

SCR によるデジタル制御型定比式サイクロコンバータ

渡辺 与八*, 松井 景樹*

Constant Proportional Cycloconverter on Digital Control by Using SCRs

Yohachi WATANABE* and Keiju MATSUI*

(Received September 1, 1970)

This paper is concerned with a single phase to single phase cycloconverter. The various devises of cycloconverter converting the input supply frequency to only single output frequency have been developed by many other authors. But on this paper we can generate various kinds of frequencies by using the off and on switching method.

After the input supply frequency is converted to the pulses, the pulses operates the flip-flop after counting. Then a group of pulses is generated after the pulses of input supply frequency and the flip-flop passing through the logic circuit (the AND). Their groups operate the main circuit of SCRs which are connected in vice versa paralleled bridge.

As an example, the speed control of a single phase induction motor is experimented, and we plotted the characteristic curves. Although the waves involve many harmonics, it points out that the speed control comes out all right.

1. まえがき

サイクロコンバータ (Cycloconverter) は直接商用周波電力を低周波電力に変換するいわゆる直接式周波数変換装置であり、周波数低減装置に適している。この方式は1930年ドイツで格子付き水銀整流器を使用し $50\text{Hz} \rightarrow 16.2/3\text{Hz}$ の変換を行なった例があるが、水銀整流器そのものが大容量の大型施設の装置である故に最近まで発展は停滞していた。しかし最近の電力用半導体素子の発達はめざましく、高性能で信頼性の高いSCRが低価格で得られるようになり、水銀整流器のかわりに使用できるようになった。サイクロコンバータにおいてもSCRにより各種の装置が提案されている。筆者らはこのSCRを用いて、性能度の高いサイクロコンバータ装置を試作したので報告する。

本装置に電源周波数と出力周波数との間に一定比の関係を持ったいわゆる定比式サイクロコンバータである。本装置の特長は、電圧使用効率、ゲート回路の信頼性および回路の簡単化に重点をおき可変周波数電源や交流電動機速度制御用電源として用いられるように断続可変

式として設計した。ゲート制御回路の基本パルスは電源同期であるので他に発振器を必要としない利点がある。本稿の回路電源は単相であるので回路の簡単化等の利点の反面、三相電源に比べかなりの高調波が含まれる事は避けがたい。単一周波変換としてならばフィルタその他の工夫により、より良好な波形が得られるであろうが、その点本装置は事実上多くの別回路を要するので不可能である。周波数は、商用周波数 $f \rightarrow f/2 \rightarrow f/3 \dots \rightarrow f/n \text{ (Hz)} \rightarrow \dots$ が得られる。なお本方式を利用した三相電源制御はFig. 1 に示すごとく $f=3n \text{ (Hz)}$ の時は U

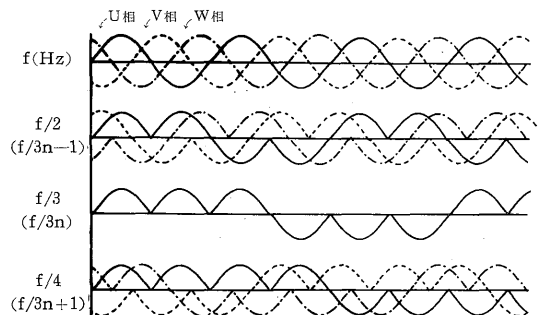


Fig. 1 Operative waveform of 3φ cycloconverter.

*電気工学科 (Department of Electrical Engineering)

相のみしか関係なく、 $f=3n-1(\text{Hz})$ の時はV、W相それぞれ入れかえることを要する。直接的には $f=3n+1$ が有効であり、商用周波数 $f \rightarrow f/4 \rightarrow f/7 \rightarrow f/10 \rightarrow \dots f/3n+1(\text{Hz})$ となり、単相に比べて制御が連続性に欠ける。しかも n がかなり大になれば高調波の影響で事実上制御が不可能となる。以上の理由により本装置においては基本的問題である単相制御のみについてかかげた。最後に実際の使用例として単相誘導電動機を運転しその特性を調べた。

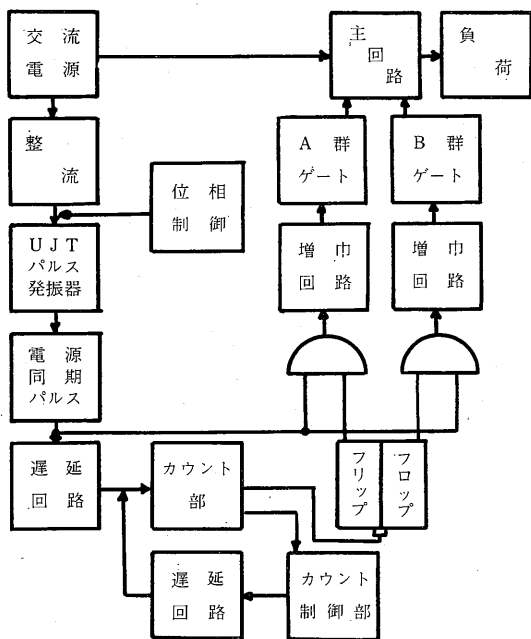


Fig. 2 Block diagram of cycloconverter.

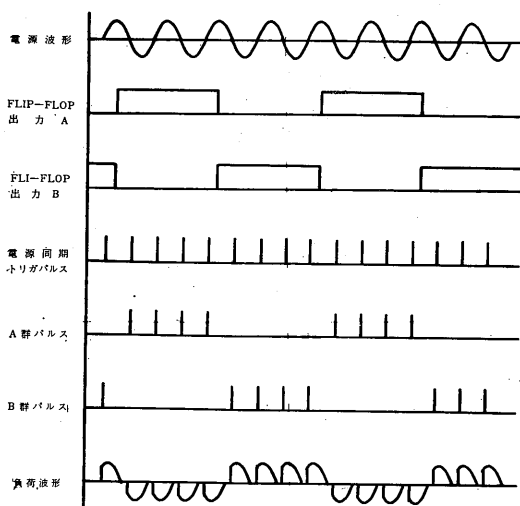


Fig. 3 Operative waveform of cycloconverter circuits.

2. 回路構成

Fig. 2に回路構成図、Fig. 3に $n=4$ すなわち電源周波数の1/4の時の動作波形を示す。単相交流電源より電源同期トリガパルスを得るため、整流された波形はUJTパルス発振器を動作させる。半波ごとに1個のパルスを得るため次段のSCRを点弧する。この段より出る電源同期パルスはUJT発振部のエミッタ端子に直列に入る可変抵抗により位相制御される。従って最終的には出力電圧が広範囲に制御可能となる。次にこのトリガパルスは論理回路でのFLIP-FLOPとの論理和の誤りを防ぐ目的であり、単安定マルチバイブレータ(One-shot multivibrator)で遅延された後FLIP-FLOPよりなるカウンタ回路でカウントされ n 進法にカウンタ制御部で制御される。この段の遅延回路は2, 4, 8, 16進法以外のパルスを出力として出す目的のために出力を入力に返還するためであり制御された出力パルスは電源同期パルスの1, 2, 3, 4, ..., n , ...ごとに1パルス出て最終段のFLIP-FLOPを動作させる。FLIP-FLOP出力とSCRよりの電源同期パルスの論理和によりFig. 3に示されるようにFLIP-FLOP出力により交互にトリガパルス群が出てFig. 2のA群およびB群ゲートに入力として入りA群およびB群のSCRを交互に点弧する。Fig. 3にその際の出力負荷波形等を示す。

2.1 主回路

Fig. 4に示すように逆並列回路をブリッジ型に組合せ

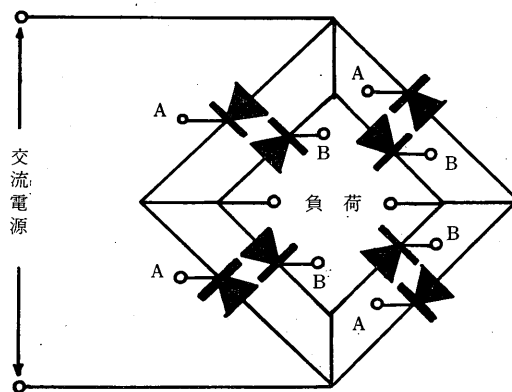


Fig. 4 Main circuit of cycloconverter.

て二重の整流回路をもうける。入力を単相交流とし他の端子に負荷を接続する。図に示すように外側をA群内側をB群とし、それぞれ交互に動作するAおよびBのゲート群よりなり、それぞれの入力信号に従うSCRが交互に点弧する。各部の動作波形はFig. 3に示すごとくである。

2.2 カウンタ回路およびカウンタ制御回路

カウンタ制御装置はこのサイクロコンバータの一つの

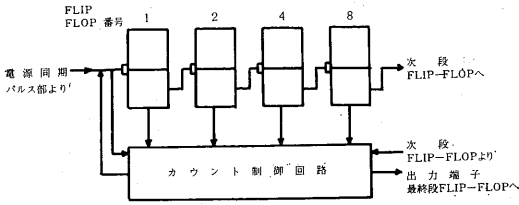


Fig. 5 Count circuit and count control circuit.

N	入力端子	回路	出力端子
1			
2			1
3	2	Ⓐ → 1の入力端子	2
4			2
5	2, 4	Ⓐ → 1の入力端子 Ⓑ → 1の入力端子	4
6	2	Ⓐ → 1の入力端子	4
7	4	Ⓐ → 1の入力端子	4
8			4
9	2, 8	Ⓐ → 1の入力端子 Ⓑ → 3の入力端子	8
10	2, 4	Ⓐ → 1の入力端子 Ⓑ → 1の入力端子	8

Fig. 6 Count control circuit.

特長で内部に遅延回路と切換回路群をもつ。Fig.5にカウント回路およびカウント制御回路, Fig.6にカウント制御回路を示す。Fig.5において電源同期パルス部からのパルスは回路構成で述べたような動作の後出力端子からカウント制御されたパルスがでてくる。図において次段FLIP-FLOPはさらに周波数を減じる必要がある場合に用いるものである。スイッチ群を除いたカウント制御回路図をFig.6にかかげる。 n が大きい状態は不適当なので実用の範囲内で $n=10$ までとした。ここでⒶおよびⒷは遅延回路を表わし、ⒷはⒶよりもさらに適当な遅れがあるという意味である。左端の自然数 n は最終段で電源周波数を $f(\text{Hz})$ とすると、 f/n が与えられる周波数となる。

2.3 切換回路

一つの周波数から他の周波数へ移る際は簡単にスイッチ切換はできない。たとえば各スイッチを $X_1, X_2, X_3, \dots, X_n, X_{n+1}, \dots$ とおき、一般的な X_n をスイッチ on

状態、 $\overline{X_n}$ をスイッチ off 状態とすると、 $n \rightarrow n+1$ へのスイッチ切換の際の各スイッチのようすは順次、次式のEq.1 $\rightarrow$ 2 $\rightarrow$ 3の過程を通らねばならない。右辺を動作しているスイッチとし、左辺を各並列に接続したスイッチで、その左右の $\dots$ で与えられるスイッチはすべて off 状態である。

$$\dots + \overline{X_{n-1}} + X_n + \overline{X_{n+1}} + \overline{X_{n+2}} + \dots = X_n \quad (1)$$

$$\dots + \overline{X_{n-1}} + X_n + X_{n+1} + \overline{X_{n+2}} + \dots = X_n \quad (2)$$

$$\dots + \overline{X_{n-1}} + \overline{X_n} + X_{n+1} + \overline{X_{n+2}} + \dots = X_{n+1} \quad (3)$$

右辺のスイッチで表わされる出力は上式のように必ず一つとなる必要がある。たとえば右辺が $X_n + X_{n+1}$ のように同時に二つのスイッチが動作していると n と $n+1$ の両方の成分が出力側に表われ負荷電圧が乱調となり、右辺が0となると、トリガパルスは途絶えFLIP-FLOPは片方が動作したままとなり負荷側に直流が流れる。例えば誘導電動機のような誘導負荷の場合過電流となり負荷が焼損する。しかし一度電源を切ればあるスイッチから任意のスイッチへ移行できる。一例としてEq.1~3を表現できる回路をFig.7に示す。前記の記号を用いスイッチ on の状態 $X_n + X_{n+1}$ ではトランジスタ T_n は

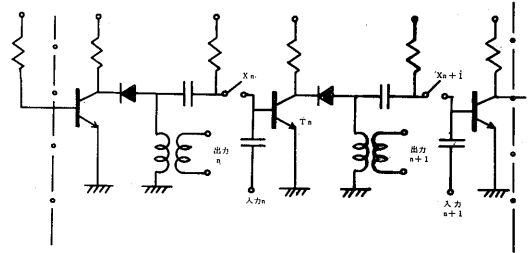


Fig. 7 A part of switches of count control circuit.

X_n がon状態であるため飽和状態となり出力 $(n+1)$ は常に端子電圧が0となる。つまり $X_n + X_{n+1} = X_n$ となる。次に X_n がoff, すなわち X_n では T_n はcut offとなるため $\overline{X_n} + X_{n+1} = X_{n+1}$ となり支障なく $X_n \rightarrow X_{n+1}$ に動作が移行できる。

3. 応用例と検討

被試験装置に単相誘導電動機を接続し実験を行なった。電動機の試験用負荷として、渦電流を利用したトルク計を用いた。被試験器に抵抗器を用いた時の波形状態で周波数は $f/4$ で点弧 $\omega=160^\circ$ の場合をFig.8に示す。(a)はA群にのみトリガパルスを入れ点弧した場合、(b)はB群のみにトリガパルスを入れ点弧した場合、(c)はA, B両群にトリガパルスを入れ点弧した場合である。Fig.9~Fig.11はそれぞれ周波数 $f/2, f/4, f/8$ を示す。

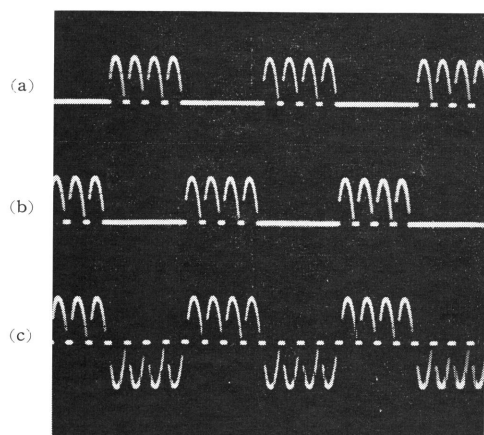


Fig. 8 Output waveform of pure resistor. ($n=4$, $\omega=160^\circ$)

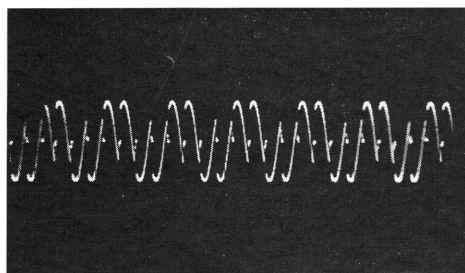


Fig. 9 Output waveform of single phase induction motor. ($n=2$, $\omega=160^\circ$)

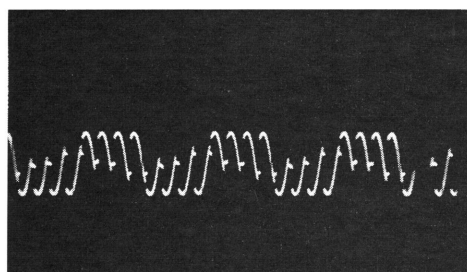


Fig. 10 Output waveform of single phase induction motor. ($n=4$, $\omega=160^\circ$)

Fig. 11 では $f/8$ であるから半波形は $n=8$ でなく見掛け上 7 である。これは被試験器が誘導負荷であるから最初の半波の波高値が充分表われていないためである。Fig. 12 はすべりとトルク曲線との関係を示したもので電源周波数 f に比較してもすべりの特性は非常によい。ここで C はコンデンサの容量を表わし、波形に多大の高調波が含まれるため起動に続いてそのままコンデンサモータとして動作させたものである。 $f/2$ と $f/4$ を比較す

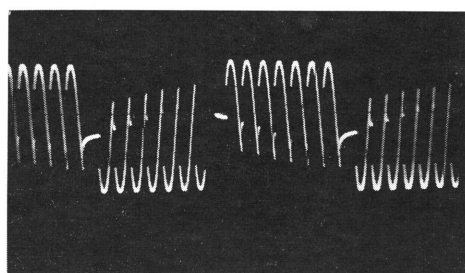


Fig. 11 Output waveform of single phase induction motor. ($n=8$, $\omega=160^\circ$)

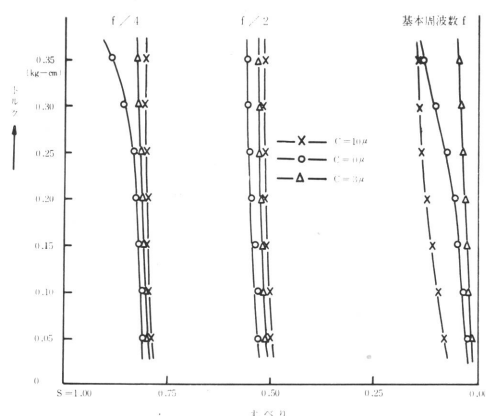


Fig. 12 Torque vs slip relationship of single phase induction motor at various frequencies and capacitors. ($\omega=160^\circ$)

ると $f/2$ はすべり 0.50 あたりにあるのに反し、 $f/4$ は 0.75 よりかなりすべりが大きい。これは前記の n が大になるにつれ高調波分が増し、コンデンサに流れる電流分が増すためと考えられる。不用な高調波分がある程度減少するわけだからコンデンサモータの方が有利である事を表わしている。たとえば $f/4$ で $C=0$ の時のすべりはしだいに大である。Fig. 13 は効率を表わしたものである。基本周波数の効率と比較して効率は非常に悪いが、これも高調波の影響等が大きいからである。Fig. 14, 15 はトルクに対するそれぞれ電流および力率を表わしたものである。基本周波数に比べ力率はあまり変化がない。これは軽負荷の時でもかなりの電力が消費するためであり、電流は負荷とともに減少するが高調波分がしだいに少なくなるためである。

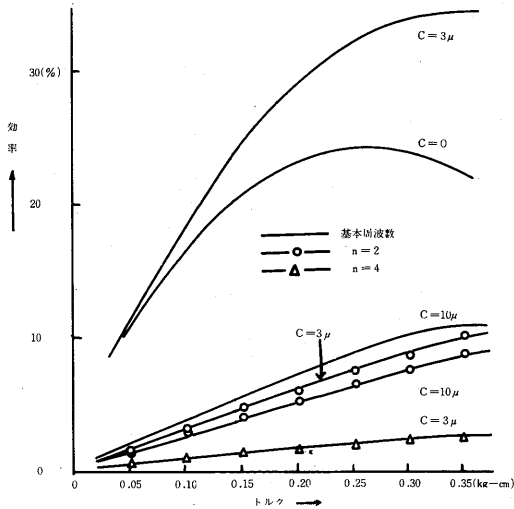


Fig. 13 Torque vs efficiency relationship of single phase induction motor at various frequencies and capacitors. ($\omega=160^\circ$)

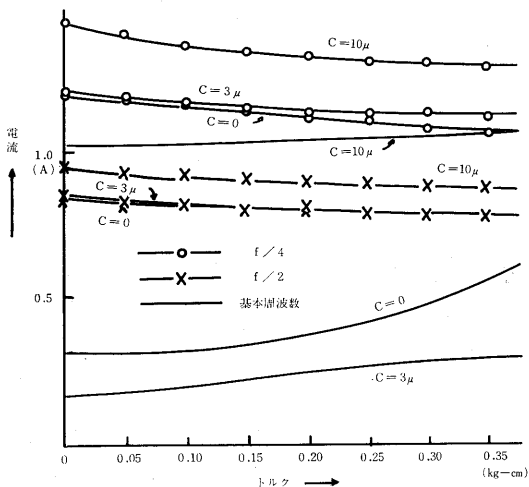


Fig. 14 Torque vs load current relationship of single phase induction motor at various frequencies and capacitors. ($\omega=160^\circ$)

4. あとがき

本装置の欠点およびその改善の一方法として

(1) 電源周波数を基礎としているのでそれ以上の高い周波数は得られない, また電源周波数 f から急に $f/2$ となりその間が大きい。これらはサイクロコンバータ共通の欠点であるが, これは電源周波数から出発しているためであるから任意の高い周波数を電源として用いれ

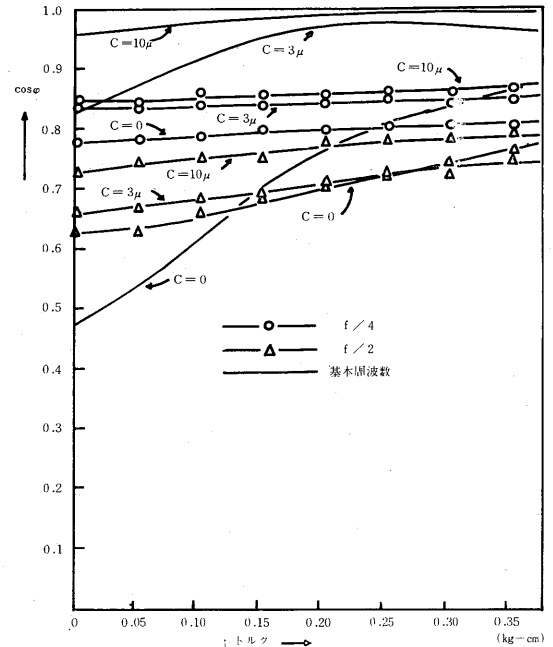


Fig. 15 Torque vs power factor relationship of single phase induction motor at various frequencies and capacitors. ($\omega=160^\circ$)

ば, 本装置そのまま, かなりの広範囲の制御に使用できる。

(2) 高調波成分が多いのでさらに制御範囲を狭くしている。その改善方法は従来からヨーロッパ大陸の電鉄で用いられているように三相電源より六相以上にわけそれぞれの位相を分担する事である。

(3) 前に述べたように断続的に次の周波数に移る際かなりの考慮を必要とする。

(4) ゲート回路設計においてAおよびB群を一度に制御するので中間にパルス幅を入れる等かなりの回路の保護を要する。

上記のごとくまだかなりの問題点があるので今後の研究にまっところが多い。

文 献

- (1) SCRハンドブック編集委員会: SCRハンドブック p318 (昭41)
- (2) 電気学会編: 電気機械工学 V, 水銀整流器p317 (昭41)
- (3) 宮入・塩谷: 電学誌88, 2290 (昭43)
- (4) 渡辺・松井: 中部工業大学紀要第5巻p39 (昭44)
- (5) 広瀬: 電気雑誌OHMp81 (昭43-12)
- (6) 高橋・宮入: 電学誌90, 647 (昭45)