

サイリスタを用いた定比式周波数変換器

松井 景樹*, 渡辺 与八*

Constant Ratio Frequency Changer by using Thyristor

Keiju MATSUI* and Yohachi WATANABE*

(Received August 23, 1972)

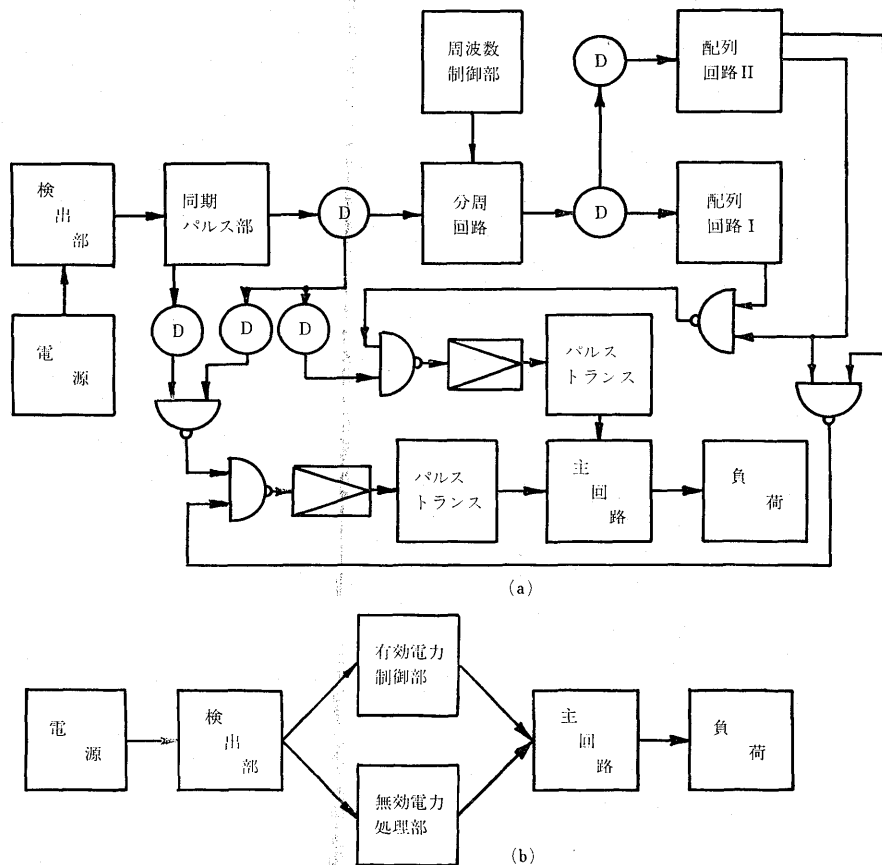
This paper is referred to the constant ratio cycloconverter. The true sense of cycloconverter having the advantage of natural commutation has been little remarked so far. Most of the devices introduced so far are restricted to output single phase or combination of those three, that is, output three phase four-wire cycloconverter having common terminal. The author made a model of output three phase three-wire constant ratio cycloconverter and already reported in the case of pure resistive load. This time the author tried to make it simple and stable for practical use and every consideration was given for it in order to work stable even in the case of inductive or capacitive load. The controlling circuit is simplified and miniaturized by the employment of integrated circuit and printed board. Thus in spite of several defects of complicated cycloconverter, the practical employment has become possible. The experiment of the device under reactive load was made and the result was obtained.

1. ま え が き

1957年に最初のSCRがGE社により発表されて以来SCRを含むサイリスタは、いまや電力エネルギーの制御から変換に到るあらゆる分野に利用されるようになった。従来水銀整流器で停滞していた分野においても見直され、また新しい応用分野が続々と開発されている。サイクロコンバータにおいてもSCRは水銀整流器とはもはや完全に入れかわり、その結果安価で半永久的なSCRにより、実用的な面でそれは再び見直されてきている。同じ目的で使用される自励式インバータに比べると、自然転流や、位相制御による電圧制御の可能等多くの特長を持っている。従って多くの研究者や企業により種々な方式や可能性が述べられ、あるいは報告されている^{1~3)}。しかし自然転流の特長を生かした純粋な意味でのサイクロコンバータはあまり述べられていないようで

ある。多く発表されている装置は出力単相か、あるいはその三個の組合せ、すなわち共通端子を持つ出力三相四線式サイクロコンバータに限られている。従来出力三相三線式サイクロコンバータも報告されているが²⁾、各相の点弧角が関係づけられていないため電流が流れなかったり、各相で比較的短時間ではあるが短絡電流が流れたりする。これはたとえば限流リアクトル等を必然的に設置し、過大電流を少なくする必要がある。従って大容量負荷は避ける必要がある。筆者らは以上の点に注目し、出力三相三線式サイクロコンバータを試作し、純抵抗負荷の場合につきその結果をすでに報告した。^{4,5)} 本研究はすでに報告した装置をもとに、充分実用的となるよう簡単化、安定化につとめ、誘導性あるいは容量性の負荷を持った場合でも安定に運転されるよう考慮した。制御回路はICやプリント基板を用い、簡単、小型化して、複雑さが欠点とされていたサイクロコンバータの実用性について研究したものである。

* 電気工学科 (Department of Electrical Engineering)



第1図 回路構成図

2. 回路構成図

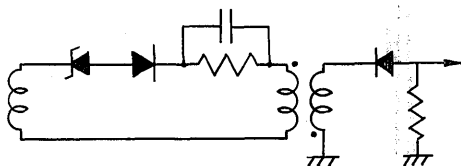
第1図は回路構成図であり、すでに報告した回路^{4,5)}をもとに、誘導性や容量性負荷でも安定した動作をするよう改良されたものである。各部の小回路は実用的な面から簡単で小型化につとめたのである。

2.1 検出部

電源の三相200V電圧を小型変圧器で電圧を下げる。

1個の変圧器は2個の二次巻線を持ち、合計6相の電圧を検出している。この場合一次巻線をY結線にすると第3高調波は絶対流れないから、各変圧器の起電力は第3高調波を含む。従ってΔ結線にして各起電力を正弦波にしなければならない。

2.2 同期パルス発生部



第2図 パルス変換器

検出部からの正弦波電圧を第2図のようにツェナーダイオード、検波ダイオード、コンデンサおよびパルス変換器で整形し、パルスに変換する。コンデンサに並列に入った抵抗はコンデンサの放電用である。検出用変換器の出力は6相であるから、合計6個の回路があり、商用周波60Hzの場合毎秒 60×6 個のパルスが電源同期パルスとなる。

2.3 遅延回路および雑音防止回路

第1図の①は単安定マルチバイブレータで各パルスの位相調整を行なっている。すでに報告した回路と比べ、IC-NAND回路を用いているため、回路は簡単化されている。しかし本装置のように比較的繰り返しのパルスの周期が長く、従ってかなり長いパルス巾が必要となる場合、安定度の問題を生じる。従って放電回路に複合トランジスタを入れる等考慮されている。またこの遅れ巾すなわちパルス巾を大にとると、その間入力として入る余分のパルスは出力に無関係なので雑音防止用としても役立っている。

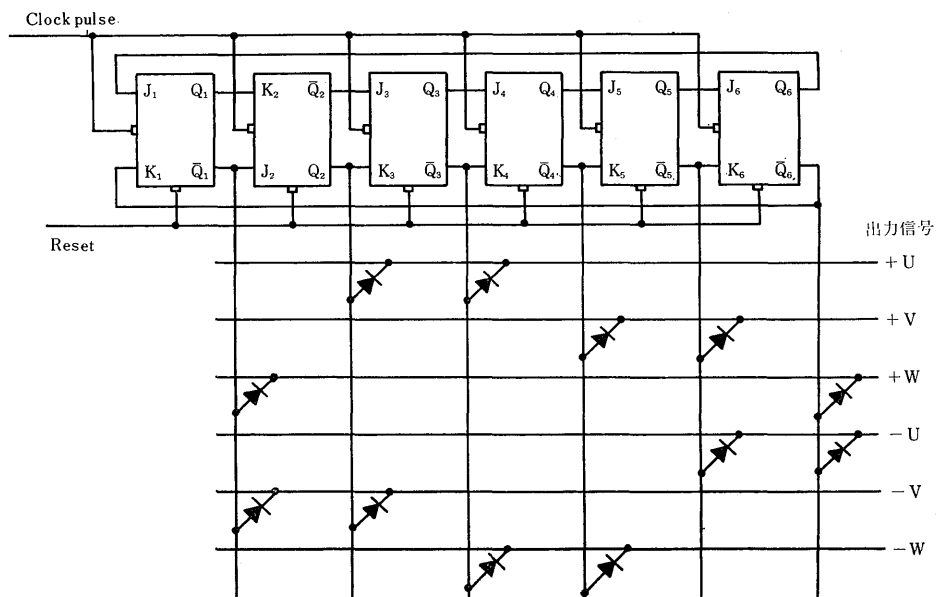
2.4 分周回路および周波数制御部

分周回路は一般に用いられている2進から8進までの

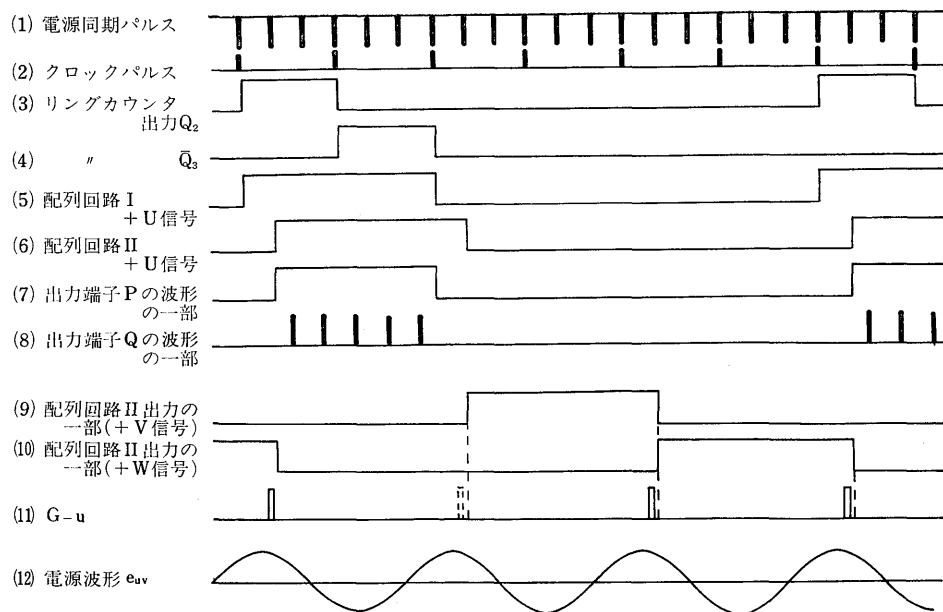
計数回路⁸⁾を利用した。周波数制御の押しボタンスイッチにより、断続的かつ瞬間的に望む計数回路を選び360/秒のパルスが分周される。なお計数回路はICのJKフリップフロップとNAND回路の組合せより成っている。

2.5 配列回路

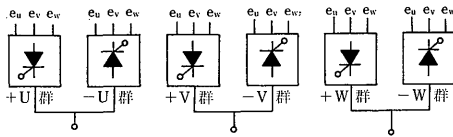
第3図に示されるようにJKフリップフロップが2回路入ったIC3個で6進のリングカウンタが作られている。リセット信号により Q_2 端子のみ“1”の信号である。以後クロックパルスが入るごとに出力は右に移動し



第3図 6進リングカウンタおよびマトリックス回路

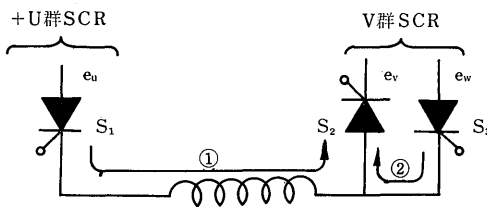


第4図 各部信号のタイムチャート



第5図 主回路

てゆく。この状態は第4図(3)のタイムチャートで示されている。これは(4)で示される信号の $\overline{Q}_3$ と共に、論理和回路であるマトリックス回路に入る。その出力はたとえば(5)で示されるような+U信号となる。配列回路Ⅱもリングカウンタとマトリックス回路よりなり、その出力は(6)で示される。これを配列回路Ⅰの信号と比べると電源同期パルス周期で1周期だけ遅れたものである。(5),(6)および適当に位相調整された電源同期パルス、これらの論理積回路の出力がたとえば+U群のSCRのゲートに入る信号となる。以上の他にこの配列回路Ⅱは第1図(a)で示される無効電力制御信号の一部となる。実際にゲートに入る信号は第4図(9),(10)の論理和の出力と、ある相の電源電圧を検出した同期パルスとの論理積となる。これは(11)で示されるような信号パルスとなりゲートに入る。ここで G_u は電流のu相端子に接続されたSCRのゲートを表わし、(一)は出力側から入力側を向いたSCRである事を示している。このゲート信号の位相は、電源電圧 e_{uv} が入力側から出力側へ向う(+)電圧なので、純抵抗負荷の時、全く無関係なのである。負荷が誘導性の場合は(8)の信号で点弧した最終のSCRは負荷の磁気エネルギーのため必要以上に長く導通し、次の-U群に入る信号によりたちまち電源側を短絡させてしまう場合がある。従って動作しているSCRを次の信号が入ってきても短絡しないよう前もって転流させておかねばならない。たとえば第6図で①のように $S_1 \rightarrow S_2$ に電流が流れ



第6図 誘導負荷の転流説明図

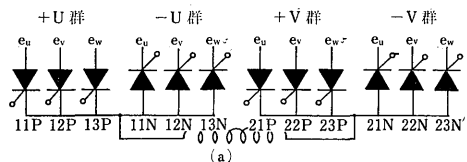
ていたとする。電圧が反転し $e_u < e_v$ となっても負荷に蓄積された磁気エネルギーのため電流はしばらく流れる。 S_3 に入る信号を充分遅らせれば②で示されるような短絡電流は流れない。しかし再び $e_u > e_v$ となる。これは S_1, S_2 に信号が入りターンオンになったと全く同じである。この動作は③で示されるような電源短絡でな

いとはいえ、著しい高調波出力電圧となり好ましくない。しかしまもなく S_3 に信号が入るから、たちまち電源側を短絡してしまう。これは e_v が負電圧になっているからである。この原因を防ぐには流れこむ側(又は流れ出す側)の電位は次にターンオンする流れ出す側(又は流れ込む側)のSCRの電位よりも高い状態(又は低い状態)か、同電位にすればよい事になる。通常次にターンオンするSCRは最大電位(又は最小電位)のSCRであるので、これより高い(又は低い)電位はない。従って同電位にすればよい事になる。第6図は電流の流れこむ側 S_2 の転流について示したものである。以上の理由によりこの信号は遅れ又は進みの電流の転流に必要なものであるから、無効電力処理信号と名づける事にする。誘導電動機等の負荷では必ずこの無効電力処理信号が必要となってくるのである。この信号をいかなる時期に入れるかについては動作状態の項で述べることにする。

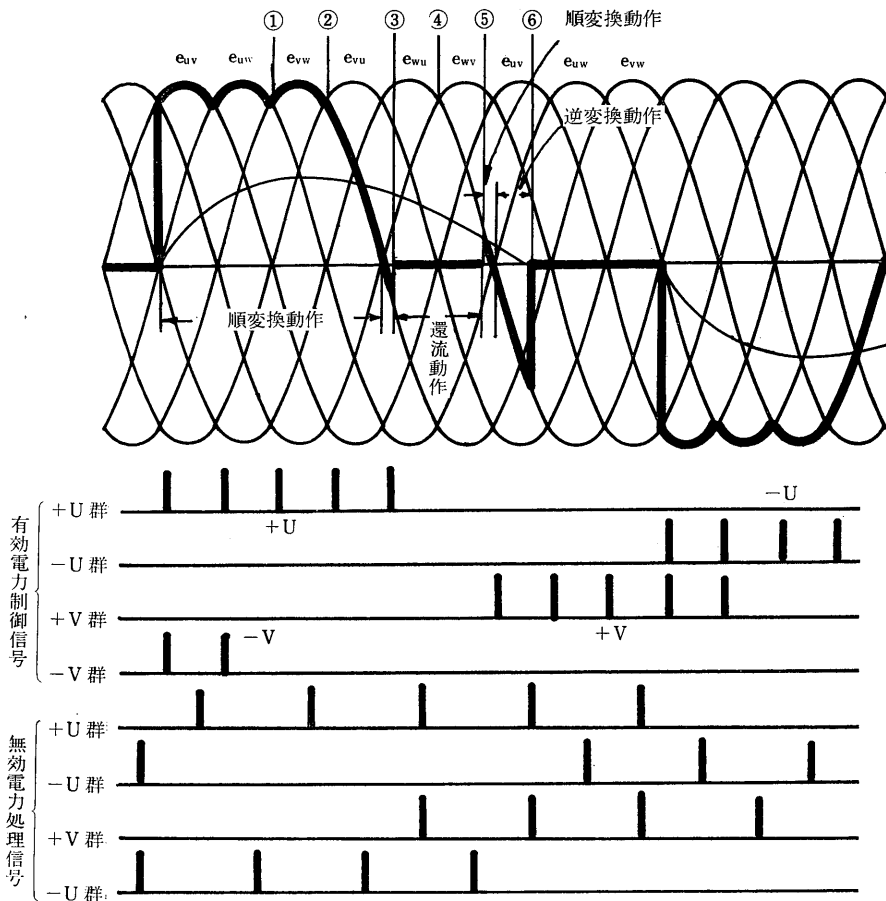
3. 実際の動作

3.1 出力一線開放

本装置を用いて運転中出力端子が一線断線した状態、すなわち二相運転の動作状態を説明する。三相の場合も同様に説明されるので除く。第7図は出力側W相が断線した場合である。出力周波数は電源周波数の $1/3$ の時である。図の①では e_{vw} が最大電位差なので $12P \rightarrow 23N$ に電流が流れる。②においても+U群に信号が入るが動作している素子にかわりはない。③で再び+U群に信号が入る。12Pの電位より13Pの電位が高いから12Pから13Pに電流は転流する。すなわち電流は $13P \rightarrow 23N$ と流れるが同電位であるため出力は零電位となる。この間負荷に蓄積した磁気エネルギーにより、電流は外部で結線された導線内を $13P \rightarrow 23N \rightarrow 13P$ のように還流する。13PのSCRは通常の自動式インバータの還流ダイオードの動作を行なっているのである。この負荷に蓄積された磁気エネルギーはインダクタンス中のわずかな抵抗損、SCR通電時のわずかな順方向電圧降下損、それと負荷に抵抗分がある時はその抵抗損として消費される。④になると12Pと22Pに無効電力処理信号が入ると、この時 $e_w > e_v$ であるから動作になんら変化はない。さらに⑤で21Nに無効電力処理信号が入ると $e_u < e_w$ なので21N



第7図 (a)出力二相状態回路図



第7図 (b)出力二相の動作波形と入力信号

がターンオンとなり転流が行なわれる。しかるにまだ未処理の磁気エネルギーがあるので13P→21Nを通じて電流が流れ電源側に電力がかえされてゆく。この時電圧はしだいに逆転してゆくので電圧波形は逆転して下側にでてくる。⑥の点で磁気エネルギーによる電流はすべて流れ終り、すべての素子はターンオフとなり、次の信号を待つ状態となる。図で示されるように、この時の動作状態は五つの領域に分かれる。そのうち二つは順変換動作領域であり、電圧と同相の電流が流れる。他の二領域は逆変換動作領域で、もう一つは還流動作領域である。上記で説明されたように、逆変換動作領域では遅れ電流は電源側に返され、還流動作領域では遅れ電流を外部の導線で短絡し還流せしめるものである。この時の動作電流を求めると次のようになる。まず第7図(b)の③で $t=0$ としその時の電流を $i=I$ とすると次式が成立する。

$$L \frac{di}{dt} + Ri + 2V_F = 0 \quad (1)$$

ただし、 L ：負荷のインダクタンス

R ： 〃 抵抗

V_F ：SCRのオン電圧（順方向電圧降下の近似値）

これを解くと

$$i = \frac{2V_F}{R} (\epsilon^{-\frac{R}{L}t} - 1) + I \epsilon^{-\frac{R}{L}t} \quad (2)$$

第2式よりこの電流は指数関数的に減少する事がわかる。誘導電動機等の無負荷運転では通常 R は小である。 V_F もまた小であるから第(2)式の電流は次の信号までに減衰してしまわない。従ってこの遅れ電流の処理をうまく行なわないと電源短絡等のため誤動作の原因となるのである。

4. 安定動作に対する問題

4.1 誘導電動機のノッキング

負荷に誘導電動機等の誘導負荷を持った電動機を接続し、電源電圧をしだいに昇圧させてゆくと、ある電圧で間けつ的に制動トルクが入り、ノッキング状の騒音を発する場合がある。これは騒音のみならず、急激な電圧変

動による誤動作のもとになるから避けねばならない。この時の出力波形を第8図に示す。点線が正常動作で実線



第8図 誘導電動機負荷のノッキング誤動作出力波形

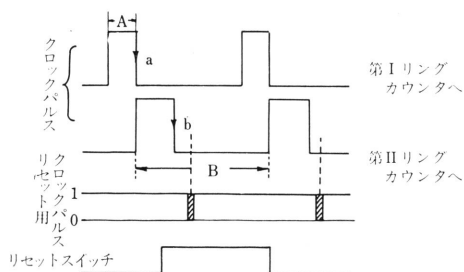
がこの異常動作波形である。通常は①の無効電力処理信号においてすみやかに転流する。しかしこの異常なノッキング状態の時は転流しない。図の導通角 γ が小さいと低電源電圧でもこの現象は起こる。これは残存キャリアの影響により完全にターンオフしていなかったSCRが再印加電圧に耐えなくなり再点弧したものとされる。その原因として

- ① 電圧電流が上がり接合部温度が上がる。
- ② オン状態電流が大きくなる。
- ③ 再印加オフ状態電圧の上昇率が大きくなる。同時に再印加オフ状態電圧が高くなる。

等が考えられ、これらの原因が重なりあって転流ターンオフ t_q を長くしたものと思われる。逆電圧も上昇し t_q は逆に短くなるが、逆電圧減少率の増大と上記の原因が完全にまざっているようである。結果は実験的に導通角 γ 即ち転流ターンオフ t_q の期間を十分に長くとする事である。

4.2 リセット回路

本装置は有効電力制御信号と無効電力処理信号の二つの信号を必要としているため、たがいの信号パルスの位置が関係づけられている。そのため二つの配列回路それぞれに一つずつのリングカウンタが設けられいつも同じ状態で動作を始めるようになっている。第9図でAの期間にリセットが入るとaの後縁で第Ⅰリングカウンタは



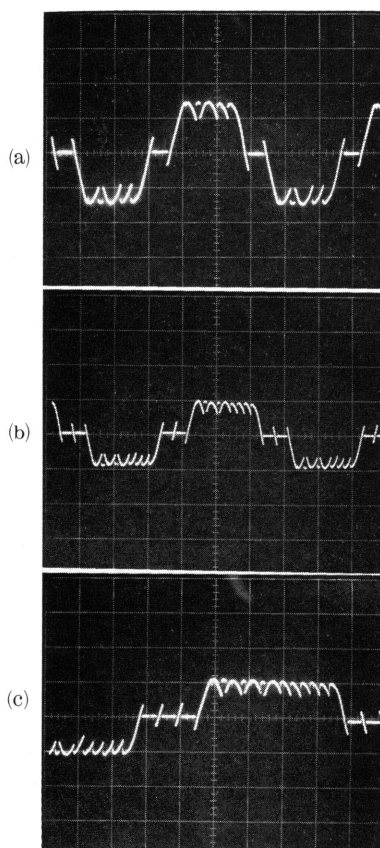
第9図 確実なリセットのタイムチャート

動作しないで第Ⅱリングカウンタから動作を始める。従って第Ⅰリングカウンタから始動させるにはB領域でリセットを入れねばならない。ここではbの後縁で単安定マルチバイブレータを働かせ適当な時間遅れの後リセットのためのクロックパルスとして用いている。

5. 実験および結果

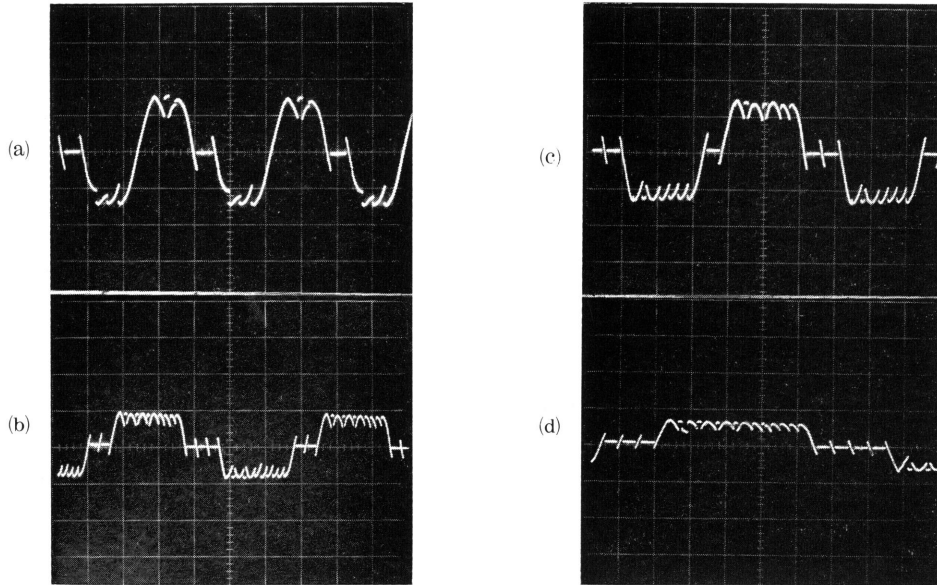
5.1 出力波形

第10図に入力周波数の奇数分の1倍周波数出力波形を示し、第11図に偶数分の1倍出力波形を示す。偶数分の1倍は上下非対称波であるから出力電流歪は奇数分の1倍と比べ劣る。入力対出力周波数比が大になるにつれて還流動作領域の期間も長くなる事を示している。これは偶数分の1倍では非対称的である。第12図は出力電流波形を示し、(a)が偶数分の1倍である $1/2$ 出力電流波形、(b)は奇数分の1倍である $1/3$ 出力電流波形である。第10図、第11図において、一見して出力電圧波形は多くの高



第10図 誘導電動機負荷の奇数分の1倍出力波形

- (a) $1/3$ 出力周波数
- (b) $1/3$ 出力周波数
- (c) $1/3$ 出力周波数



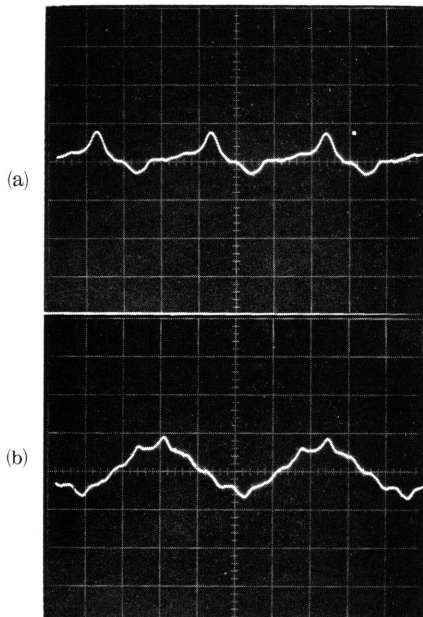
第11図 誘導電動機負荷の偶数分の1倍出力波形

(a) $\frac{1}{2}$ 出力周波数 (b) $\frac{1}{4}$ 出力周波数 (c) $\frac{1}{6}$ 出力周波数 (d) $\frac{1}{8}$ 出力周波数

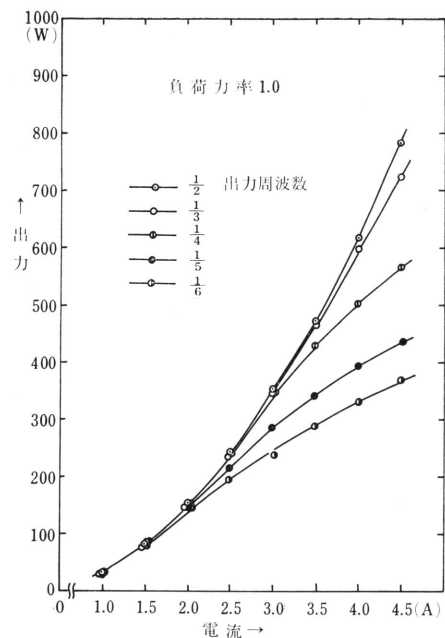
調波を含んでいるようにみえるが、すべての動作期間において、各相の和が零であるから出力波形は各相全く同じである。従って出力電圧に第3次高調波およびその整数倍の高調波を含まない。また奇数分の1倍の周波数では上下対称で偶数次の高調波を含まない。従って第12図

(b)のように奇数分の1倍では比較的フィルタでとり除きやすい高次高調波のみとなり出力電流は正弦波に近づく。ただし偶数分の1倍では偶数調波を含むので(a)のように電流波形は歪んでくる。

5.2 出力特性



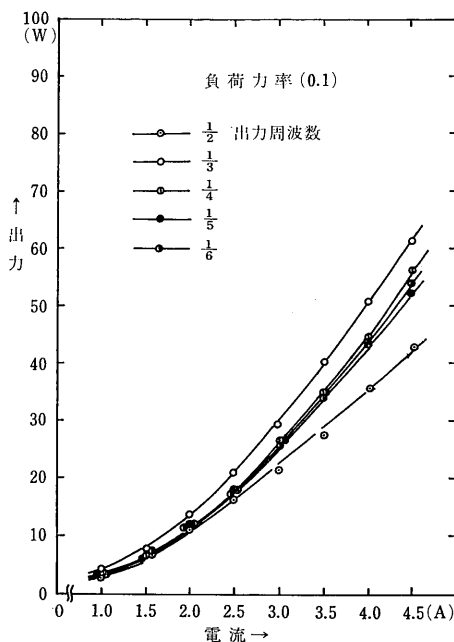
第12図 誘導電動機負荷の出力電流波形

(a) $\frac{1}{2}$ 出力周波数
(b) $\frac{1}{3}$ 出力周波数

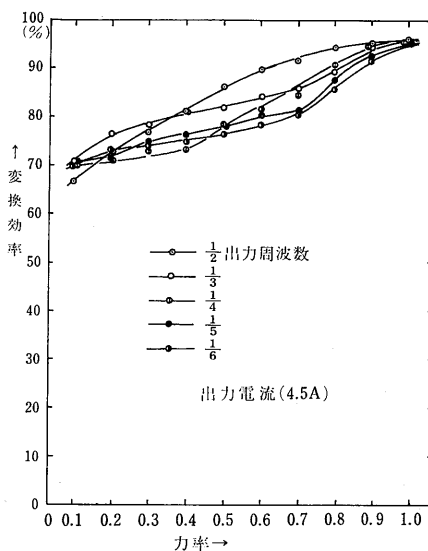
第13図 電流対出力特性（負荷率1.0）

第13図,第14図は出力周波数をパラメータにとり,電流増加に対する出力の変化を表わしたものである。負荷の力率が悪くなるに従がい第13図から第14図のように変化する。これは歪力率の増大等によるものである。第15図,第16図は変換効率を表わしたものである。力率1.0の時

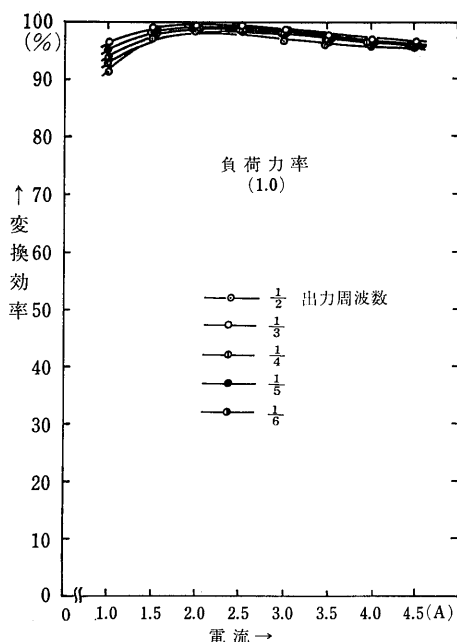
は第15図のように変換効率は非常に良い。しかし力率が悪くなるにつれて第16図に示すように悪くなってくる。第17図,第18図は電流の歪率を表わしたものである。第17図に示すように奇数分の1倍出力周波数では歪率は良いが,偶数分の1倍出力周波数では歪率は少し劣る。



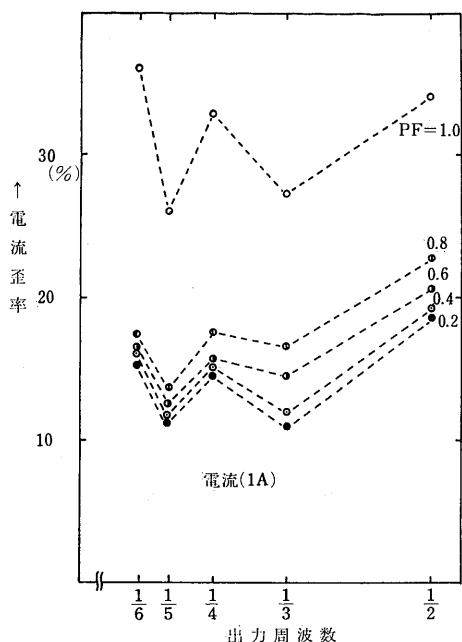
第14図 電流対出力特性 (負荷力率0.1)



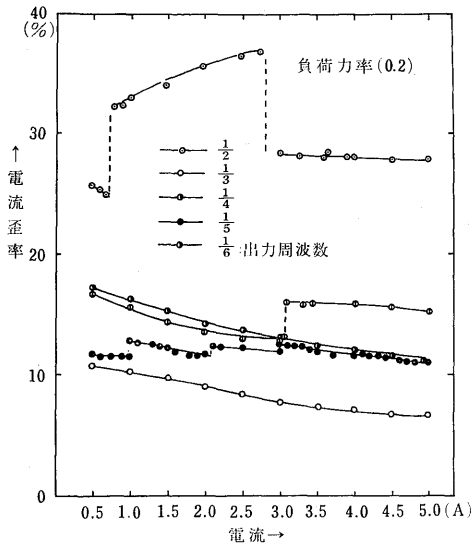
第16図 負荷力率変化に対する変換効率 (電流4.5A)



第15図 変換効率 (負荷力率1.0)



第17図 電流歪率 (電流1A)



第18図 電流歪率 (力率0.2)

6. 結論および検討

本装置は負荷のいかなる状態においても、使用される事ができるという特長を持っている。たとえば力率が非常に悪くなった時でも簡単に無効電力を処理し、安定した状態で運転しうる。本稿では結果を掲げてないが容量性負荷でも安定した状態で運転される事が実験的に確かめられた。また力率の良い負荷では100%に近い効率であり、力率の悪い場合でもほぼ70%以上という高効率な

変換装置である。また実験中の何らかの誤動作における短絡電流も永久的な短絡でない。従って過電流保護装置も速応性でない通常の安価な保護装置で充分である。欠点として第18図に示すように動作状態がかわる点で不連続点がある事である。この時動作電流波形も急激に変わるので図で示されるように歪率も不連続に変化するのであるしかし負荷の状態が急激な変化のない通常の状態ならば、安定性は充分である。

本研究は主として本学の奨励研究費によるもので特別な配慮に対し深く感謝の意を表するものである。またこれと並び日頃側面より援助された本学加藤他一助教授、杉本寿治技師補に誌上を借りてお礼申し上げると同時に、この研究に主たる要素をなす装置の製作にあたり協力いただいた昭和46年度卒研学生藤井義隆君、前田幹泰君、森俊治君、又実験にあたり協力いただいた本学学生橋本悟君および山田潤君に深謝する。

文 献

- 1) 高橋・宮入：電学誌90, 647 (昭45)
- 2) SCRハンドブック編集委員会：SCRハンドブック p318 (昭41)
- 3) 宮入・堀谷：電学誌88, 2290 (昭43)
- 4) 松井・渡辺：中部工業大学紀要第7巻p33 (昭46)
- 5) 松井・渡辺：昭和46年電気四学会東海支部連合大会 p165
- 6) 渡辺・松井：中部工業大学紀要第5巻 p39 (昭44)
- 7) 渡辺・松井：中部工業大学紀要第6巻 p25 (昭45)
- 8) 山賀・中根：トランジスタ技術第7巻第12号 p125 (昭45)