べる。同図①は，出力電圧  $v_L$ （図3・1で負荷の両端の電圧）として  $v_3$  が直接出力されているときの動作状態を示す。いま  $v_1 > v_2$  とする。ここでサイリスタ11を点弧する。2次側最下段の巻線には，1次巻線の両端に加わる電圧を  $v_m (= v_1 - v_2)$  として， $a_{m1} v_m$  の電圧が図示の方向に現われている。この電圧によりサイリスタ01は消弧され，出力電圧  $v_L$  は

$$v_L = v_3 + a_{m1} v_m \quad (3.2)$$

となる。この様子を図3①に示す。图中，黒く塗りつぶしたサイリスタは導通状態にあることを示す。得られた出力電圧波形を図3・4にそれぞれ期間①，②と対応づけて示す。なお，同図では周波数変換比が小さく，各期間の出力電圧平均値はほぼ一定としている。

以下同様に，サイリスタ21を点弧すれば，2次側の2段目の巻線電圧  $a_{m2} v_m$  によりサイリスタ11は消弧され，出力電圧  $v_L$  は

$$v_L = v_3 + (a_{m1} + a_{m2}) v_m \quad (3.3)$$

となる（図3・3，図3・4の②）。

その後，サイリスタ31 → 41 → …と転流を行い， $v_2$  において（すなわち，例えばサイリスタ2から4への）転流を行うまでの間にサイリスタ  $n1$  までの転流を行う。

このとき出力電圧  $v_L$  は

$$v_L = v_3 + (a_{m1} + a_{m2} + \dots + a_{mn}) v_m \quad (3.4)$$

となる。次に，例えばサイリスタ2から4への転流を行い， $v_2 > v_1$  とする。その結果，出力電圧は

$$\begin{aligned} v_L &= v_3 + (a_{m1} + a_{m2} + \dots + a_{mn}) v_m \\ &= v_3 - (a_{m1} + a_{m2} + \dots + a_{mn}) (v_2 - v_1) \end{aligned} \quad (3.5)$$

となる。図3・3，図3・4にはこの期間を  $\textcircled{-n}$  として示す。また，次にサイリスタ

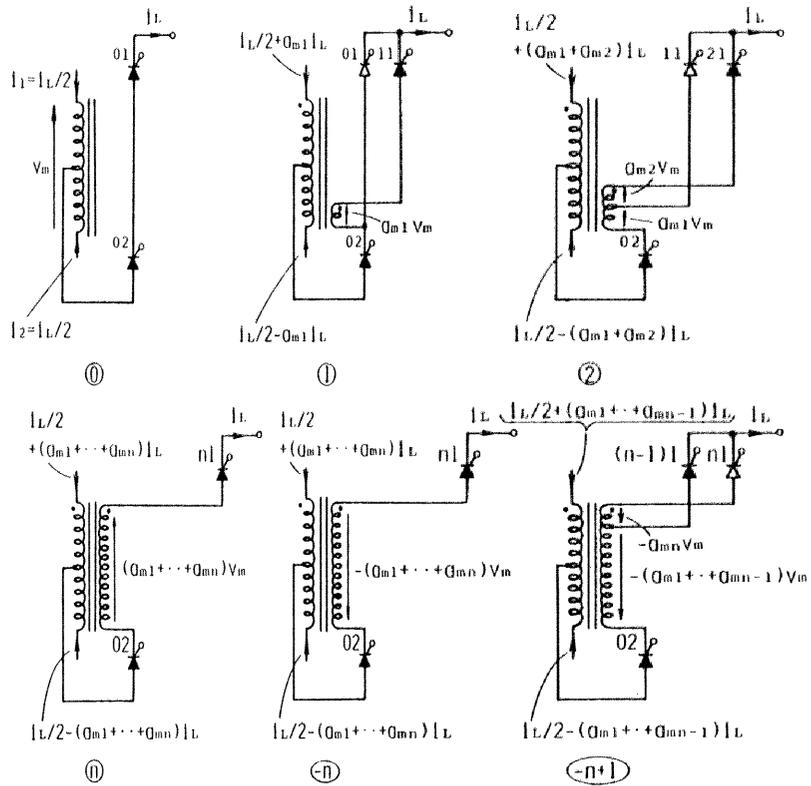


図3・3 出力電圧の制御

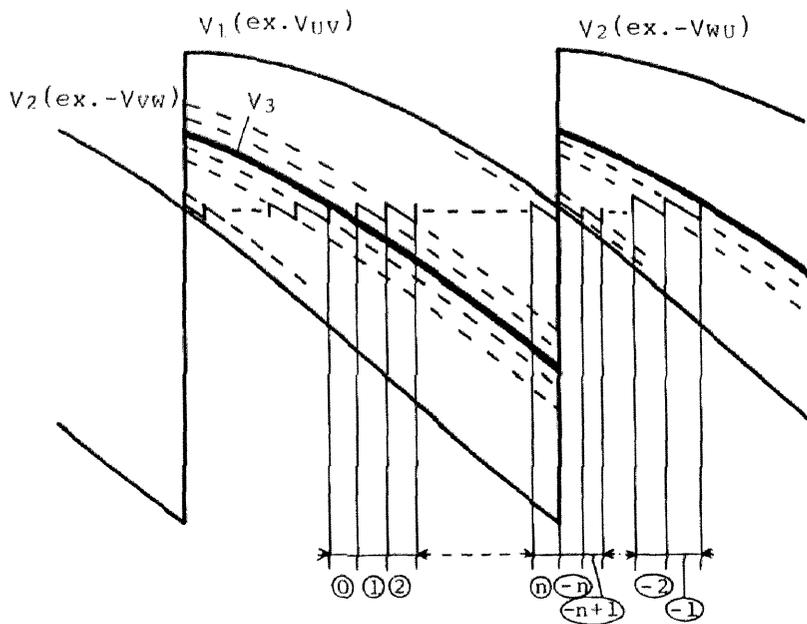


図3・4 出力電圧波形の改善

(n-1)1 を点弧すれば、n 段目の巻線電圧  $-a_{mn} v_m$  によりサイリスタ n1 は消弧され、出力電圧は

$$v_1 = v_3 - (a_{m1} + \dots + a_{mn-1}) (v_2 - v_1) \quad (3.6)$$

となる。以下、順にサイリスタ (n-2)1 → (n-3)1 → … → 01 と転流を行う。サイリスタ 01 が転弧され期間④と同様の動作状態になった後は、サイリスタ 12 → 22 → … と転流動作を行っていく。

以上の制御により得られる出力電圧波形は、従来の 6 バルスサイクロコンバータの出力電圧波形の一部である期間④の電圧波形に、それとほぼ同等の電圧波形を 2n 個付加したものである。従って、相間リアクトルの 2 次側に n 段の巻線を設けた場合、本サイクロコンバータの出力電圧が q バルス相当になるとすれば

$$q = (2n+1) \times 6 \quad (3.7)$$

と与えられる。すなわち、相間リアクトルの 2 次巻線の分割を 1 段増すごとに 1 2 バルス相当分の波形改善が可能となる。

さて、次に入力電流波形改善の原理を、やはり正群動作の場合について説明する。図 3・2 に示すように、サイリスタ 1, 3, 5 より相間リアクトルに流入する電流を  $i_1$  , サイリスタ 2, 4, 6 のそれを  $i_2$  とする。図 3・3 において、期間④では 2 次巻線に電流が流れないので

$$i_1 = i_2 = i_L / 2 \quad (3.8)$$

となる。期間①では、最下段の 2 次巻線に負荷電流が流れ

$$i_1 = i_L / 2 + a_{m1} i_L \quad (3.9)$$

$$i_2 = i_L / 2 - a_{m1} i_L \quad (3.10)$$

となる。以下、同様にして期間②では

$$i_1 = i_L / 2 + (a_{m1} + a_{m2} + \dots + a_{mi}) i_L \quad (3.11)$$

$$i_2 = i_L / 2 - (a_{m1} + a_{m2} + \dots + a_{mi}) i_L \quad (3.12)$$

となる。また、期間③では、 $i_1$  ,  $i_2$  はそれぞれ期間①と同じ式で与えられる。図 3・4 の出力電圧波形の各期間に対応する入力電流波形を図 3・5 に示す。ただし、各期間の出力電流  $i_L$  の平均値はほとんど変化していないものとする。また、出力電流  $i_L$

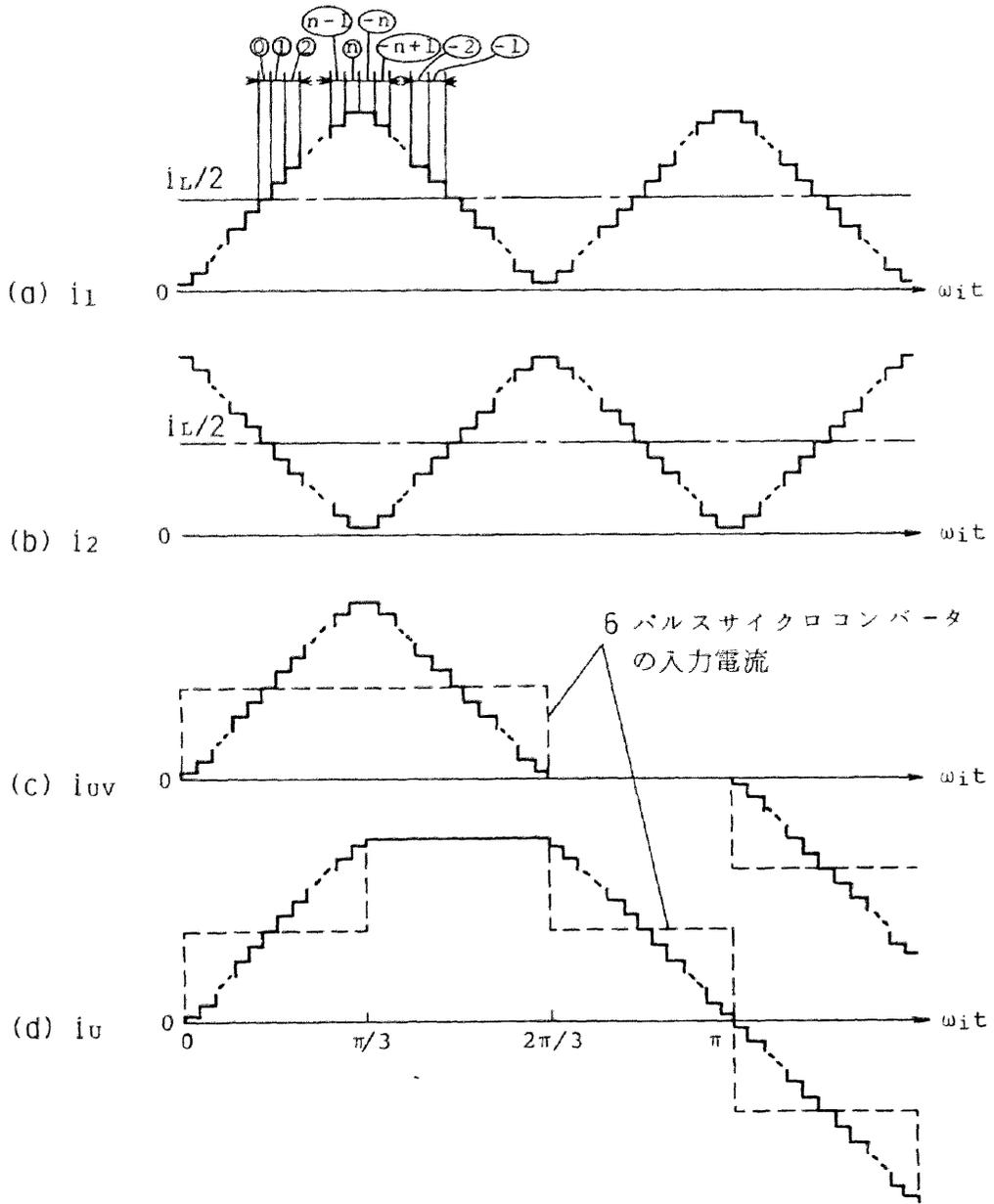


図3・5 入力電流波形の改善

のリップル成分は無視している（すなわち， $i_L = \text{一定}$ ）。横軸は入力角周波数 $\omega_i$ を基準とする角度で表わしている。 $i_{UV}$ ， $i_U$  はそれぞれ図3・1に示す主変圧器の入力相電流および入力線電流である。2次巻線方式を用いない場合の6パルスサイクロコンバータの各入力電流波形を破線で示す。2次巻線方式により，入力電流波形の改善される様子がわかる。

いま，転流重なりのない理想状態を仮定する。6パルスサイクロコンバータに本方式を適用し，図3・4のごとくに電圧波形を出力するような制御を行いながら2次巻線の分割数 $n$ を無限大にすれば，入力線電流 $i_U$ ， $i_V$ ， $i_W$  は図3・6の台形波となる（もちろん，各電流の位相は異なる）。この波形をフーリエ級数展開すれば，各高調波の振幅 $i_k$  は，基本波の振幅を1として

$$i_k = 1/k^2 \quad (k = 5, 7, 11, 13, \dots) \quad (3 \cdot 13)$$

となる。従って，6パルスサイクロコンバータに2次巻線方式を適用した場合は，2次巻線の分割数 $n$ を増加しても， $5\omega_i$  および  $7\omega_i$  を中心角周波数とする側帯波群が1～2%程度は改善されずに残るものと予想される<sup>(6)</sup>。しかし，それ以上の高次の高調波の側帯波群については $n$ の増加とともに著しく低減できる。

本章では，解析の簡単のために2次巻線方式を6パルスサイクロコンバータに適用しているが， $5\omega_i$ ， $7\omega_i$  の側帯波群を改善するには，2次巻線方式を適用するサイクロコンバータを多パルス（例えば12パルス）化する必要がある。

### 3・2・2 制御角の決定

サイクロコンバータの制御角の決定に，高橋氏らは機械整流子によるアナロジー<sup>(7)</sup>，およびスイッチング関数<sup>(8)</sup>を利用している。昭和53年には，雨宮・金丸氏<sup>(9)</sup>が制御角決定の統一的方法を物理的意味が明確な形で示している。ここで， $p$ パルスサイクロコンバータを想定し，電源電圧の周期を $T$ とする。文献(9)によればサイクロコンバータの制御角は，電源電圧から取り出した出力電圧波形の $T/p$ にわたる平均値と，希望出力電圧波形の $T/p$ にわたる平均値とが等しくなるように決定される。

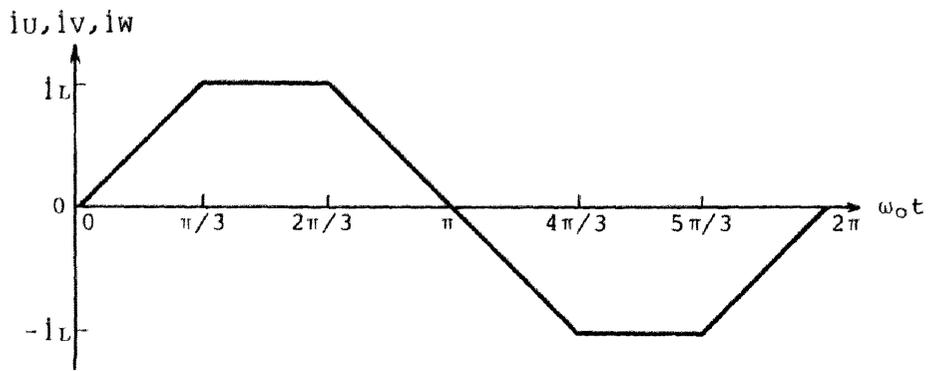


图 3 · 6 入力電流波形 ( $n = \infty$ )

しかしながら、この原理により本方式の制御角を決定するのは難しい。即ち、本方式の出力電圧波形の繰り返し周期  $T/6$  内には (3・1)~(3・6) 式で示す  $(2n+1)$  種の波形が含まれている。出力電圧波形の  $T/6$  にわたる平均値と、希望出力電圧波形の  $T/6$  にわたる平均値を等しくする各波形の制御角の組み合わせは無数に存在し、この中から最適なもの（例えば出力電圧ひずみを最小とする制御角の組み合わせ）を決定することまではできないからである。

本章では、本方式の出力電圧ひずみを最小にするように各制御角を別の方法によって決定する。余弦波制御法<sup>(10)</sup> (=対称ゲート制御方式, <1・2・2> 節参照) は、従来から出力電圧ひずみを最小にする制御法として知られており、文献(10)には仮想的制御法を用いてその証明がなされている。この仮想的制御法は次のとおりである。すなわち、ある時点において希望出力電圧と実際の出力電圧の瞬時値差の絶対値が、次に転流されるべき入力正弦波と希望出力電圧の瞬時値差の絶対値より小であれば転流せず、大となれば転流を行うというものである<sup>(11)</sup>。この原理に従えば、各制御角は容易に決定され、出力電圧ひずみを最小にすることができる。

本章の2次巻線方式を用いたサイクロコンバータには、この仮想的制御法の原理が適用できる。ここで、図3・4に示す各波形の制御角を図3・7のように定義する。期間①の波形の制御角を  $\alpha_i$ 、期間②のそれを  $\alpha_{-i}$  とする。また、 $v_{ref}$  は希望出力電圧である。期間①の出力電圧を  $v_{Li}$  とすると (3・1)~(3・4) 式より

$$\begin{aligned} v_{Li} &= v_3 + (a_{m1} + a_{m2} + \dots + a_{mi}) v_m \\ &= (v_1 + v_2) / 2 + (a_{m1} + a_{m2} + \dots + a_{mi}) (v_1 - v_2) \end{aligned} \quad (3 \cdot 14)$$

となる。制御角  $\alpha_i$  は、仮想的制御法の原理より

$$|v_{ref} - v_{Li-1}| = |v_{ref} - v_{Li}| \quad (3 \cdot 15)$$

すなわち、

$$v_{ref} = (v_{Li-1} + v_{Li}) / 2 \quad (3 \cdot 16)$$

の関係が成立する位相によって与えられる。(3・14)、(3・16) 式より

$$\begin{aligned} v_{ref}(\alpha_i) &= (v_1 + v_2) / 2 + (a_{m1} + a_{m2} + \dots + a_{mi-1} + a_{mi} / 2) (v_1 - v_2) \\ &= A_{m,i} \cos(\alpha_i - \phi_i) \quad i=1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (3 \cdot 17)$$

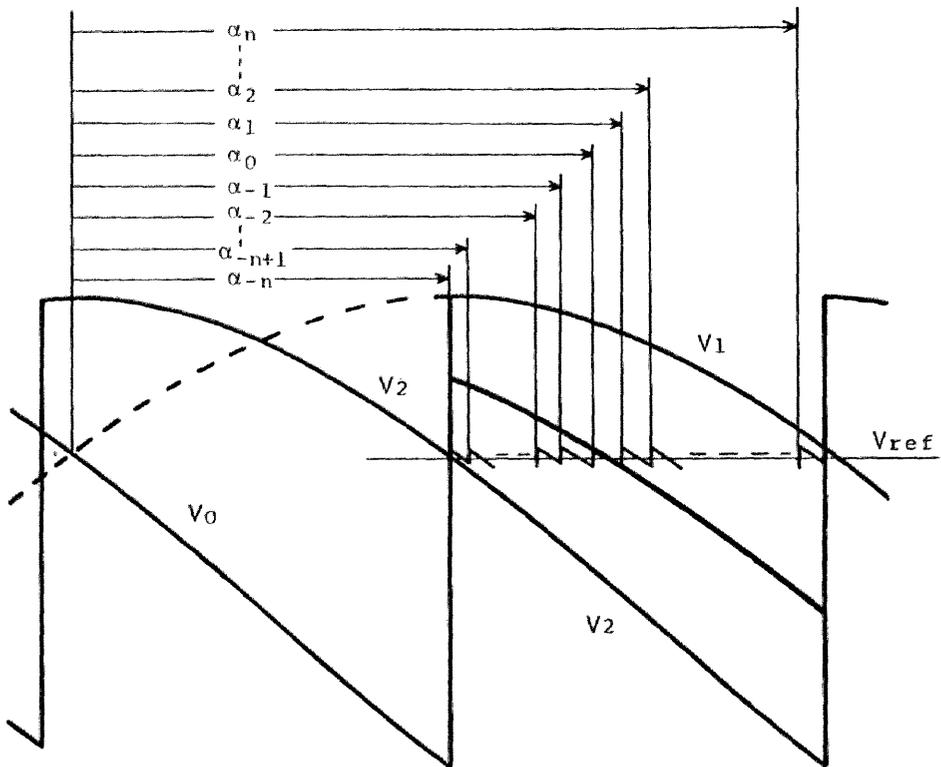


図 3・7 制御角の定義

同様にして、 $\alpha_{-i}$ は

$$v_{\text{ref}}(\alpha_{-1}) = A_{m,i+1} \cos(\alpha_{-1} + \phi_{-(i+1)}) \quad i=0,1,\dots,n-1 \quad (3\cdot18)$$

によって与えられる。ただし

$$A_{m,i} = \frac{V}{2} (4X_i^2 + 3)^{1/2} \quad (3\cdot19)$$

$$\phi_{\pm i} = \tan^{-1} \left\{ \sqrt{3} \left( \frac{1}{2} \pm X_i \right) / \left( \frac{3}{2} \mp X_i \right) \right\} \quad (3\cdot20)$$

$$X_i = a_{m1} + a_{m2} + \dots + a_{mi-1} + a_{mi}/2 \quad (3\cdot21)$$

$V$ は $v_1$ 、 $v_2$ の振幅

である。

$\alpha_{-n}$ については、図3・7に示す $v_o$ を用いて

$$\begin{aligned} v_{\text{ref}}(\alpha_{-n}) &= (1/2) \{ (v_o + v_2)/2 + X(v_2 - v_o) + (v_1 + v_2)/2 \\ &\quad - X(v_1 - v_2) \} \\ &= (V/2) (3/2 - X) \cos \alpha_{-n} \end{aligned} \quad (3\cdot22)$$

ただし、 $X = a_{m1} + a_{m2} + \dots + a_{mn}$

によって与えられる。

以上の制御法により、本サイクロコンバータの出力電圧ひずみを最小にすることが可能となる。しかしながら、本制御法によって得られる出力電圧平均値と希望出力電圧との間には偏差が生じる。出力電圧の平均値を $v_a$ とすれば

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{3}{\pi} \left\{ \int_{\alpha_{-n}}^{\alpha_{-n}} (v_1 + v_2)/2 \, d\theta \right. \\ &\quad + \int_{\alpha_{-n}}^{\alpha_o} (-a_{m1}) (v_1 - v_2) \, d\theta \\ &\quad \cdot \\ &\quad \cdot \\ &\quad \cdot \\ &\quad \left. + \int_{\alpha_{-n}}^{\alpha_{-(n-1)}} (-a_{m1}) (v_1 - v_2) \, d\theta \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{\alpha_1}^{\alpha'_n} a_{m1} (v_1 - v_2) d\theta \\
& \quad \cdot \\
& \quad \cdot \\
& \quad \cdot \\
& + \int_{\alpha_n}^{\alpha'_n} a_{mn} (v_1 - v_2) d\theta \} \tag{3.23}
\end{aligned}$$

となる。ここで、 $\alpha'_n$ はサイリスタ1～6，1'～6'の制御角であり，制御角 $\alpha_n$ の次の制御角を示す。 $v_{ref}$ の変化がゆるやかであり，入力電圧の周期Tの1/6の期間T/6では一定であるとすれば， $\alpha_n = \alpha'_n$ となり，(3.23)式は

$$\begin{aligned}
v_a = \frac{3V}{\pi} [2\sqrt{3}(\frac{1}{2}-X) / (\frac{3}{2}+X) \\
+ \sum_{i=1}^n \frac{a_{mi}}{A_{m,i}} \{ \cos(\phi_i - \frac{\pi}{6}) + \cos(\phi_{-i} - \frac{\pi}{6}) \}] v_{ref} \tag{3.24}
\end{aligned}$$

と変わり， $v_a / v_{ref} = K$ （一定）となる。このKの値は，相間リアクトルの2次巻線の分割数nが1のとき $K \approx 1.01$  ( $a_{m1} = 0.32$ )，2のとき $K \approx 1.003$  ( $a_{m1} = 0.19$ ， $a_{m2} = 0.2$ )となる。従って，予めこの偏差分を見込んで，希望出力電圧もしくは(3.17)，(3.18)，(3.22)式より得られる位相変調関数<sup>(10)</sup>の振幅を設定する必要がある。

### 3.2.3 数値計算例

(3.17)，(3.18)，(3.22)式の制御角の決定式より，出力電圧波形，入力電流波形が求まる。計算機を用いて各波形の離散的フーリエ変換を行い高調波成分を求め，これより出力電圧ひずみ率，入力線電流ひずみ率を求めた。本章の2次巻線方式の波形改善効果を見るには，2次巻線方式の分割数nが2の場合について検討すれば十分である。それゆえ，以後の試算例はn=2について行っている。図3.8には，本方式の比較の対象として12，18，30パルスの各サイクロコンバータの代表的な回路構成をとりあげて

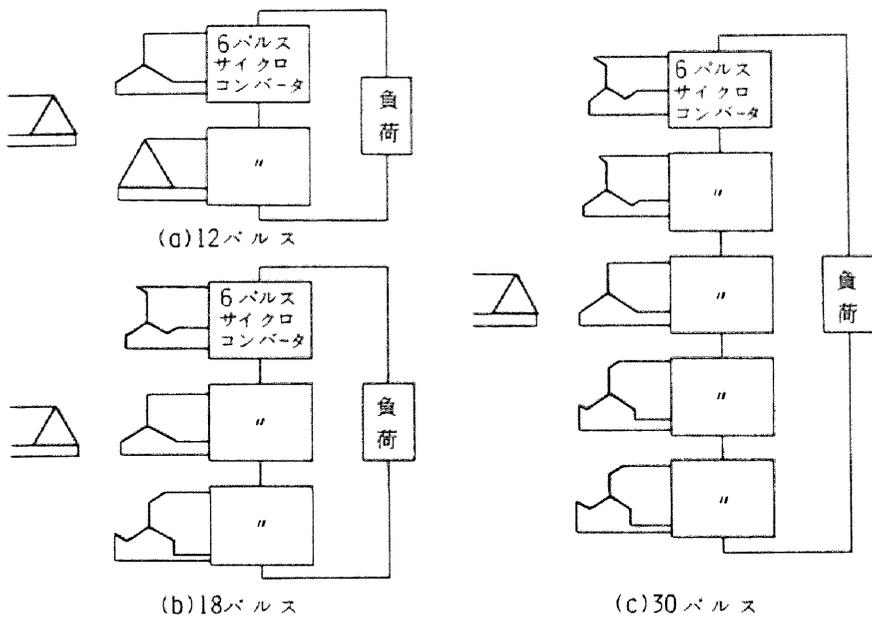


図3・8 従来方式サイクロコンバータ

示す。これらの出力電圧制御には余弦波制御法を用いるものとする。また、以後本章では、これらサイクロコンバータを従来方式と呼ぶ。計算に際しては、複雑化を避けるために、<2・2・3> 節の仮定 (a)~(c) と同様の仮定を設けた。

サイクロコンバータには、出力が単相の場合には、入力電流に多くの低次調波成分が含まれる。3相出力のサイクロコンバータではそのことが改善される。そこで、本章では入力電流の計算に際してはサイクロコンバータの出力を3相とし、対称3相負荷を仮定する。

以下の各図は、周波数変換比（出力周波数対入力周波数比） $f_o / f_i = 1/5$ 、負荷力率  $\cos \theta_L = 0.8$  の場合を例にとった計算結果を示しているが、周波数変換比、負荷力率が変化しても、それぞれの傾向は変わらない。

まず、出力電圧比  $V_L / V_{Lmax}$  をパラメータとし、 $a_{m1}$ 、 $a_{m2}$  に対する出力電圧ひずみ率の変化を求める。ここで、出力電圧比  $V_L / V_{Lmax}$  は、出力電圧の振幅  $V_L$  を(3・17)、(3・18)、(3・22)式によって決まる各制御角より得られる最大出力電圧  $V_{Lmax}$  で規格化した値である。図3・9に計算例を示す。同図 (a)では  $a_{m2} = 0.2$  (b)では  $a_{m1} = 0.19$  である。計算の結果、出力電圧によりわずかに異なりはするが、 $a_{m1} = 0.19$ 、 $a_{m2} = 0.2$  のとき出力電圧ひずみ率は最小となることがわかった。そこで、以後の計算では  $a_{m1} = 0.19$ 、 $a_{m2} = 0.2$  の値を用いる。

図3・10は、2次巻線方式および従来方式の出力電圧ひずみ率の出力電圧比  $V_L / V_{Lmax}$  に対する変化を示す。実線が2次巻線方式の出力電圧ひずみ率であり、破線が従来方式のそれである。ここで、出力電圧比  $V_L / V_{Lmax}$  は、各方式それぞれにその最大出力電圧  $V_{Lmax}$  で規格化したものである。2次巻線方式については、 $n = 1$  の場合も併せて示す。この場合巻数比  $a_m = 0.32$  で出力電圧ひずみ率は最小となるので、この値を用いたときの変化の様子を示す。

図3・11に2次巻線方式の出力電圧周波数スペクトルを従来方式（30パルス）と比較して示す。基本波の振幅を1とした相対値をとっている。2次巻線方式では0.5~1.0%の第99次~第121次高調波が存在するが、その他は従来方式とほぼ同程度のスペクトルを持つ。

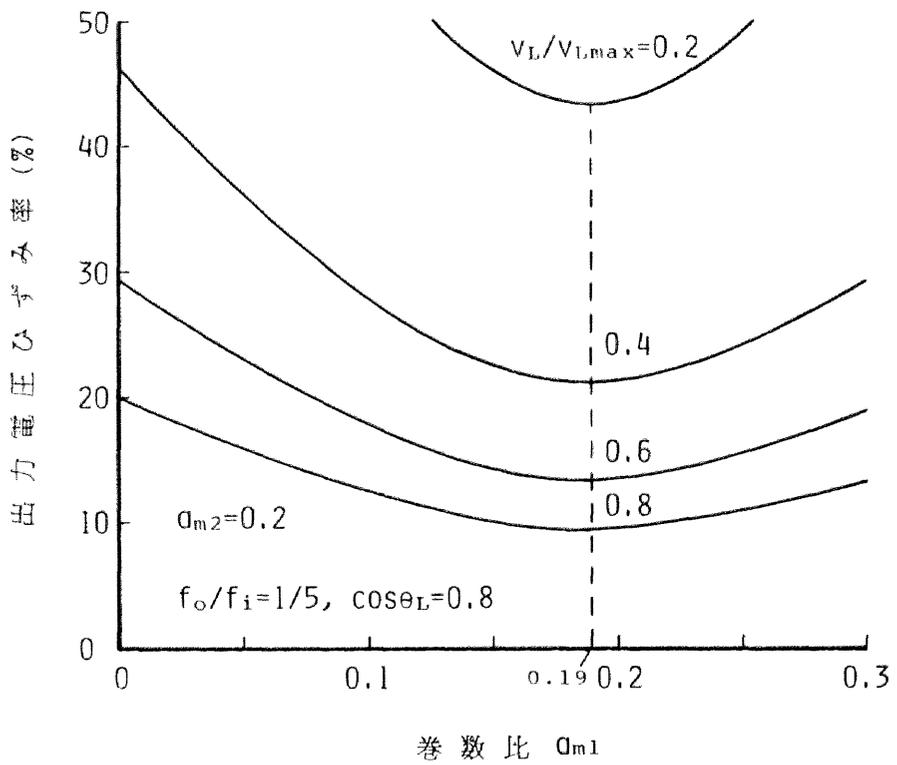


図3・9 (a) 出力電圧ひずみ率 ( $n=2$ )

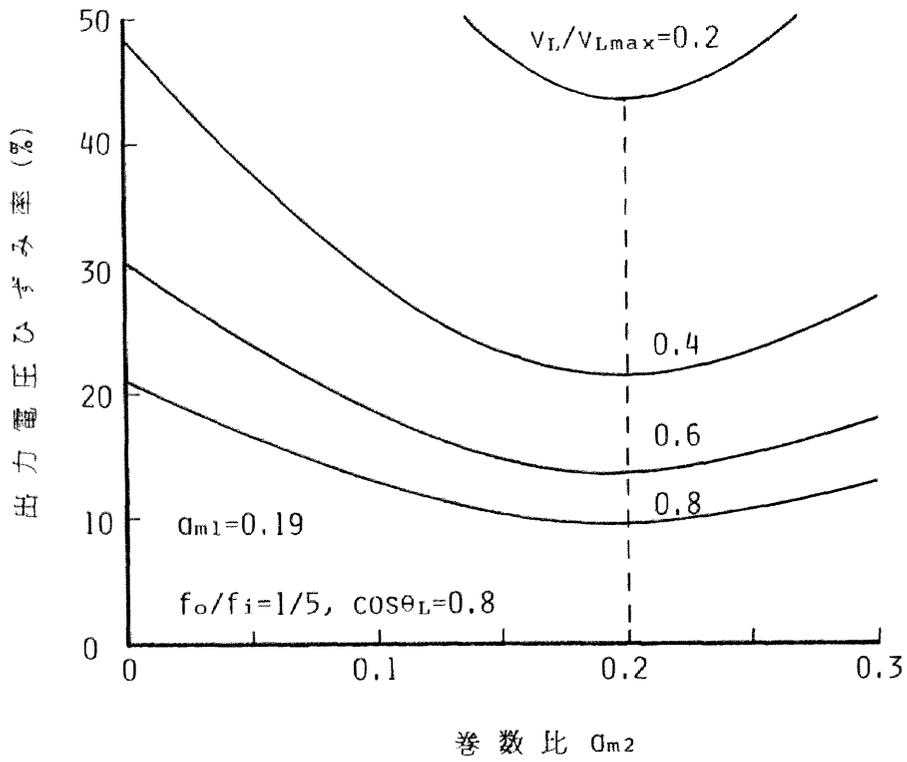


図3・9 (b) 出力電圧ひずみ率 ( $n = 2$ )

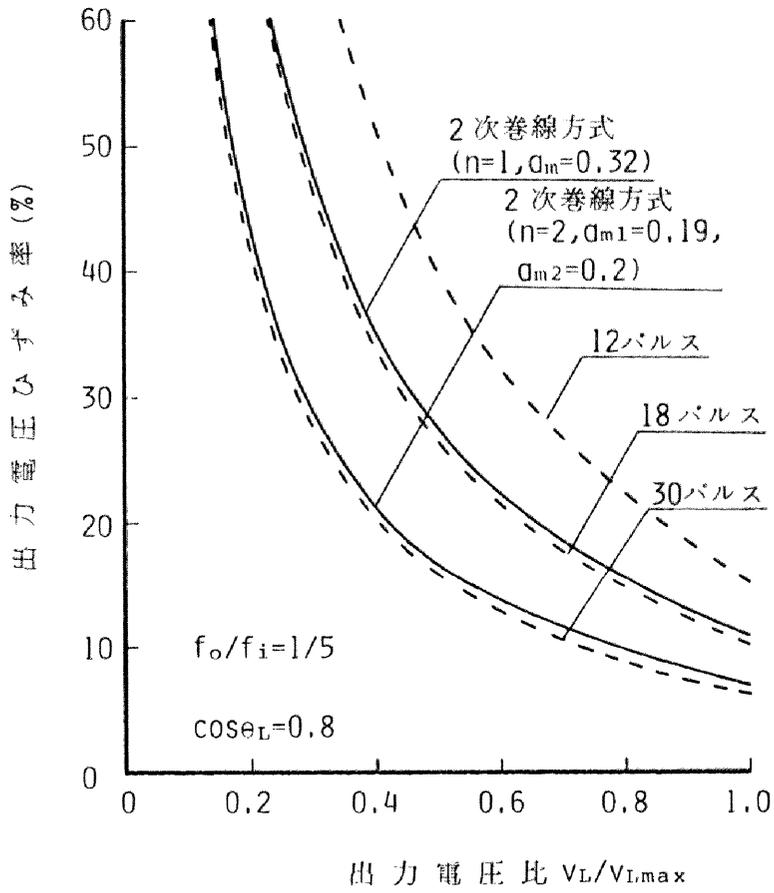


図3・10 出力電圧ひずみ率

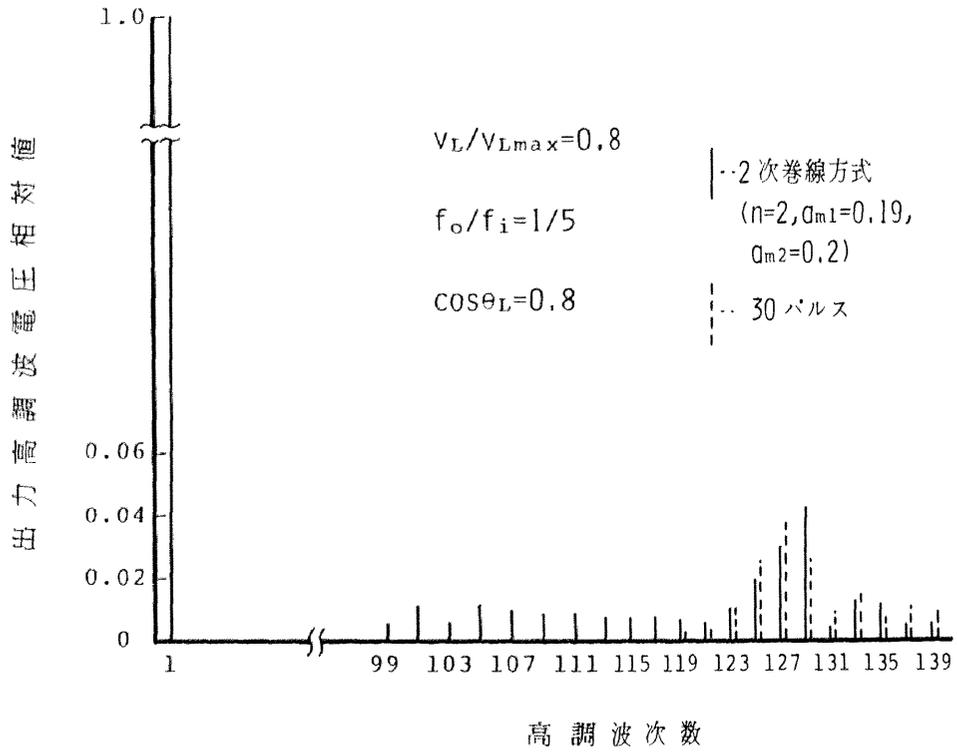


図3・11 出力電圧周波数スペクトル

図3・12には各サイクロコンバータの入力線電流ひずみ率を示す。2次巻線方式は、 $n=1$ の場合には18パルスに近いひずみ率となるが、 $n=2$ の場合には従来の30パルスサイクロコンバータ程度のひずみ率の改善効果は得られない。これは、<3・2・1>節で述べたように、6パルスサイクロコンバータに2次巻線方式を適用した場合には $5 \times f_i$ 、 $7 f_i$ の側帯波群が改善されずに残ってしまうことが主な原因としてあげられる。図3・13には入力線電流の周波数スペクトルを、入力基本波(次数5)の振幅を1とした相対値で示す。低次調波には、多パルス化によっては改善されない基本波 $f_i$ の側帯波群の他に、2次巻線方式では $5 f_i$ 、 $7 f_i$ の側帯波群が1~2%みられる。高次の調波成分については、2次巻線方式に若干多くの調波成分がみられるがほぼ同じスペクトルを持つ。

本章では、出力電圧ひずみ率を最小とする $a_{m1}$ 、 $a_{m2}$ を用いて計算を進めてきたが、入力線電流ひずみ率を最小とする $a_{m1}$ 、 $a_{m2}$ の値はわずかながら異なる。しかし、そのような $a_{m1}$ 、 $a_{m2}$ により、入力線電流ひずみ率は全体に0~0.1%さらによくなる程度である。

なお、 $5 f_i$ 、 $7 f_i$ の側帯波群の改善には、2次巻線方式を適用するサイクロコンバータそのものを多パルス(例えば12パルス)化する必要がある。

### 3・3 実験

2次巻線方式サイクロコンバータの動作の確認を目的として出力単相にて実験を行った。相間リアクトルの2次巻線は2段分割とし、各段の巻数比は $a_{m1} = a_{m2} = 0.2$ とした。また、主変圧器の2次巻線の1次巻線に対する巻数比は0.5である。図3・14に実験によって得られた出力電圧 $v_L$ 、出力電流 $i_L$ および入力線電流 $i_U$ の各波形を示す。出力電圧比 $V_L / V_{Lmax} = 0.8$ 、電源周波数 $f_i = 60\text{Hz}$ 、出力周波数 $f_o = 12\text{Hz}$ 、負荷力率 $\cos \theta_L = 0.8$ である。入力線電流は、サイクロコンバータの出力が単相のため、大きな低次調波成分を含んでいる。出力を3相とすることにより、これらの低次

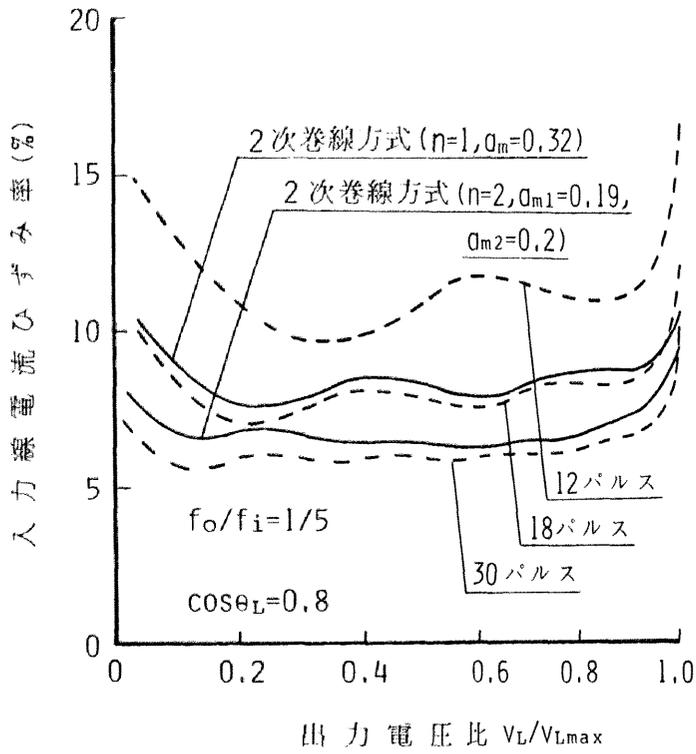


図3・12 入力線電流ひずみ率

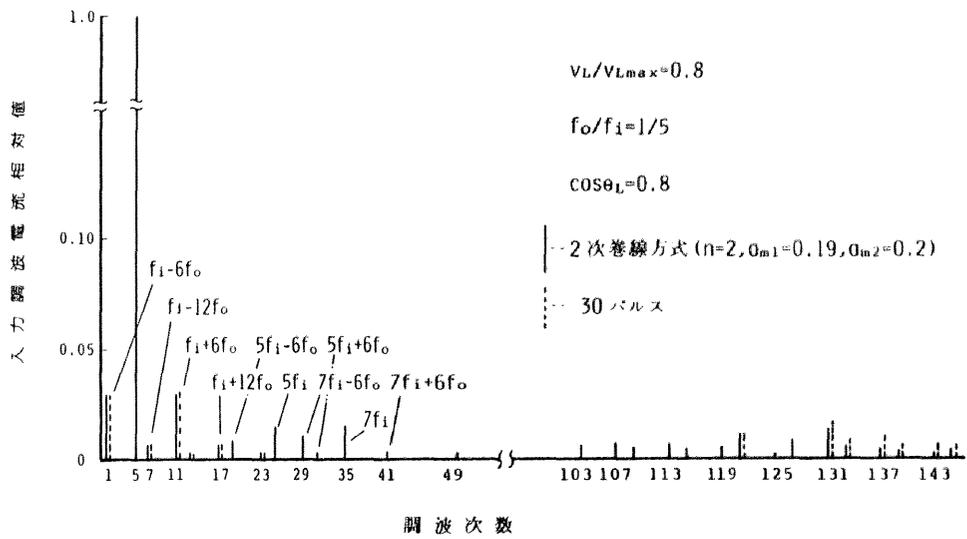


図3・13 入力線電流周波数スペクトル

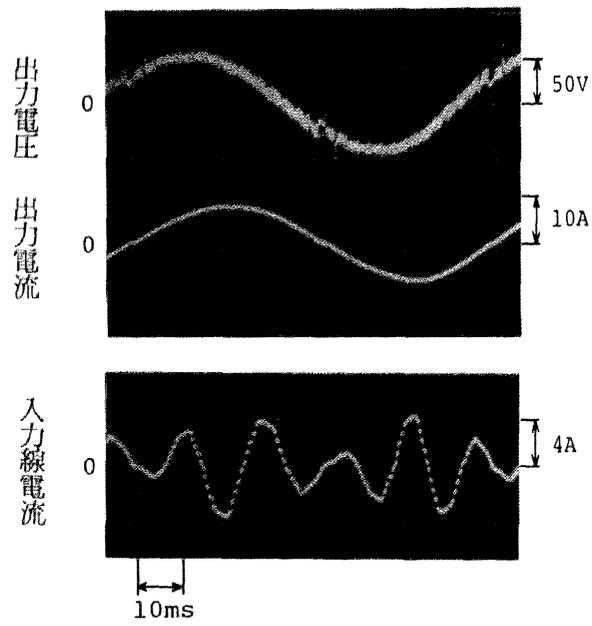


图 3 · 1 4 動作波形

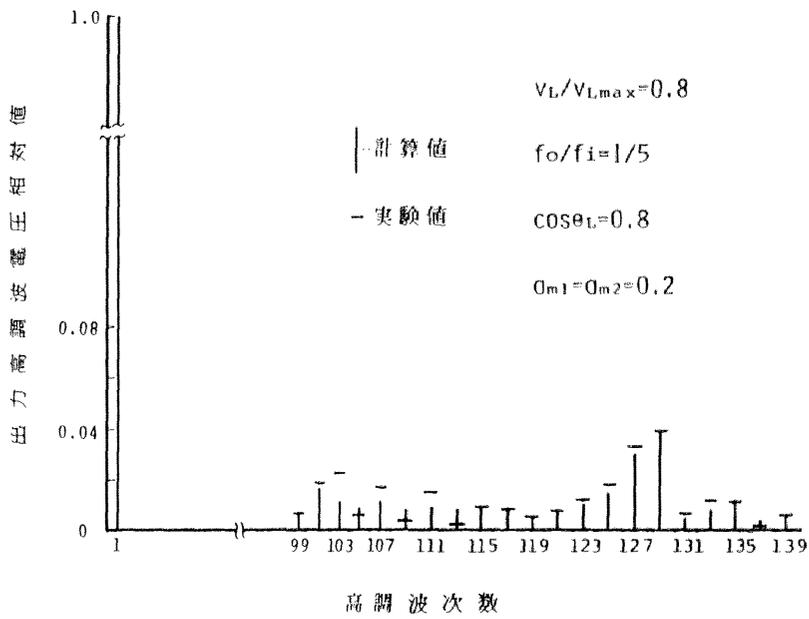


図3・15 (a) 出力電圧周波数スペクトル

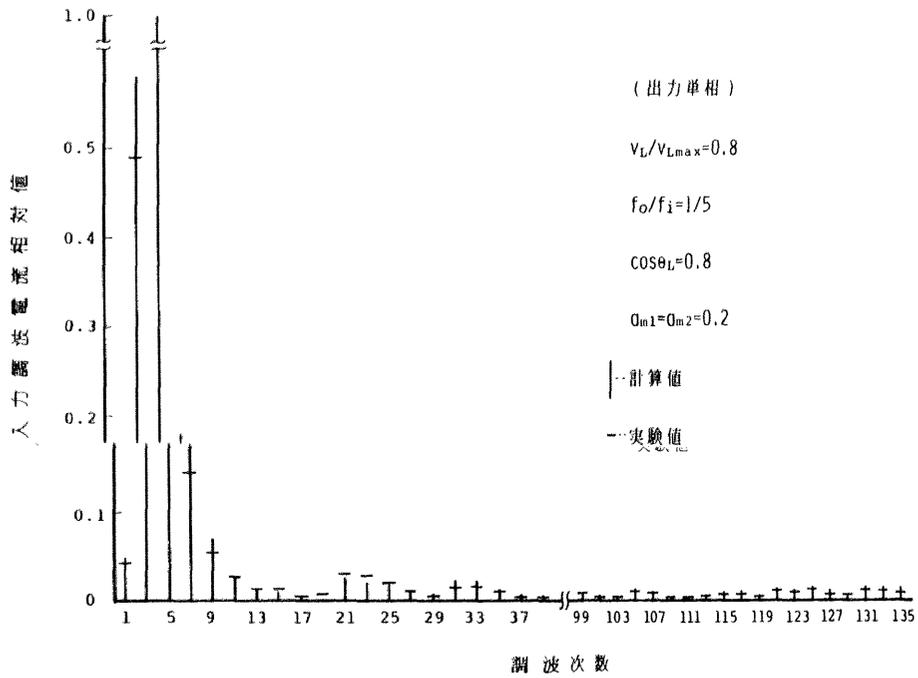


図3・15 (b) 入力線電流周波数スペクトル

調波成分は著しく低減できる（例えば、文献（12））。

図3・15には出力電圧および入力線電流の周波数スペクトルの実験値と計算値を比較して示す。実験値と計算値は大略一致した。入力線電流において実験値が小さ目になっているのは基本波（調波次数5）に主変圧器の励磁電流成分が含まれていることが主因と考える。また、入力線電流には波形写真からもわかるように大きな低次調波成分が存在するが、これらはサイクロコンバータの出力を3相とすることにより低減でき、図3・13のスペクトルとなる。

出力電圧波形において、正負群コンバータの切り換え前後に本来出力されるべき波形と異なる波形（特に、正負群切り換え後5つ目の飛び出している波形）が見られる。これは、相間リアクトル1次巻線の片側半分を流れる電流が相間リアクトルを励磁するに足る電流（臨界電流）以下となり、この巻線に不連続導通状態が生じたことによる<sup>(13)</sup>。この出力電圧に及ぼす影響は、例えば出力電流に関してネガティブフィードバック制御ループを設けることである程度除去できる。また、本サイクロコンバータを循環電流方式\*として不連続導通状態を除くことも可能である。

### 3・4 むすび

本章では、宮入氏らにより提案された2次巻線方式をサイクロコンバータに応用し、新たに、相間リアクトルの2次巻線を多段分割とすることを提案し、その出力電圧制御方式を示した。

本方式は、サイクロコンバータの主回路構成を複雑にすることなく、多パルス化相当の入出力波形の低ひずみ率を実現できる。また、従来の相間リアクトルを有する6パルスサイクロコンバータと比較すれば、変圧器および相間リアクトル容量の増大はわずか

（注）

\* 68ページの注参照

であり<sup>(2)</sup>，付加するサイリスタについても，サイリスタ 11，12，11'，12' を流れる電流の実効値がサイリスタ 1～6，1'～6'のその約 2.5倍，他のサイリスタが2段分割でいずれも約 1.6倍と大きい，耐圧は 1/3程度のものでよい。

なお，サイクロコンバータの入力電流基本波の側帯波成分の低減については，第1章の文献(24)の他に，田中氏ら<sup>(14)</sup>により12パルス循環電流方式サイクロコンバータの循環電流制御にフィードフォワード方式を用いる方法が示されている。また，サイクロコンバータの上限周波数の向上についても，同氏ら<sup>(15)</sup>により，同サイクロコンバータを用いて同期電動機を駆動し， $f_o / f_i = 0 \sim 2$  が可能であることが報告されている。本論文では，非循環電流方式サイクロコンバータ\*\* について検討してきたが，2次巻線方式を循環電流方式に適用することは容易であり，その入出力波形の一層の改善が期待できる。

サイクロコンバータの難点としては，他に入力力率が低いことがあるが，非対称制御方式<sup>(16)</sup>，相電圧縦続制御方式<sup>(17)</sup>において本章の2次巻線方式を適用するならば入力力率，入出力波形の両方の改善が期待できる筈である。

(注)

- \* 循環電流方式：正群コンバータと負群コンバータの間にリアクトルを挿入し，負荷電流の方向にかかわらず両コンバータを常に動作させる方式。その結果，両コンバータ間には循環電流が流れる。この方式は，下記の非循環電流方式と比較して出力電圧波形が良いという長所があるが，入力力率が低いこと，両コンバータ間にリアクトルを必要とすること，また，循環電流が流れる分だけサイリスタ・主変圧器の容量の増大を招くことなどの難点があり，あまり一般的ではない。
- \*\* 非循環電流方式：負荷電流の正負により正・負群コンバータを交互に動作させる方式。循環電流は流れない。

## 文 献

- (1) 古橋・雨宮：「相間リアクトルの2次巻線方式を用いたサイクロコンバータ」  
電気学会論文誌 B, Vol.104, P.647 (昭 59-10)
- (2) 宮入・滝本・飯田・榊川：「二重接続サイリスタ制御整流回路の高調波低減の一方  
式 — 相間リアクトルの2次巻線方式の提案 — 」 電気学会論文誌 B, Vol.  
103, P.23 (昭 58-1)
- (3) S. Miyairi, S. Iida, M. Takimoto, S. Masukawa : " A New Method of Reducing  
Harmonics In Input AC Line Currents of Thyristor Rectifier Circuit",  
IPEC-Tokyo '84, Conf. Record P.993
- (4) 宮入：「新しい原理に基づく三相変換器による高調波抑制法」 O H M, Vol.70,  
No.2 (昭 58-3)
- (5) B. R. Pelly : " Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters "   
John wiley & Sons, P.211 (1971)
- (6) 赤木・高橋・難波江：「サイクロコンバータの入力電流高調波と基本波無効電力に  
ついて」 電気学会論文誌 B, Vol.101, P.587 (昭 56-10)
- (7) 高橋・宮入：「サイクロコンバータの点弧方式と波形解析」 電気学会論文誌 B,  
Vol.90, P.647 (昭 45-4)
- (8) 高橋・赤木・宮入：「ブリッジ形サイクロコンバータの制御法と波形解析法」  
電気学会論文誌 B, Vol.96, P.82 (昭 51-2)
- (9) 雨宮・金丸：「縦続接続サイクロコンバータの入力力率の改善」 電気学会論文誌  
B, Vol.98, P.919 (昭 53-11)
- (10)文献 (5)の第9章
- (11)西條訳, B. R. Pelly 著：「サイクロコンバータ」 電気書院, P.148 (1976)
- (12)文献 (5)の第12章

- (13)文献 (5)の P.41
- (14)田中・多田隈・田村：「無効電力制御形サイクロコンバータの検討」 昭57年電気学会全国大会 No.609
- (15)同上：「循環電流制御サイクロコンバータの高調波出力特性」 昭58年電気学会全国大会 No.603
- (16)高橋・赤木・宮人：「非対称ゲート制御方式によるサイクロコンバータの基本波力率の改善」 電気学会論文誌 B, Vol.96, P.75 (昭 51-2 )
- (17)古橋・雨宮：「相電圧縦続接続方式サイクロコンバータ」 電気学会論文誌 B, Vol.102 , P.741 (昭 57-11 )

## 第4章 電力の双方向変換が可能な

### 50Hz⇄60Hz変換

#### サイクロコンバータ<sup>(1)</sup>

##### 4・1 まえがき

我が国の電力系統は東日本の50Hzと西日本の60Hzに2分されている。両系統間の連系は、効率的需給運用、供給予備力の合理的節減、事故時の系統信頼性確保などに対して大きい効果を与える<sup>(2)</sup>。

現在、佐久間(300MW)、新信濃(300MW)両変換所では、コンバータ・インバータ方式により50Hz・60Hz系統連系を行う「交流→直流→交流」という間接変換方式がとられている。間接変換方式に共通する特徴として、異系統間の非同期連系が可能であることがあげられる。非同期連系により電力潮流制御は両系統の電圧・周波数に無関係に迅速に行われ、かつ、安定度の問題も生じない。しかし、<1・2・1>節に述べた金丸・雨宮氏の直接変換方式<sup>(3)(4)</sup>では、この非同期連系ができず、両系統が直結状態となる。

本章では、60Hz→50Hz変換もしくは50Hz→60Hz変換のどちらか一台のサイクロコンバータで電力の双方向変換を可能とし、50Hz・60Hz系統間の非同期連系への適用の可能性を持つ直接変換方式を提案する。本方式は、主変圧器巻線およびサイリスタの利用率が悪く、入出力電流に高調波が多く含まれることから、コンバータ・インバータ方式にそのまま置き換え得るものではないが、直接変換方式による非同期連系の可能性を示すものとして興味あるものとする。

## 4・2 理論

### 4・2・1 主回路構成と出力電圧制御方式

図4・1が、本章で提案する直接変換方式である。60Hz→50Hz変換サイクロコンバータの出力と50Hz側のY-Δ結線変圧器との間にリアクトルLを挿入してある。サイクロコンバータ主変圧器の中性点Nは50Hz系統側Y結線変圧器の中性点N'と接続する。

図4・1の構成において、60Hz系統と50Hz系統とを入れ替えてもよい。そのときは、サイクロコンバータは50Hz→60Hz変換のものを用いる。本章では、図4・1の60Hz→50Hz変換サイクロコンバータとして、金丸氏のもの<sup>(4)</sup>を用いた場合について新しい電圧制御方式を論じることにする。図4・2にそのサイクロコンバータの主回路構成を示す。サイクロコンバータの主変圧器は1次側3相、2次側10相であり、2次側巻数比は表4・1のとおりである。

50Hz・60Hz系統間の電力の授受は次のようにして行われる。図4・3(a)に図4・1の回路の1相の等価回路を示す。簡単のため回路中の抵抗は無視している。E<sub>c1</sub>はサイクロコンバータ出力基本波相電圧、E<sub>50</sub>は50Hz系統側Y結線変圧器の相電圧である。同図(b)には各電圧、電流のベクトル図を示す。50Hz系統の受電有効電力をP<sub>50</sub>、無効電力をQ<sub>50</sub>とすれば

$$\begin{aligned} P_{50} + jQ_{50} &= \dot{E}_{50}^* \dot{I}_L \\ &= \dot{E}_{50}^* (\dot{E}_{c1} - \dot{E}_{50}) / j\omega_{50}L \end{aligned} \quad (4.1)$$

これより

$$P_{50} = (E_{c1}E_{50}/\omega_{50}L) \sin\phi \quad (4.2)$$

$$Q_{50} = (E_{50}/\omega_{50}L) (E_{50} - E_{c1} \cos\phi) \quad (4.3)$$

となる。ただし、 $\omega_{50}$ は50Hzの角周波数、 $\phi$ はE<sub>c1</sub>とE<sub>50</sub>の相差角でありE<sub>c1</sub>がE<sub>50</sub>より進相のとき正とする。有効電力は $\phi$ が正のとき60Hz側から50Hz側へと流れ、 $\phi$ が負のときは逆向きとなる。50Hz、60Hz両系統電圧の位相が時間とともに変化する

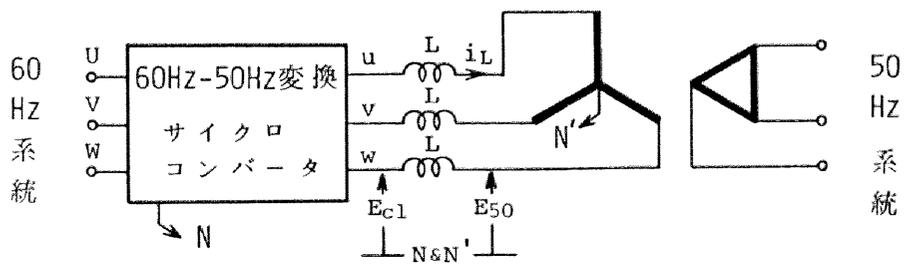


図4・1 60Hz→50Hz変換サイクロコンバータによる直接変換方式

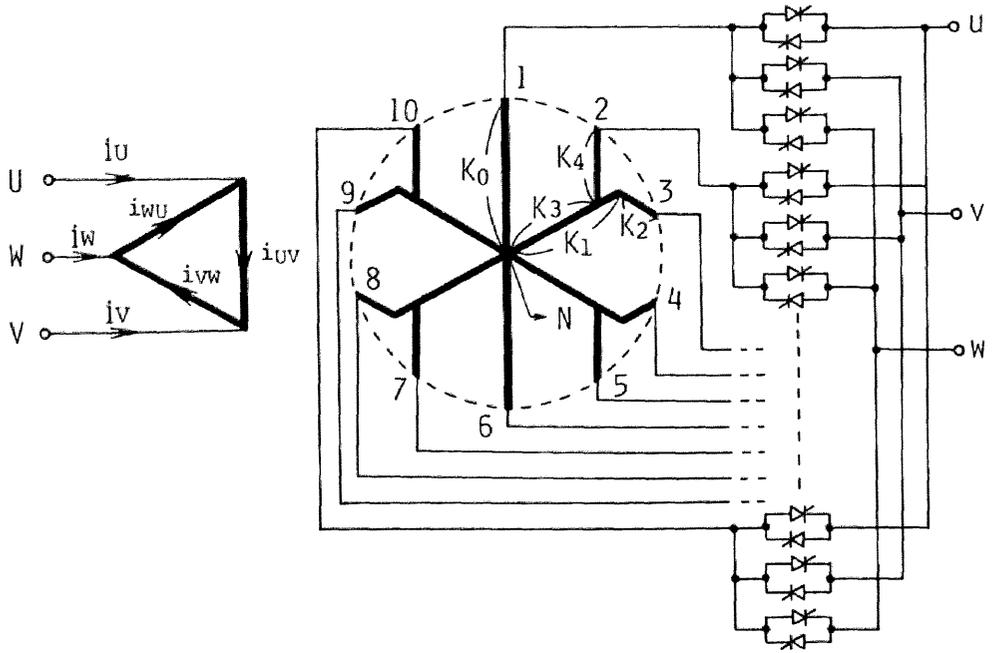


図 4・2 60Hz→50Hz変換サイクロコンバータ

表 4・1 主変圧器巻線巻数比

$K_0$	1
$K_1$	0.8581
$K_2$	0.2401
$K_3$	0.6787
$K_4$	0.4697

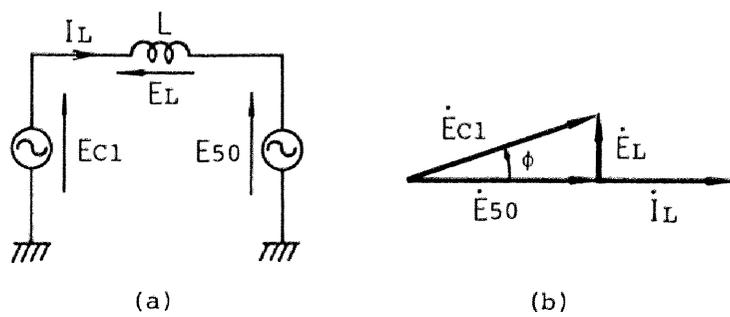


图 4 · 3 等価回路

場合でも、サイクロコンバータの出力電圧を制御し、 $E_{c1}$ 、 $\phi$ を一定に保つことができれば、非同期連系は可能である。さらには、 $E_{c1}$ と $\phi$ がそれぞれ独立に制御可能であれば、 $P_{50}$ 、 $Q_{50}$ もまた独立に制御できる。

図4・2のサイクロコンバータにつき、金丸氏の提案する出力電圧制御方式は、図4・4に示すように主変圧器2次側電圧のある相から1/10周期遅れの相への転流を繰り返すことにより出力電圧（太線）を得るものであった。3相の出力を得るには、2/5周期間隔で同様の制御を行って得られる3つの電圧をとる。この制御方式では、出力電圧の振幅・位相はサイクロコンバータ主変圧器2次側電圧、すなわち60Hz系統電圧で決まってしまう。そこで、 $E_{c1}$ および $\phi$ を任意に制御するには、60Hz系統電圧の制御を要することになり、系統運用が複雑となって実用に適さない。

さて、サイクロコンバータの出力電圧の振幅および位相を任意に制御する方法としては、従来から余弦波制御方式<sup>(5)</sup>、非対称ゲート制御方式<sup>(6)</sup>が知られている。しかし、余弦波制御方式ではサイクロコンバータの入力力率が低く、また、非対称ゲート制御方式では、60Hz→50Hz変換のように出力周波数対入力周波数比が高い場合には、出力電流ひずみが増大し、かつ入力力率の改善度も十分ではない。

山田・渡辺氏は、サイリスタの通流極数を変えた場合の50Hz→60Hz変換サイクロコンバータの入力電流高調波、力率について検討を行っている<sup>(7)</sup>。ここでサイリスタの通流極数とは、出力周波数半サイクル間に通流するサイリスタの数をいう。氏らによれば、サイリスタの通流極数が2以上のときは、通流極数の増加とともにサイクロコンバータの入力力率が低下する。すなわち、入力力率を高い値とするためには、通流極数はできるだけ少ない方がよい。本章のサイクロコンバータについても同様である。一方、出力電圧の振幅および位相をそれぞれ独立に制御するためには、最低2つの制御角を必要とする。すなわち、通流極数は少なくとも2つ必要である。

この考えに従う出力電圧制御を行った場合の順方向変換動作時（電力が60Hz側から50Hz側へ流れるときをいう）の1相分の電圧と、そのときの出力電流の波形を図4・5に示す。同図(a)は2極通流時（通流極数が2、モードIとする）、(b)は3極通流時（通流極数が3、モードIIとする）である。制御角 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ の原点は、図示のごと

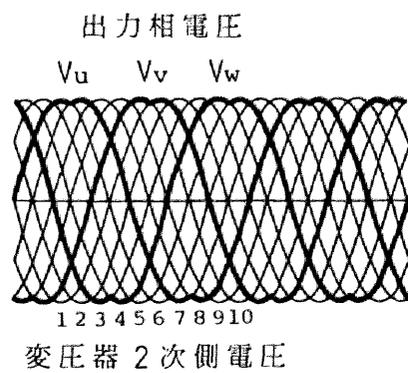


図 4 ・ 4 従来 の 出 力 電 圧 制 御 方 式

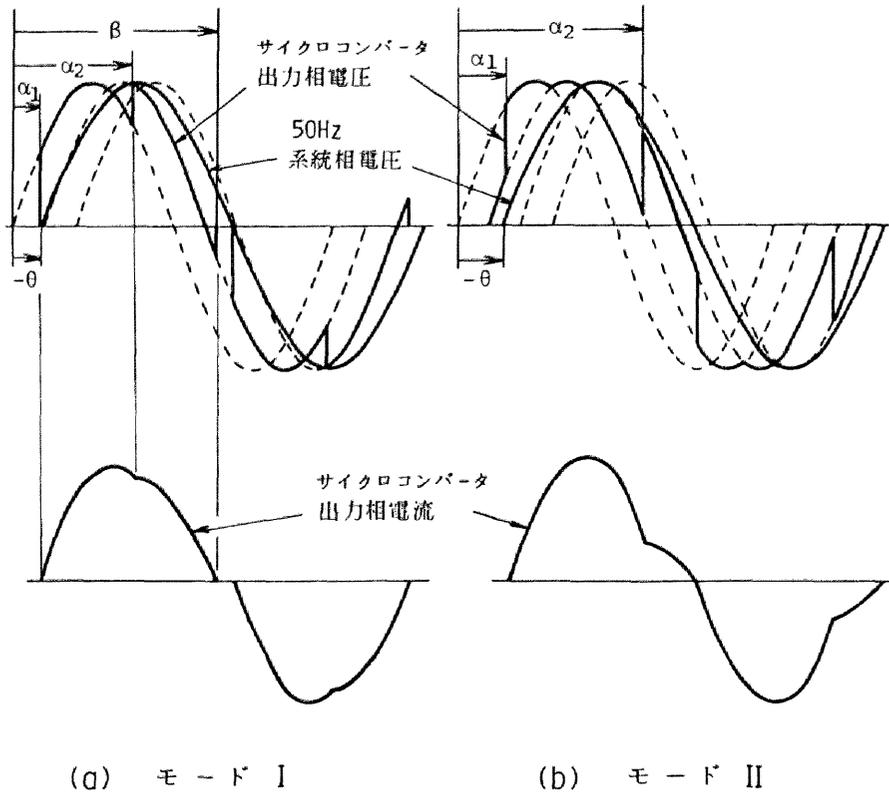


図4・5 出力電圧制御方式（順方向変換動作）

くサイクロコンバータ主変圧器2次側電圧の零点にとる。 $\theta$ は50Hz系統側 結線変圧器の相電圧の零点とサイクロコンバータ主変圧器2次側電圧の零点との位相差(本論文ではこれを相角度と呼ぶ)であり、50Hz 系統相電圧の零点が進み位相のとき正とする。 $\theta$ の原点は、解析および制御の都合のよいように制御角 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ の原点と同じにとる。また、 $\beta$ はサイリスタが自然消弧するとき(モードⅠ)の角度である。 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、 $\beta$ および $\theta$ は60Hzを基準として表わす。モードⅠでは、 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ および $\beta$ はそれぞれ、 $\alpha_1 < \alpha_2$ 、 $3\pi/5 \leq \alpha_2 < 6\pi/5 + \alpha_1$ 、 $\beta < 6\pi/5 + \alpha_1$ の範囲内にある。モードⅡでは $\alpha_1 \leq 3\pi/5$ 、 $4\pi/5 \leq \alpha_2 < 6\pi/5 + \alpha_1$ である。3相の出力を得るには、図4・4と同様にして2/5周期間隔で得た同様の波形を出力すればよい。

図4・6は、逆方向変換動作時(電力が50Hz側から60Hz側へ流れるときをいう)の電圧、電流波形を示す。同図(a)は2極通流時(モードⅢとする)であり、(b)は3極通流時(モードⅣとする)である。 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、 $\beta$ および $\theta$ は順方向変換動作時に準じて定める。 $\gamma$ は転流進み角である。制御角 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ は $\alpha_1 < \alpha_2 < 3\pi/5 - \gamma$ 、 $\beta$ は $\beta < 6\pi/5 + \alpha_1$ の範囲内になければならない。

要するに、図4・1の回路構成においてモードⅠないしモードⅣに示す出力電圧制御方式をとることにより、電力の双方向変換が可能になることが示された。

ここで、本サイクロコンバータの主変圧器2次側巻線およびサイリスタの利用率について触れておく。簡単のため図4・4の電圧制御方式、抵抗負荷の場合で、巻数比 $K_3$ の巻線の利用率が0.58で一番高く、他は0.42以下である。これに対してコンバータ・インバータ方式のコンバータのそれが約0.9である。サイリスタについては、本方式では各サイリスタの導通期間が電源の各サイクル平均で $18^\circ$ 以下、同コンバータで $120^\circ$ であり、本方式のサイリスタの利用率は低いものとなる。

#### 4・2・2 サイクロコンバータ出力相電圧の基本波分

以後の解析にあたって次の仮定を設ける。

(a) サイクロコンバータの両端に接続される系統は無量大母線とする。

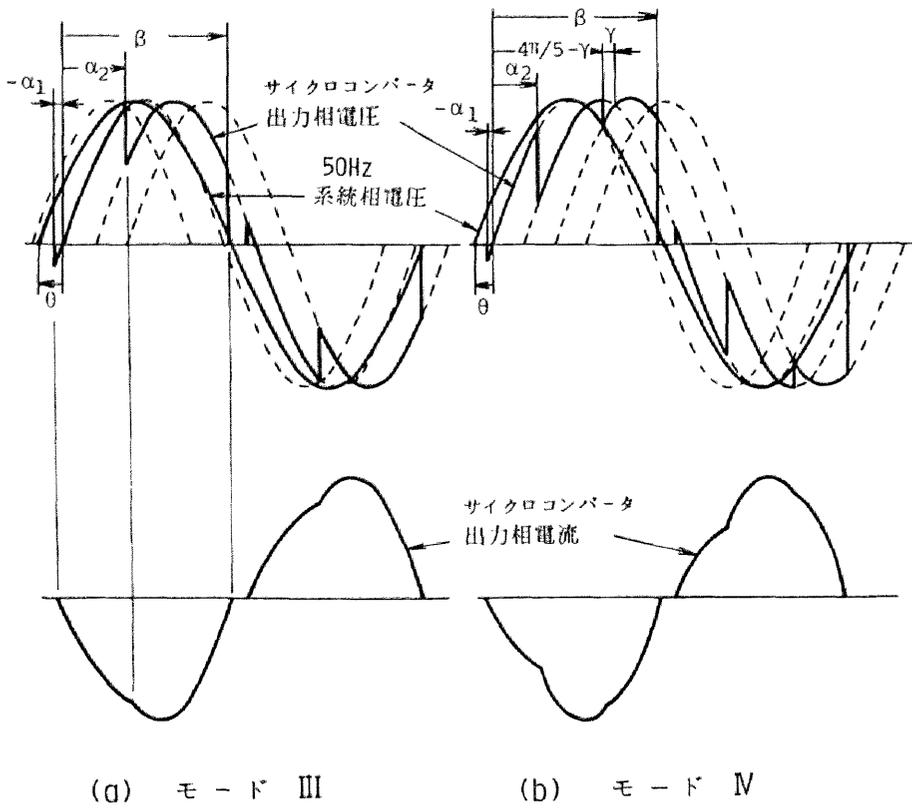


図4・6 出力電圧制御方式（逆方向変換動作）

(b) サイリスタの順方向抵抗は零，逆方向抵抗は無大とする。また回路に挿入されたリアクトルの抵抗分も十分に小さいものとする。

(c) 転流リアクタンスの影響は無視し得るものとする。

サイクロコンバータ出力相電圧の基本波分  $e_{c1}$  は， $\alpha_1 = 0$  を原点としてフーリエ級数展開を行い

$$e_{c1} = E'_{60} \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \sin(\omega_{50}t + \phi_{c1}) \quad (4.4)$$

$$\phi_{c1} = \tan^{-1}(a_1/b_1) \quad (4.5)$$

で与えられる。 $a_1$ ， $b_1$  は

$$\begin{aligned} a_1 = (5/\pi) \{ & (1/11) \{ \cos(11X_1/6) - \cos(11X_2/6) + \cos(11X_2/6 - \pi/5) \\ & - \cos(11X_3/6 - \pi/5) + \cos(11X_3/6 - 2\pi/5) - \cos(11X_4/6 - 2\pi/5) \} \\ & + \cos(X_1/6) - \cos(X_2/6) + \cos(X_2/6 - \pi/5) - \cos(X_3/6 - \pi/5) \\ & + \cos(X_3/6 - 2\pi/5) - \cos(X_4/6 - 2\pi/5) \} \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} b_1 = (5/\pi) \{ & (1/11) \{ \sin(11X_1/6) - \sin(11X_2/6) + \sin(11X_2/6 - \pi/5) \\ & - \sin(11X_3/6 - \pi/5) + \sin(11X_3/6 - 2\pi/5) - \sin(11X_4/6 - 2\pi/5) \} \\ & - \{ \sin(X_1/6) - \sin(X_2/6) - \sin(X_2/6 - \pi/5) - \sin(X_3/6 - \pi/5) \\ & + \sin(X_3/6 - 2\pi/5) - \sin(X_4/6 - 2\pi/5) \} \} \end{aligned} \quad (4.7)$$

となる。ここで， $X_1 \sim X_4$  はモードによって異なり，次のとおりである。

$$\text{モード I, III: } X_1 = \alpha_1, X_2 = \alpha_2, X_3 = X_4 = \beta \quad (4.8)$$

$$\text{モード II: } X_1 = \alpha_1, X_2 = 3\pi/5, X_3 = \alpha_2, X_4 = \alpha_1 + 6\pi/5 \quad (4.9)$$

$$\text{モード IV: } X_1 = \alpha_1, X_2 = \alpha_2, X_3 = 4\pi/5 - \gamma, X_4 = \beta \quad (4.10)$$

また，サイリスタの自然消弧する角度  $\beta$  は

$$\text{モード I, III: } -(E'_{60}/\omega_{60}) \cos(\beta - \pi/5) + (E'_{50}/\omega_{60}) \cos\{5(\beta + \theta)/6\} + c_2 = 0 \quad (4.11)$$

$$\text{モード IV: } -(E'_{60}/\omega_{60}) \cos(\beta - 2\pi/5) + (E'_{50}/\omega_{60}) \cos\{5(\beta + \theta)/6\} + c_3 = 0 \quad (4.12)$$

より求められる。ここで

$$c_3 = c_2 + (2E'_{60}/\omega_{60}) \sin(\pi/10) \sin(X_3 - 3\pi/10) \quad (4.13)$$

$$c_2 = c_1 + (2E'_{60}/\omega_{60}) \sin(\pi/10) \sin(X_2 - \pi/10) \quad (4 \cdot 14)$$

$$c_1 = (E'_{60}/\omega_{60}) \cos X_1 - (E'_{50}/\omega_{60}) \cos\{5(X_1 + \theta)/6\} \quad (4 \cdot 15)$$

である。ただし、 $E'_{60}$ はサイクロコンバータ主変圧器2次側相電圧の振幅、 $E'_{50}$ は50Hz系統側Y結線変圧器の相電圧の振幅、 $\omega_{50}$ 、 $\omega_{60}$ はそれぞれ50Hz、60Hzの角周波数である。

$e_{c1}$ の振幅 $E'_{60} \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$ と位相 $\phi_{c1}$ は、制御角 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ の関数であり、振幅および位相をそれぞれ独立に制御できる。50Hzおよび60Hz系統の位相は時間とともに独立に変化し、このため $\theta$ が時々刻々変化することになるが、サイクロコンバータの主変圧器の2次側が10相であることから、 $\theta$ が $36^\circ$ 推移するごとに制御角 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ の原点を1/10周期隣の相へ移し同一の制御を繰り返せば、任意の $\theta$ にて変換電力の制御が可能となる。

#### 4・2・3 変換電力

一般に変換器から発生する高調波の障害対策として系統母線に高調波フィルタが設置される。高調波フィルタはユニット容量の20%程度の進相容量を持つ<sup>(2)</sup>。そこでサイクロコンバータにより有効電力 $P_{50}$ は50Hz系統へ送り、進み無効電力 $Q_{50}$ はフィルタに供給することにする(図4・7)。

任意の相差角 $\theta$ に対して $Q_{50} = 0.2P_{50}$ であり、かつ $P_{50}$ を一定値に制御可能な制御角 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ を決定できる。まず、そのような $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ を決定できる(制御可能な)50Hz系統側受電有効電力 $P_{50}$ の最大値 $P_{50m}$ を計算機で求める。次に、 $Q_{50}$ を $0.2P_{50m}$ に等しい値に固定した状態で、ふたたび $P_{50}$ を一定値に制御可能な $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ を決定できる $P_{50}$ の範囲を求める。その結果を図4・8に示す。ここで、 $P_{50m}$ を基準容量として1 p uで表わしている。また、50Hz系統線間電圧および60Hz系統線間電圧については $V_{50} = V_{60}$ とし、これを基準電圧とする。同図(a)において、ABは任意の $\theta$ に対して $P_{50}$ を一定値に制御可能な範囲の上限を示し、CDはその下限を示す。A点の $P_{50}$ は $P_{50m}$ に一致して1 p uであり、C点の $P_{50}$ は0.52 p uとなる。したがって、順方

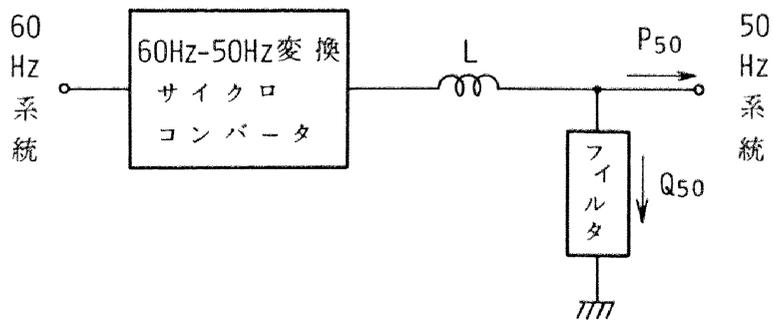


図4・7 変換電力の制御

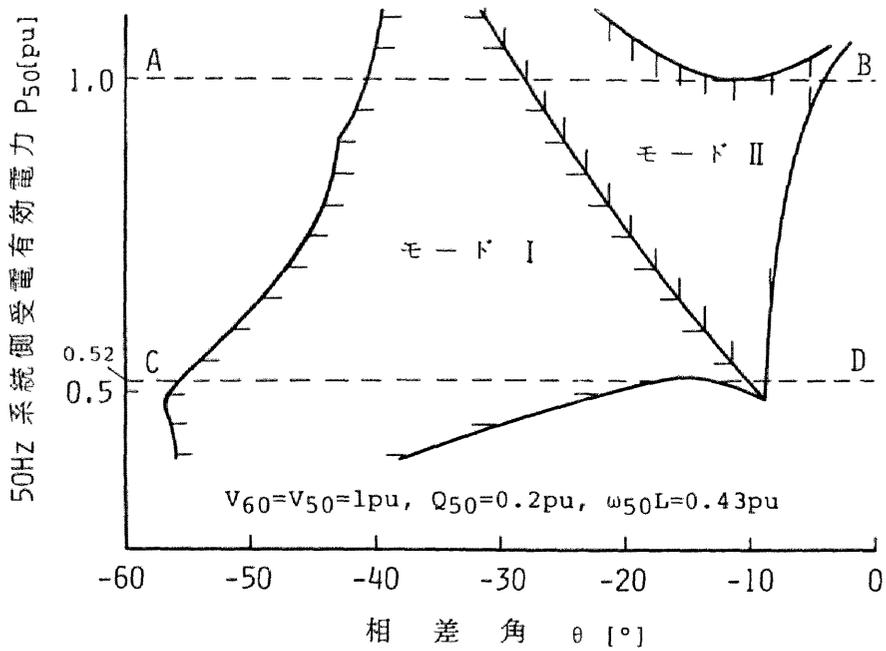


図4・8 (a) 変換電力範囲 (順方向変換動作)

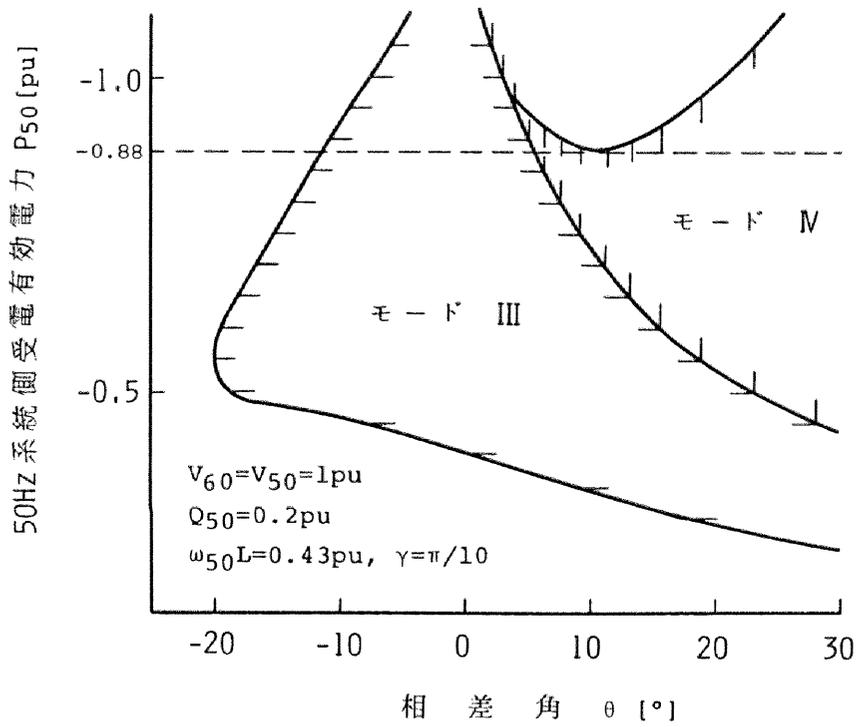


図4・8 (b) 変換電力範囲 (逆方向変換動作)

向変換動作時に 0.52 ~ 1 p u の範囲の電力を 60Hz から 50Hz に変換することが可能であることがわかる。同様にして、逆方向変換動作時に 0 ~ -0.88 p u の範囲の電力を 50Hz から 60Hz に変換することが可能となる。このとき、サイクロコンバータ出力と 50Hz 系統間に挿入してあるリアクトルのリアクタンス  $\omega_{50} L$  を計算した結果 0.43 p u と得られた。ただし、逆方向変換動作時の転流進み角  $\gamma$  は  $\pi/10$  としている。以上の電力制御範囲より、通常は逆方向変換により 60Hz 系統へ経済融通（原則として 1/3 p u 以下）<sup>(8)</sup> を行い、緊急時（同 2/3 p u）には必要な系統へと融通を行う用い方が可能となろう。

なお、図 4・8 の横軸について付記する。前節で述べたように、 $\theta$  が  $36^\circ$  推移するごとに同一の制御が繰り返されることから、モード II については  $\theta' = \theta + 36^\circ$ 、モード III については  $\theta' = \theta - 36^\circ$  なる  $\theta'$  を新たに  $\theta$  として横軸にとっている（モード I、IV については  $\theta$  そのまま）。これより、モード I と II および III と IV はそれぞれ片側の境界を接しており、 $P_{50}$  が一定値に保たれた状態でモード間の遷移が行われることがわかる。

サイクロコンバータの入力力率は、順方向変換動作時には、図 4・8 に示す  $\theta$  の絶対値が大きくなるほど低くなる傾向があることから、 $\theta$  の絶対値の小さな値から  $36^\circ$  の区間を制御区間とし、逆方向変換動作時には、これと逆の傾向を示すので、 $\theta$  の小さな値から  $36^\circ$  の区間を制御区間とするのがよい。一例をあげれば、順方向変換動作の場合  $P_{50} = 0.6 \text{ p u}$  のときには  $\theta = -8.5^\circ \sim -44.5^\circ$  の区間をとるとよい。

#### 4・2・4 サイクロコンバータ出力電流

図 4・5、図 4・6 のサイクロコンバータ出力電流についてフーリエ級数展開を行えば

$$i_L(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots} a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta \quad (4.16)$$

となる。ここで、フーリエ級数展開の原点を図 4・5、図 4・6 の  $t = \alpha_1 / \omega_{60}$  としている。フーリエ級数  $a_n$ 、 $b_n$  は

$$\begin{aligned}
a_n = & (10/\pi L) \{ (1/5n) \{ (c_1 - c_2) \sin A_2 + (c_2 - c_3) \sin A_3 + c_3 \sin A_4 \} \\
& + (X_{60}/2/(5n+6)) \{ \sin X_1 - \sin B_2 + \sin(B_2 - \pi/5) - \sin(B_3 - \pi/5) \\
& + \sin(B_3 - 2\pi/5) - \sin(B_4 - 2\pi/5) \} + (X_{60}/2/(5n-6)) \{ \sin X_1 \\
& - \sin D_2 + \sin(D_2 - \pi/5) - \sin(D_3 - \pi/5) + \sin(D_3 - 2\pi/5) - \sin(D_4 - 2\pi/5) \\
& + (X_{50}/10/(n+1)) \{ \sin(A_4 + 5X_4/6 + 5\theta/6) - \sin((5/6)(X_1 + \theta)) \} \\
& + \begin{cases} (X_{50}/12)(X_4 - X_1) \cos((5/6)(nX_1 + \theta)) & (n=1) \\ (X_{50}/10/(n-1)) \{ \sin(A_4 - 5X_4/6 - 5\theta/6) \\ + \sin((5/6)(X_1 + \theta)) \} & (n=3, 5, 7, \dots) \end{cases} \quad (4.17)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_n = & (10/\pi L) \{ (1/5n) \{ c_1 + (c_2 - c_1) \cos A_2 + (c_3 - c_2) \cos A_3 - c_3 \cos A_4 \} \\
& + (X_{60}/2/(5n+6)) \{ -\cos X_1 + \cos B_2 - \cos(B_2 - \pi/5) + \cos(B_3 - \pi/5) \\
& - \cos(B_3 - 2\pi/5) + \cos(B_4 - 2\pi/5) \} + (X_{60}/2/(5n-6)) \{ \cos X_1 \\
& - \cos D_2 + \cos(D_2 - \pi/5) - \cos(D_3 - \pi/5) + \cos(D_3 - 2\pi/5) - \cos(D_4 - 2\pi/5) \} \\
& + (X_{50}/10/(n+1)) \{ -\cos(A_4 + 5X_4/6 + 5\theta/6) + \cos((5/6)(X_1 + \theta)) \} \\
& - \begin{cases} (X_{50}/12)(X_4 - X_1) \sin((5/6)(nX_1 + \theta)) & (n=1) \\ (X_{50}/10/(n-1)) \{ \cos(A_4 - 5X_4/6 - 5\theta/6) \\ - \cos((5/6)(X_1 + \theta)) \} & (n=3, 5, 7, \dots) \end{cases} \quad (4.18)
\end{aligned}$$

となる。ただし

$$\begin{aligned}
A_2 = & (5n/6)(X_2 - X_1), \quad A_3 = (5n/6)(X_3 - X_1), \quad A_4 = (5n/6)(X_4 - X_1) \\
B_2 = & X_2 + A_2, \quad B_3 = X_3 + A_3, \quad B_4 = X_4 + A_4 \\
D_2 = & X_2 - A_2, \quad D_3 = X_3 - A_3, \quad D_4 = X_4 - A_4 \\
X_{50} = & E'_{50}/\omega_{50}, \quad X_{60} = E'_{60}/\omega_{60}
\end{aligned} \quad (4.19)$$

$X_1 \sim X_4$ ,  $C_1 \sim C_3$  は (4.8) ~ (4.15) 式によって与えられる。ただし、モード II のときの  $C_1$  は、(4.15) 式と異なり

$$\begin{aligned}
c_1 = & -X_{60} \sin(\pi/10) \{ \sin(X_1 - \pi/10) + \sin(X_2 - \pi/10) \\
& + \sin(X_3 - 3\pi/10) \} \quad (4.20)
\end{aligned}$$

である。

図 4・9 は、相差角  $\theta$  とサイクロコンバータの出力高調波電流の関係を示す。図 4・

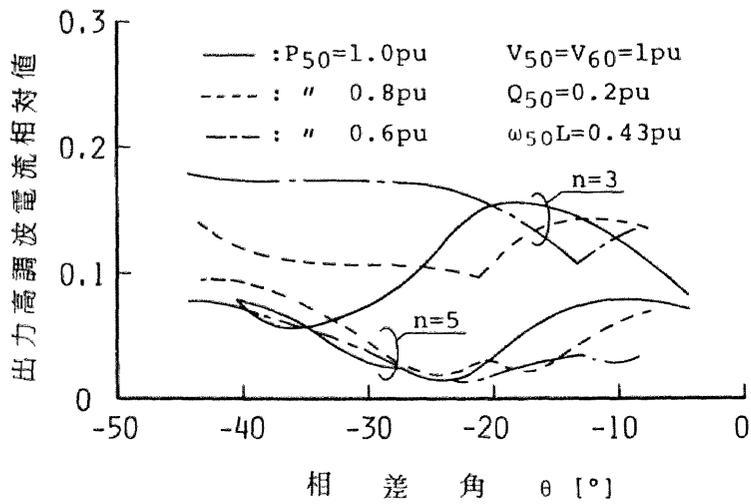


図4・9(a) サイクロコンバータの出力高調波電流

(順方向変換動作)

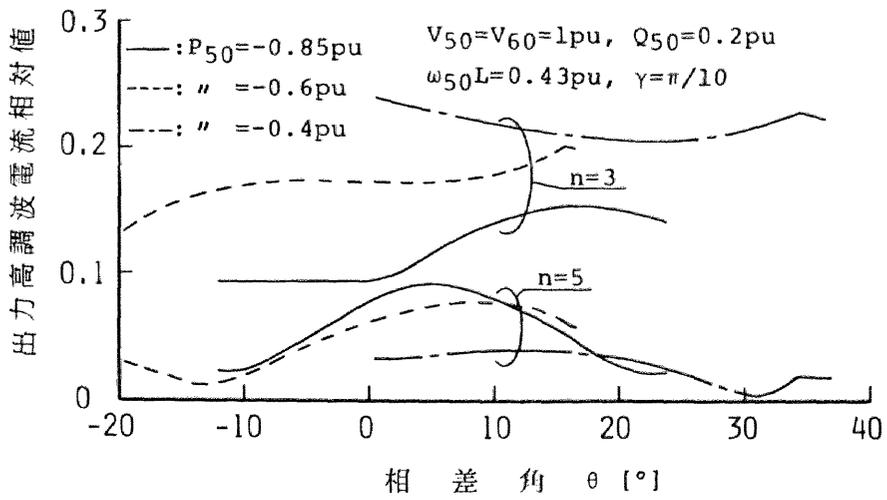


図4・9 (b) サイクロコンバータの出力高調波電流

(逆方向変換動作)

8と同様、モードⅡでは $\theta' = \theta + 36^\circ$ 、モードⅢでは $\theta' = \theta - 36^\circ$ である $\theta'$ を新たに $\theta$ としている。高調波電流は $P_{50} = 1 \text{ pu}$ のときの基本波の振幅を1とした相対値で示し、高調波次数 $n$ をパラメータとしている。同図(a)は順方向変換動作時の $P_{50} = 1, 0.8, 0.6 \text{ pu}$ の場合、(b)は逆方向変換動作時の $P_{50} = -0.85, -0.6, -0.4 \text{ pu}$ の場合について示している。第3調波は、変圧器のY- $\Delta$ 結線(図4・1)によって線路には流れない。数%の第5調波、それと同程度の第7調波が存在する。第9調波以上については、 $P_{50} = -0.4 \text{ pu}$ のとき第9調波が5%程度存在するが、全般的に小さい。

#### 4・2・5 サイクロコンバータ入力電流および入力力率

図4・10で、 $e_c$ はサイクロコンバータ出力相電圧、 $i_L$ は同出力相電流、 $i_{UV}$ は同入力相電流、 $f_{UV}$ はUV相のスイッチング関数である。図はモードⅡの場合について示している。入力線電流の周波数スペクトルを求めるために、まず $f_{UV}$ をフーリエ級数で表わす。 $f_{UV}$ の周期は1/10秒であるから、 $\omega_{10}$ を10 Hzの角周波数として

$$f_{UV}(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots} R_n \cos n\theta + S_n \sin n\theta \quad (4\cdot21)$$

$$\theta = \omega_{10}t - \alpha_1/6$$

となる。 $R_n$ 、 $S_n$ は

$$R_n = (2/n/\pi) [K_0 \{2\cos(2n\pi/5)\sin(2n\pi/5+A_{21}) + F_n(3, A_{31}) - \sin(3n\pi/5+A_{41})\} + K_4 \{-F_n(0, A_{21}) + F_n(3, A_{21}) - F_n(3, A_{31}) + 2\cos(n\pi/5)\{\sin(n\pi/5+A_{31}) - \sin(3n\pi/5+A_{41})\} + \sin(4n\pi/5) - \sin(n\pi/5)\}] \quad (4\cdot22)$$

$$S_n = (2/n/\pi) [K_0 \{1 - 2\cos(2n\pi/5)\cos(2n\pi/5+A_{21}) - G_n(3, A_{31}) + \cos(3n\pi/5+A_{41})\} + K_4 \{G_n(0, A_{21}) - G_n(3, A_{21}) + G_n(3, A_{31}) - 2\cos(n\pi/5)\{\cos(n\pi/5+A_{31}) - \cos(3n\pi/5+A_{41})\} + \cos(n\pi/5) - \cos(4n\pi/5)\}] \quad (4\cdot23)$$

となる。ただし

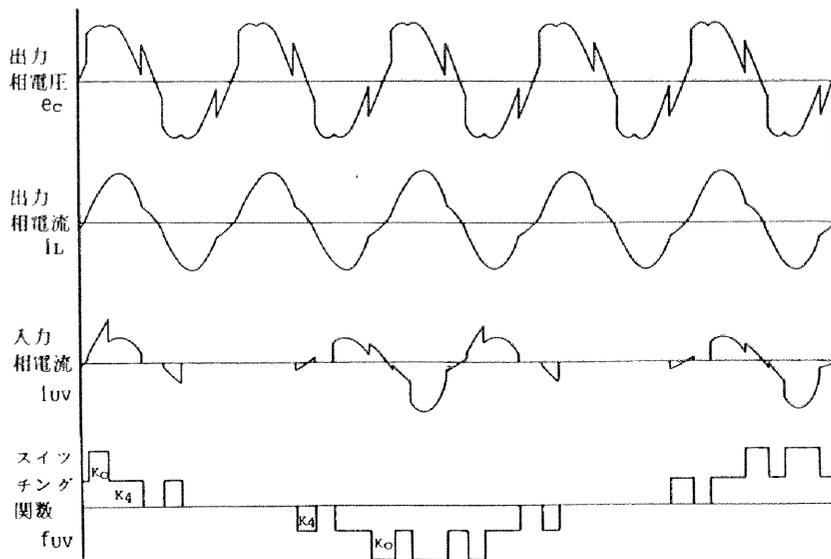


図4・10 電圧・電流波形とスイッチング関数（モードⅡの場合）

$$F_n(m, X) = \sin(nm\pi/5+X) - \sin(n(m+1)\pi/5+X) \quad (4\cdot24)$$

$$G_n(m, X) = \cos(nm\pi/5+X) - \cos(n(m+1)\pi/5+X) \quad (4\cdot25)$$

$$A_{21}=A_2/5, A_{31}=A_3/5, A_{41}=A_4/5 \quad (4\cdot26)$$

である。\$A\_2 \sim A\_4\$ はモードによって異なり、(4.19) 式および(4.8) ~ (4.10) 式より与えられる。\$VW\$, \$WU\$ 相のスイッチング関数も同様にして求められる。

入力相電流 \$i\_{UV}\$ は出力電流 \$i\_L\$ にスイッチング関数 \$f\_{UV}\$ を乗じることによって求められる。すなわち

$$\begin{aligned} i_{UV} &= i_L f_{UV} \\ &= \left\{ \sum_{i=1,3,5,\dots} a_i \cos(i\omega_{50}t - 5i\alpha_1/6) + b_i \sin(i\omega_{60}t - 5i\alpha_1/6) \right\} \\ &\quad \times \left\{ \sum_{j=1,3,5,\dots} R_j \cos(j\omega_{10}t - j\alpha_1/6) + S_j \sin(j\omega_{10}t - j\alpha_1/6) \right\} \\ &= \sum_{i,j=1,3,5,\dots} (1/2) a'_i R'_j (\cos A'_{ij} - \cos B'_{ij}) \end{aligned} \quad (4\cdot27)$$

ここで

$$\begin{aligned} a'_i &= \sqrt{a_i^2 + b_i^2}, \quad R'_j = \sqrt{R_j^2 + S_j^2} \\ A'_{ij} &= (i\omega_{50} - j\omega_{10})t + \theta_{50,i} - \theta_{10,j} - (5i-j)\alpha_1/6 \\ \theta_{10,j} &= (i\omega_{50} + j\omega_{10})t + \theta_{50,i} + \theta_{10,j} - (5i+j)\alpha_1/6 \\ \theta_{50,i} &= \tan^{-1}(a_i/b_i), \quad \theta_{10,j} = \tan^{-1}(R_j/S_j) \end{aligned} \quad (4\cdot28)$$

となる。

\$WU\$ 相のスイッチング関数を \$f\_{WU}\$ とすれば、まず単相出力時の入力線電流 \$i\_U\$ は

$$\begin{aligned} i_U &= i_{UV} - i_{WU} \\ &= i_L (f_{UV} - f_{WU}) \end{aligned} \quad (4\cdot29)$$

となり、これより入力線電流の周波数スペクトルを求めることができる。

次に、3相出力時には、サイクロコンバータは 50Hz における位相差 \$2\pi/3\$ の3つの電圧を出力する。出力電流はこの出力電圧によって決まり、やはり \$2\pi/3\$ の位相差を持つ。出力電圧を 50Hz において \$2\pi/3\$ 進ませることは、本サイクロコンバータのスイッチング関数では 10Hz において \$2\pi/3\$ 遅らせることに対応する。従って、3相出力時の入力相電流 \$i\_{UV}\$ は、(4.16), (4.21) 式より

$$\begin{aligned}
i_{UV(3\text{相出力時})} &= i_L(\theta_1) f_{UV}(\theta_2) \\
&\quad + i_L(\theta_1 - 2\pi/3) f_{UV}(\theta_2 + 2\pi/3) + i_L(\theta_1 + 2\pi/3) f_{UV}(\theta_2 - 2\pi/3) \\
&= \sum_{i,j=1,3,5,\dots} (1/2) a_i' R_j' \{ [1 + 2\cos(2(i+j)\pi/3)] \cos A_{ij}' \\
&\quad - [1 + 2\cos(2(i-j)\pi/3)] \cos B_{ij}' \} \quad (4\cdot30)
\end{aligned}$$

となる。入力線電流も単相出力時と同様にして求まる。(4・30)式より、3相出力時の入力相電流は基本波 60Hz の整数倍の高調波だけが残り、他は零になるという結果が得られる。また同式より得られる基本波成分から入力基本波力率が求められる。

図4・11には、サイクロコンバータの入力線電流に含まれる各調波の振幅を、 $P_{50} = 1 \text{ pu}$  のときの入力基本波線電流の有効電流成分の振幅を1とした相対値で示す。順方向変換動作、逆方向変換動作いずれにも10～20%の第4調波、1～10%の第6調波を含むことが知られる。

図4・12はサイクロコンバータの入力基本波力率と相差角 $\theta$ の関係を示す。入力基本波力率を1とするには、本サイクロコンバータでは入力側に最大 0.44 pu の補償容量の設備を必要とすることが知られる。60Hz系統側に設置するフィルタの基本波進相容量を仮に 0.2 pu とすれば、補償装置の容量は残りの 0.24 pu である。ただし、軽負荷時にはフィルタの進相容量を吸収するリアクトルの併設が必要となる。この補償装置は相差角 $\theta$ の変化とともに連続的に補償容量を制御できることが望ましい。

## 4・3 実験

### 4・3・1 実験回路の構成

試作した実験回路の構成を図4・13に示す。これは単相出力(u相)を得る回路であり、3相出力を得るには、図の破線の部分をさらに2個付加し、u、v、w相出力を取り出すようにすればよい。サイリスタのゲート制御にはマイクロコンピュータ(マイコン)を用いる。3相-10相変圧器の2次側各相の電圧の零点と、50Hz系統側電圧

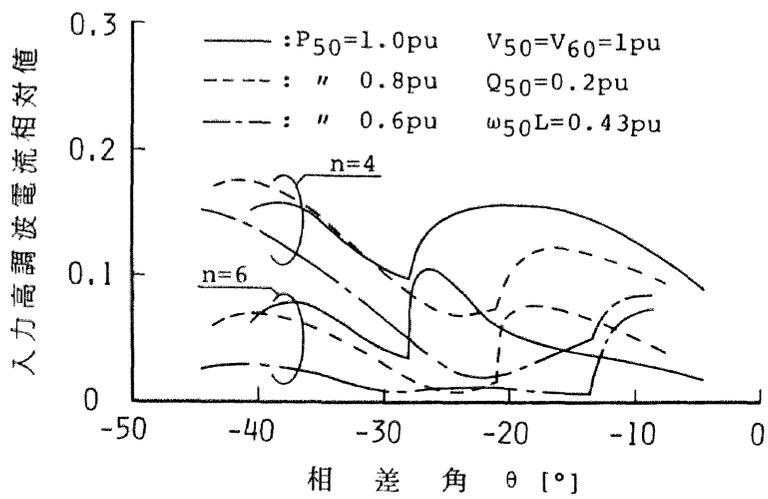


图4·11(a) 入力高調波電流（順方向変換動作）

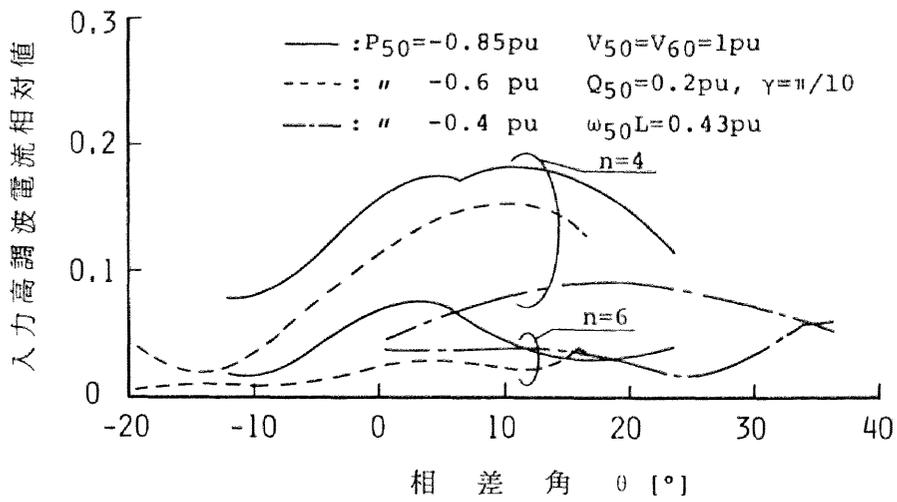


图4·11 (b) 入力高調波電流 (逆方向變換動作)

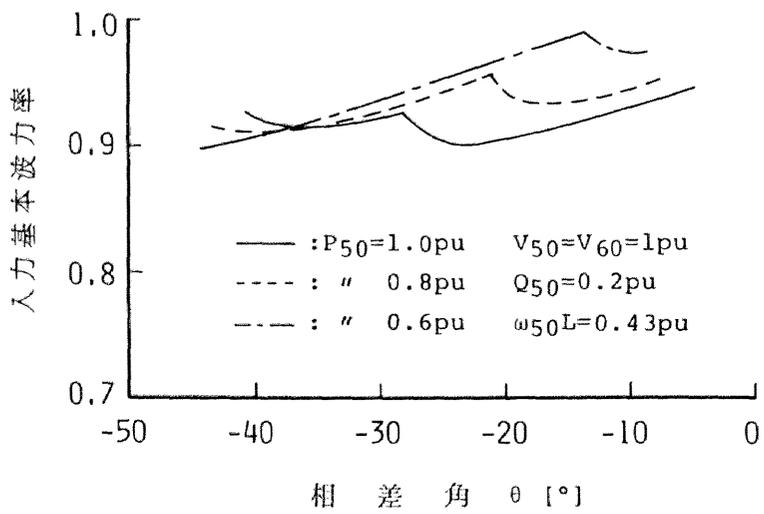


図4・12 (a) 入力基本波力率 (順方向変換動作)

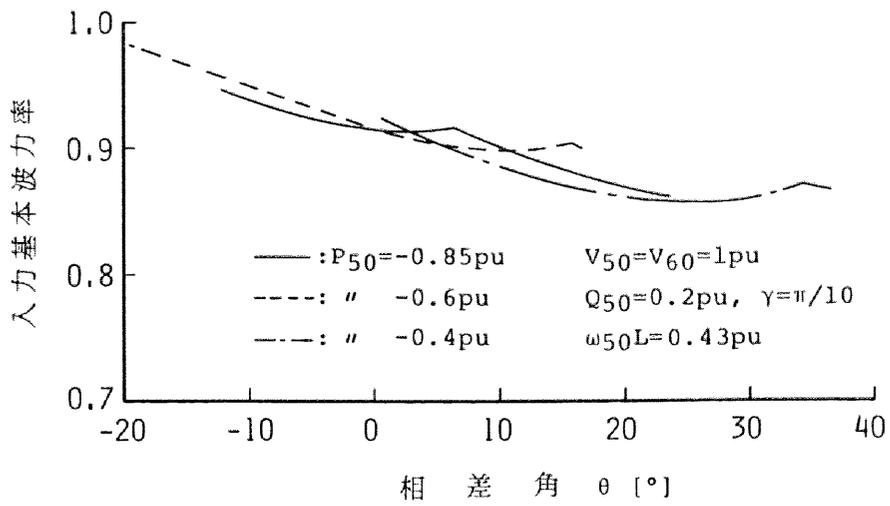


図4・12 (b) 入力基本波力率 (逆方向変換動作)

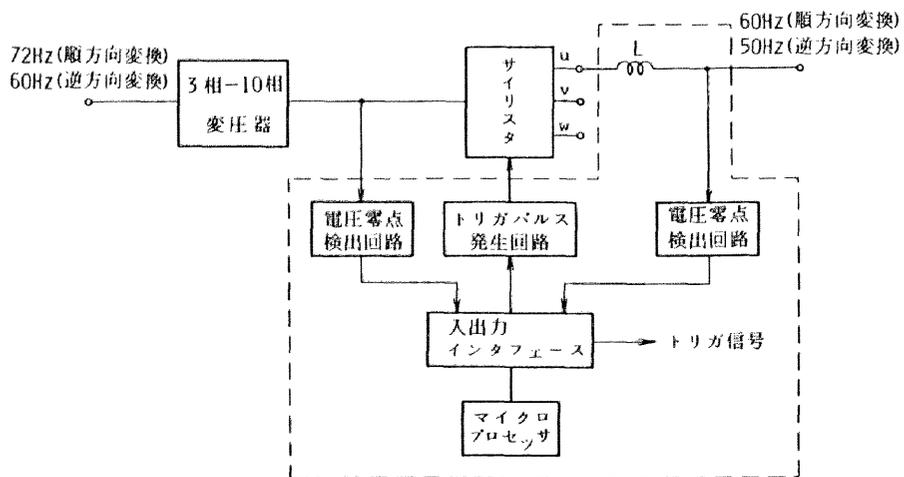


図4・13 実験回路の構成

の零点とを検出することにより、両者の位相差（相差角） $\theta$ が求まる。この $\theta$ に対する制御角 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ の値を、 $P_{50}$ 、 $Q_{50}$ を設定し計算した上で、予めマイコンのメモリに入れておく。マイコンは制御角 $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ に応じた時刻にサイリスタの点弧パルスを出力する。

実験にあたって 50Hz 電源を別途必要としたが、本実験では市販の可変周波数電源を用いた。この電源は有効電力を受電できないため、順方向変換動作時には可変周波数電源の出力周波数を 72Hz とし、サイクロコンバータの入力へ接続し、72Hz→60Hz変換を行った。

相差角 $\theta$ は時々刻々変化するから、波形の観測にあたっては、マイコンに特定の $\theta$ の値を指定し、これからトリガ信号が出力されるようにした。

#### 4・3・2 実験結果

図4・13の実験回路によって安定な運転が得られた。図4・14には、実験によって得られたサイクロコンバータの出力電圧、50Hz 系統側の電圧（図中の正弦波形）およびサイクロコンバータの出力電流の各波形を示す。同図 (a)、(b)は順方向変換動作時、 $P_{50} = 1 \text{ pu}$ 、 $Q_{50} = 0.2 \text{ pu}$ の場合、(c)、(d)は逆方向変換動作時、 $P_{50} = -0.85 \text{ pu}$ 、 $Q_{50} = 0.2 \text{ pu}$ 、 $\gamma = \pi/10$ の場合の波形である。図4・15には図4・14 (b)（モードⅡ）の場合の出力電流の周波数スペクトルを示す。図4・16には、サイクロコンバータが単相出力であるときの入力線電流 $i_U$ の周波数スペクトルを示す。図で $n=6$ の成分が基本波電流（本実験では 72Hz）である。このように、単相出力時の入力線電流には多量の調波成分が存在するが、3相出力時には6の整数倍の次数の調波成分を除き零となるはずである（例えば文献(3)と同様）。

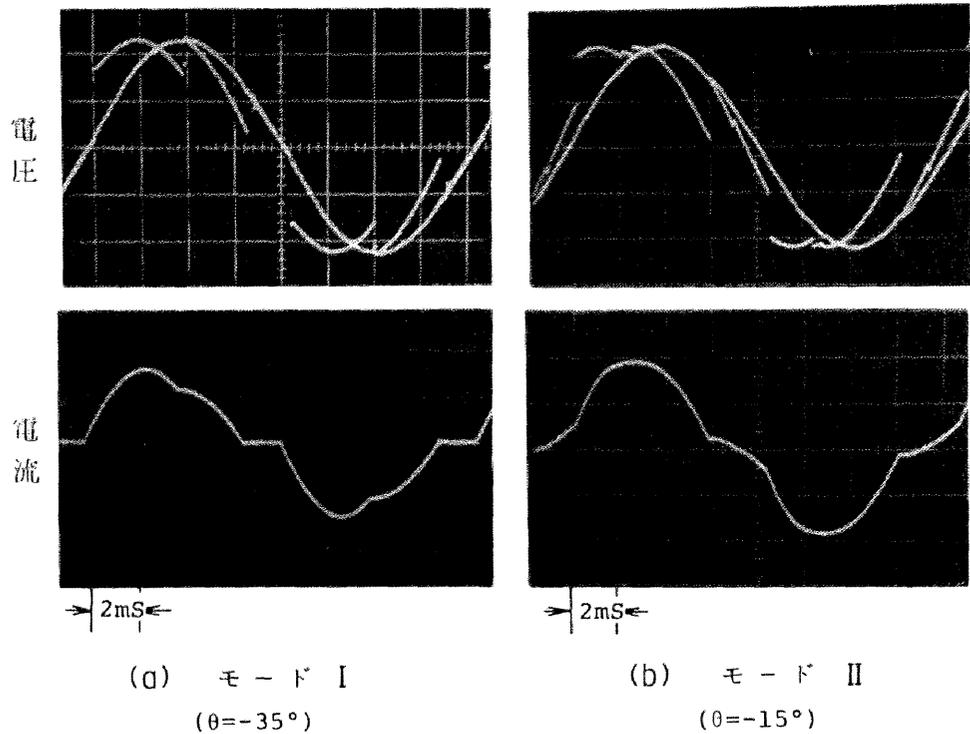


図4・14 (a) 動作波形(順方向変換動作)

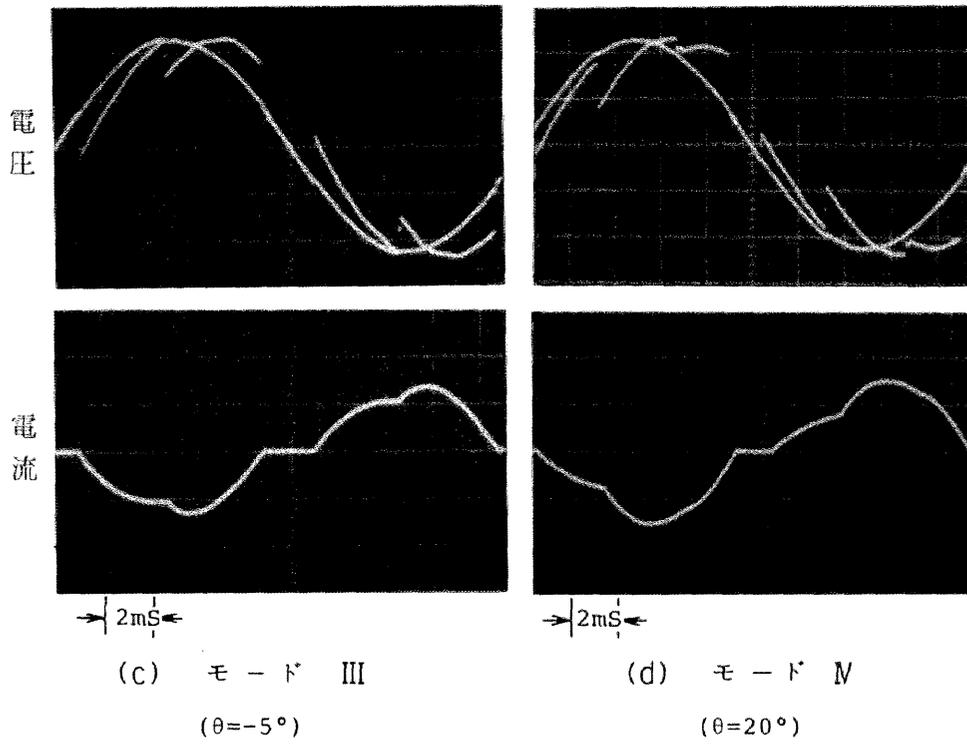


図 4・14 (b) 動作波形 (逆方向変換動作)

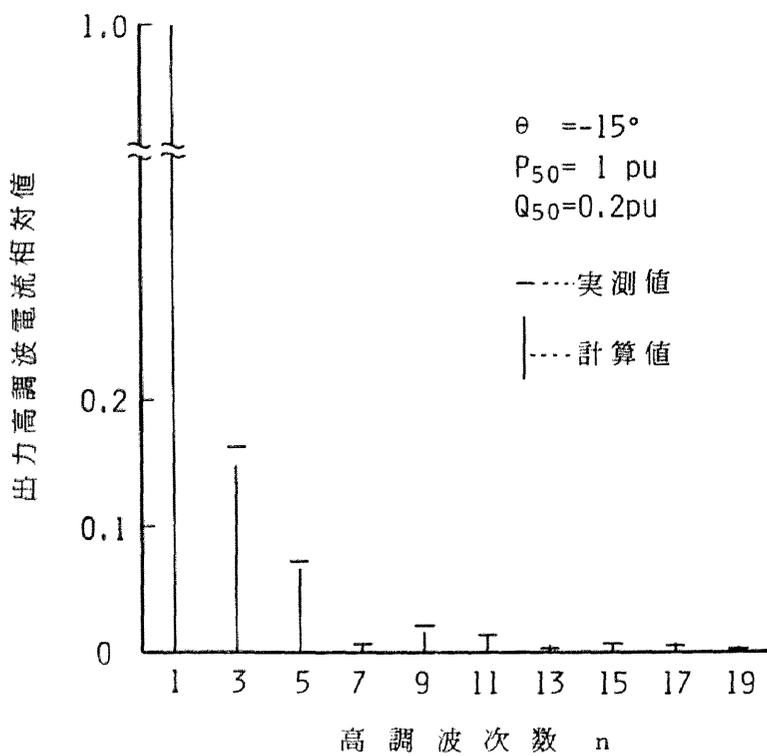


図4・15 出力電流周波数スペクトル

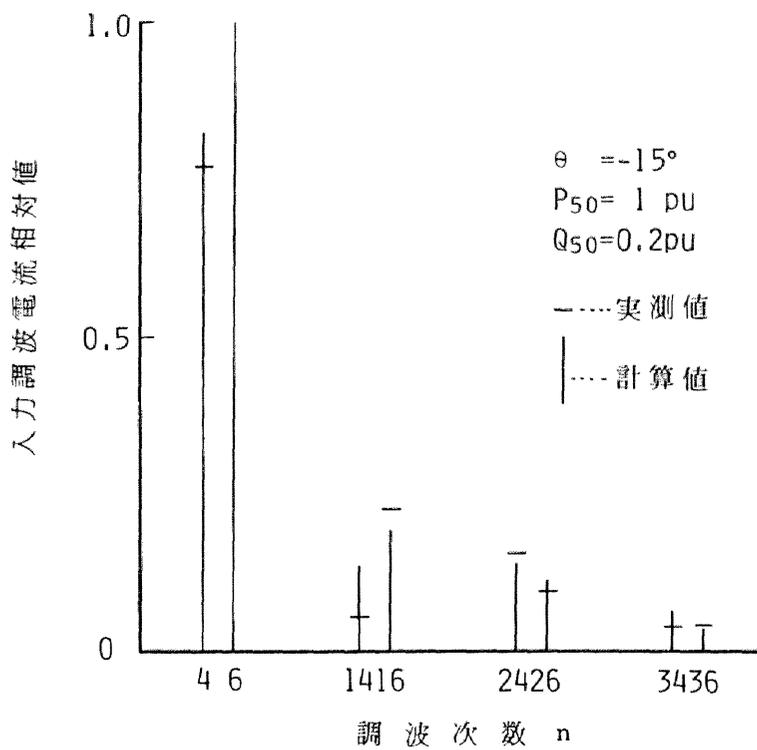


図 4・16 单相出力時の入力線電流周波数スペクトル

#### 4・4 むすび

本章では、1台のサイクロコンバータで電力の双方向変換を可能とし、50Hz・60Hz系統間の非同期連系への適用の可能性を持つ直接変換方式を提案した。サイクロコンバータとして、60Hz→50Hz変換のものを用いた場合について、同方式の出力電圧制御方式を論じた。

本方式において、60Hz→50Hz変換サイクロコンバータを用いた場合には、50Hz系統入力の基本波力率を1に制御可能である。難点としては、i)主変圧器巻線、サイリスタの利用率が悪い、ii)入出力電流に低次の高調波が多く含まれる、iii)60Hz系統側の入力基本波力率を1にするためには0.24 pu程度の連続制御可能な無効電力補償装置を必要とする。iv)制御角の決定が複雑であることがあげられる。i)の改善策としては主回路構成を各利用率の高いものへと変更することが、ii)には多パルス化が考えられる。前章で述べた相間リアクトルの2次巻線方式サイクロコンバータは、簡単な回路構成で多パルス化を実現している。同方式を本論文の直接変換方式に応用することにより、i)、ii)の改善ができることが予想できる。今後の検討課題であろう。

本章で論じた出力電圧制御方式は、50Hz→60Hz変換サイクロコンバータを用いる場合にも容易に適用できる。

## 文 献

- (1) 古橋・雨宮：「電力の双方向変換が可能な50Hz-60Hz直接変換方式の提案」 電気学会論文誌 B, Vol.104, P.25 (昭 59-1)
- (2) 桜井：「新信濃周波数変換設備の建設」 電気学会雑誌, Vol.97, P.108 (昭 52-12)
- (3) 金丸・雨宮「三相50Hzより三相60Hzを得るサイクロコンバータの特性」 電気学会論文誌 B, Vol.100, P.288 (昭 55-5)
- (4) 金丸「3相60Hzより三相50Hzを得るサイクロコンバータの特性」 電気学会論文誌 B, Vol.102, P.692 (昭 57-10)
- (5) B. R. Pelly: "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters", John-Wiley & Sons (1971) P.229
- (6) 高橋・赤木・宮人：「非対称ゲート制御方式によるサイクロコンバータの基本波力率の改善」 電気学会論文誌 B, Vol.96, P.75 (昭 51-2)
- (7) 山田・渡辺：「サイクロコンバータの入力高調波電流について」 昭49年電気学会全国大会 No.460
- (8) 己野, 他：「我が国の直流設備の運転実績」 昭58年電気学会全国大会シンポジウム S.10-2
- (9) 古橋・雨宮：「相間リアクトルの2次巻線方式を用いたサイクロコンバータ」 電気学会論文誌 B, Vol.104, P.647 (昭 59-10)

## 第5章 総括

サイクロコンバータの特徴を示すと以下のとおりである。

- (1) 自然転流を用いるため高圧・大電流化が容易で、過負荷耐量大きい。
- (2) 直接変換方式であるため変換効率が低い。
- (3) 直流を介さないため直流リアクトル等の必要がなく、回路構成が簡単。

しかし、以下の難点があった。

- (1) 入力力率が低い。
- (2) 入出力波形が悪い。
- (3) 定比形では出力電圧を自由に選べない。

本研究では、サイクロコンバータの上記の難点の改善を目的として、その新しい回路方式を提案し、それに適する出力電圧制御方式を論じ、以下の結果を得た。

- (1) サイクロコンバータの低入力力率は、設備容量の増大を招き、また、無効電力補償装置を必要とすることになり、大容量化に際して問題となる。本論文では、線間電圧の他に相電圧を併用する制御整流回路をサイクロコンバータに応用し、ゲート制御法を相電圧の縦続非対称制御とすることにより、簡単な回路構成で入力力率を大きく改善できることを示した。
- (2) サイクロコンバータの入出力波形は悪く、負荷である電動機のトルクリップル、および電源系統への悪影響を引き起こす。本論文では、相間リアクトルを有するサイクロコンバータの相間リアクトルに多段分割した2次巻線を設け、その出力電圧制御に仮想的制御法の原理に従う方式を適用することにより、簡単な回路構成で入出力波形を大きく改善できることを示した。
- (3) 50Hz ⇄ 60Hz変換はわが国の電力系統の特殊な事情を反映している。すでに発表されていた直接変換方式では、出力電圧を自由に選ぶことができないため、非同期連系が不可能とされていた。本論文では、サイクロコンバータの出力端と出力側

系統間に新たにリアクトルを挿入し、これに適する出力電圧制御方式を論じ、50 Hz→60Hz変換もしくは60Hz→50Hz変換のどちらか1台のサイクロコンバータを用い、非同期にて電力の双方向変換が可能となることを示した。

本研究では、サイクロコンバータの動作を理想化して解析し、実験を行って得た結果と理論の一致を確認した。サイクロコンバータの実用化に際しては、解析において無視したが現実に入ってくる種種の因子（例えば、転流の重なり、負荷の不平衡）の入力力率、入出力高調波へ与える影響まで検討する必要がある。

最後に、本研究で得た50Hz↔60Hz変換サイクロコンバータについては、入力力率が低いこと、入出力電流に低次の高調波が多く含まれること等の多くの問題を含み、実用化は困難である。これらの問題点の解決が今後の検討課題である。

## 謝 辞

本研究は、筆者が名古屋大学大学院工学研究科博士課程在学中に、名古屋大学教授工学博士雨宮好文先生の御指導のもとで行ったものであります。雨宮好文先生に心より感謝いたします。

本研究の遂行ならびに論文作成にあたり、有益な御教授と御激励をいただきました名古屋大学工学部教授工学博士岩田幸二先生、名古屋大学工学部助教授工学博士大熊 繁先生に深く感謝いたします。