

# 回轉接觸子를 사용한 SCR 周波數 變換器에 관한 研究

논 문  
24~1~2

(A Study on the SCR Frequency Converter  
with a Rotating Distributor)

鄭 然 澤\*  
(Chung, Yon Tack)

### Abstract

This paper describes a converter, which combines SCR bridge type rectifier circuit with a rotating distributor. This type of converter produces an adjustable low frequency output of three phase or single phase, from three phase or single phase power source.

Output-waveforms of this converter are multi-pulse in three phase output, and square wave in single phase output.

Problems about the operation of static switches, a commutation and output-waveforms are investigated, and experimental results verify that frequency can be adjusted satisfactorily from zero to 20 (Hz) and the expected output-waveforms are obtained without sparking on the distributor under various loading conditions.

This converter can be utilized to low speed control of A.C. motors, and other lowfrequency loads.

### 1. 序 論

最近 thyristor 및 그 回路技術의 발달에 따라 誘導 機 同期機의 可變速度驅動에 SCR inverter 및 converter가 실용화되고 있다. 이러한 inverter는 그 轉流 方式에 의해 여러 가지 종류가 있고<sup>1)</sup> 용도에 따라 방식, 구성 및 주변장치를 조합하여 최적의 inverter를 사용하고 있다.

電動機 制御用 電源으로는 可變周波數의 3相이 필요한데 3相 inverter의 경우는

(1) Mc Murray氏 등에 의해 歸還 diode를 사용한 改良形 inverter가 개발되었고 또 改良形 3相 bridge inverter가 급속히 발달하여 交流電動機의 驅動이 가

능하게 되었다. 현재 改良된 inverter에 의한 誘導 電動機의 驅動에서 예를 들면 可變周波數 電源으로서 低周波로 驅動할 때의 直流側電壓의 강하에 따르는 轉流 條件의 불리한 점, 그리고 同期電動機驅動에서의 動作 不安定등의 문제점이 연구 단계에 있다<sup>2,3,4)</sup>.

(2) 한편 電源周波數 보다 낮은 周波數의 出力을 얻는 靜止形 周波數變換器로 最近에 각광을 보고 있는 것은 cycloconverter이다<sup>5,6,7)</sup>.

이것은 電源側의 line voltage commutation을 이용하여 可變周波數의 A.C.를 얻는 방법이다. 이 경우의 波形은 正弦波에 가깝고 특별한 轉流回路를 필요로 하지 않는다. 그러나 3相出力의 경우에 converter 회로에 필요한 thyristor數는 最少 18개가 될 뿐 아니라 turn on 작용을 하는 trigger pulse 制御回路도 복잡하므로 經濟性 및 信賴性이 문제가 된다.

\* 正會員 : 明知大學 教授

(3) 종래 周波數變換에는 整流子를 사용한 整流子機型 周波數變換器가 使用되었다. 이것의 周波數 變換作用은 整流子の 作用에 의한 것이며, cycloconverter의 概念도 여기서 나온 것이다. 이 경우 整流子에 대해서는 轉流 및 브러시 接觸 등의 문제가 있으나 整流子가 견고하고 信賴性이 있으므로 아직도 使用되고 있다. 그러나 Thyristor의 출현으로 이 결점을 보완하기 위하여 thyristor assisted commutation에 관한 연구가 이루어지고 있다<sup>8,9)</sup>.

本 研究는 可變低周波變換 裝置中 A.C. 電源에서 可變低周波의 A.C.를 얻는 것으로서 turn on 作用은 inverter의 원리, turn off 作用은 cycloconverter의 line voltage commutation 이론을 적용하고 整流子를 變形한 rotating distributor를 이용하였다. 이 converter는 A.C. 電源을 D.C.로 變換하여 다시 distributor의 回轉에 의해 A.C.를 얻기 때문에 3相에서 3相 뿐만 아니라 單相으로 부터도 3相의 可變周波數를 얻을 수 있다. 研究 過程에서 回路構成, 轉流 現象 및 出力波形的 考察이 理論과 實驗을 통하여 만족스러운 정도로 얻어졌으므로 다음과 같이 보고 한다.

2. 本 研究에서 構想한 Converter의 原理

그림 1은 본 converter 기본 原理의 說明 도이다. A.C. 電源으로 부터 thyristor에 의하여 整流된 D.C. 電壓을 slip ring을 통해 2개의 segment 1 및 1'로 된 ring에 인가하고 回轉시키므로서 브러시를 통하여 矩形波交流電壓을 負荷에 인가한다.

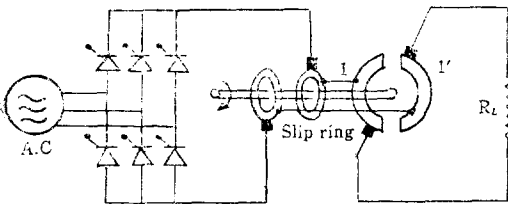


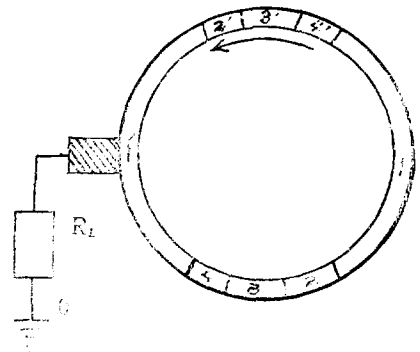
Fig. 1. Schematic diagram of the elementary A.C.-to-A.C. Converter

이 경우, 回轉 도중 segment와 브러시 間에는 다음과 같은 問題點이 있다.

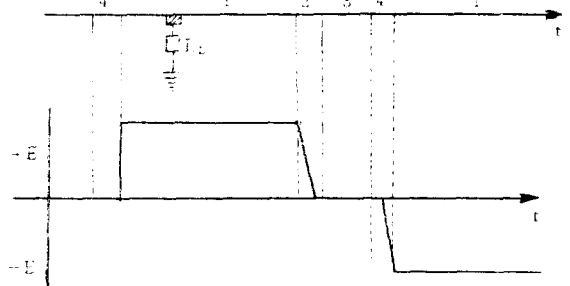
- (a) 브러시가 segment에 進入할 때 불꽃이 發生한다.
  - (b) 브러시 幅이 커서 브러시가 두개의 segment에 동시에 接觸된 경우 D.C. 電源側이 短絡된다.
  - (c) 브러시가 segment를 떠날 때도 불꽃이 생긴다.
- 따라서 그림 1에 표시한 converter가 실용화 되려면 위 조항의 現象을 없애야 한다.

그림 2 (a)는 그림 1의 segment ring에 있어 seg-

ment 1, 1' 사이에 2, 3, 4 및 2', 3', 4'의 segment를 보충한 distributor를 표시한 것이다. 그리고 이 회전에 따라 브러시를 segment가 통과하는 시간 및 그때의 電壓值를 그림 2(b)에서 고찰하면 브러시에 segment 1'가 접촉하면 부하저항  $R_L$ 에 電流가 흐르고 2'에서 電流가 零으로 감소되고 3'에서는 回路가 개방되고 4'에서는 逆方向의 電流가 흐르기 始作하기 때문에 앞에 설명한 (a)(b)(c)의 現象이 없이 브러시는  $+E$ 에서  $-E$ 로 轉流하게 되므로, distributor의 回轉에 따라 부하저항 segment가 통과하는 시간 및 그때의 電壓值는 그림 2(b)와 같이 되어야 한다.



(a) Arrangement of distributor for commutation



(b) Converted waveform

Fig. 2. Distributor and its waveform

따라서 이 그림에서 브러시에 segment 4, 2', 4', 2가 접할때 switching 作用이 필요하므로 본 연구에서는 Thyristor switching 回路를 이용하였다. 그림 3은 單相交流靜止 스위치로서 陽極이 陰極에 대하여 正일 때는 主回路의 交流電源에서 SCR를 trigger하는 gate 電流를 얻는 간단한 方法이다.

SCR가 trigger되면 陽極電壓은 導通時의 값으로 저하하며 gate 電流는 감소되어 零으로 된다. 抵抗 R는 gate 電流의 peak값을 제한한다. gate 回路의 diode는 1周期中の 陰極과 gate間의 逆電壓을 방지한다. 導通은 그림 (a)의 接點  $S_1$ 을 閉路할 때와 그림 (b)의 接

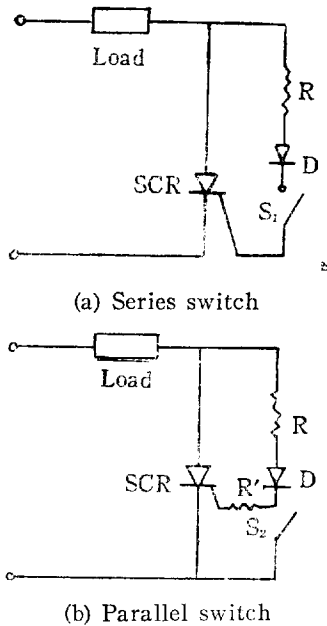
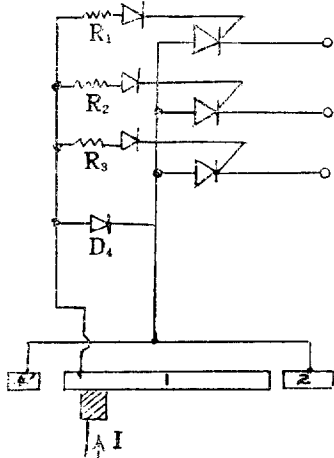


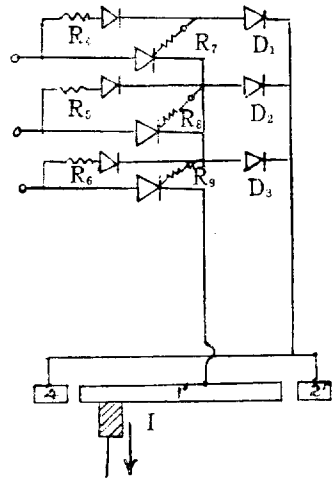
Fig. 3. Static switch

點  $S_2$ 를 開路할 때 始作된다. 負荷電流의 遮斷은  $S_1$ 을 開路 또는  $S_2$ 를 閉路한 후 電源電壓의 反轉에 의해  $1/2$  [Hz] 이내 에 일어난다. 이 單相 스위치 回路를 3相에 적용시켜 segment와의 상호關係를 표시하면 그림 4와 같다.

그림 4(a)는 그림 3(a)의 直列 스위치를 이용한 것으로 브러시에 segment 4'만이 接하면 각 SCR의 陽極에 電壓이 가하여지나 diode  $D_4$ 가 逆方向이므로 gate에 電流가 흐르지 않아 直列 스위치가 開路 상태이다. 브러시에 segment 4'와 1이 接하면  $R_1, R_2, R_3$ 에 電流가 흐르고 直列 스위치가 閉路되어 SCR는 turn on 된다. 이 순간 브러시에 흐르는 電流  $I$ 는 대부분 seg-



(a) Series switch



(b) Parallel switch

Fig. 4. Static switch for three phase

ment 4'를 통과하므로 segment 1이 브러시에 接하면서 통과할 때 불꽃이 없다.

다음 브러시에 segment 1 및 2가 接하여도 SCR는 turn on 상태이며 segment 2만이 接하는 순간  $D_2$ 가 逆方向이므로  $R_1, R_2, R_3$ 에 電流가 흐르지 않게 되고 直列 스위치는 開路 상태가 되어 電源電壓의  $1/2$ [Hz] 이내 에 turn off되므로 이 期間내에 segment 2가 브러시와의 接觸을 絶하지 않으면 불꽃이 없다. 그림 4(b)는 그림 3(b)의 並列 스위치를 이용한 것으로  $D_1, D_2, D_3$ 는 3相 回路의 各相이 상호 간섭없이 단독으로 동작시키기 위한 것이고  $R_7, R_8, R_9$ 는 並列 스위치 作用을 確實하게 하기 위한 것이다. 브러시에 segment 4'만이 接하면 gate 電流만 흐르고 SCR의 陰極回路가 형성되지 않으므로 SCR는 turn off 상태이다. 브러시에 segment 4 및 1이 接하면 並列 스위치가 閉路되며 역시 turn off 상태가 계속된다. 이때 브러시는  $R_4, R_5, R_6$ 에 흐르는 電流가 있으나 이 抵抗값이 커서 turn on 時的 電流에 비해 대단히 적으므로 무시할 수 있다. segment 4가 브러시와의 接觸으로 부터 완전히 떨어지면 並列 스위치가 閉路되며 SCR는 turn on 상태로 되고 이 순간에 브러시가 이미 segment 1'를 브러시 幅만치 接하고 있으므로 불꽃은 없다. 브러시가 segment 1'만을 接하고 있는 기간동안 電流는 계속 흐르며 segment 2'와 接하는 순간부터 並列 스위치가 閉路되어 電源電壓의  $1/2$ [Hz] 이내 에 turn off된다. 그러므로 이 기간 동안 segment 1'가 브러시와의 接觸을 絶하지 않으면 불꽃은 없다. segment 2'만이 브러시와 接觸하고 있는 기간에  $R_4, R_5, R_6$ 에 의한 電流가 브러시에 흐르나 이들 抵抗値가 큼으로 무시할 수 있다.

이상과 같은 원리에서 그림 2(a)의 distributor에 그

림 4의 static switch를 연결한 것을 그림 1의 segment ring에 대체하여 回轉시키면 負荷抵抗  $R_L$ 에는 회전수에 비례하는 周波數의 單相 또는 2상을 얻을 수 있다. 그리고 出力電壓의 크기는 그림 4의  $R_1 \sim R_6$ 를 가감하므로써 SCR 點弧角의 변화에 따라 조절할 수 있다. 이 때 회전용 驅動電動機는 slip ring 및 distributor를 驅動시킬 수 있는 정도의 작은 용량의 것이면 되고 負荷의 대소에 무관계이다.

3. 回路의 構成

2. 原理에서 기술한 바와 같이 이 converter의 주요 부분은 distributor, gate 回路의 static switch 및 commutation 回路이다.

(1) Distributor와 브러시

distributor는 그림 5와 같이 8개의 폭이 다른 segment로 분할한다. 여기서 segment 2', 4', 4는 아주 작은 폭이며 2는 브러시幅과 같어야 한다. 8개의 segment 중 3, 3'를 제외한 다른 segment들은 그림 5와 같이 각각 slipring  $S_1, S_2, S_3, S_4$ 에 연결하고 出力用 브러시는 3相인 경우  $120^\circ$  간격으로 3개를 distributor 상에 배치하며 單相인 경우는  $180^\circ$  간격으로 2개만 배치한다.

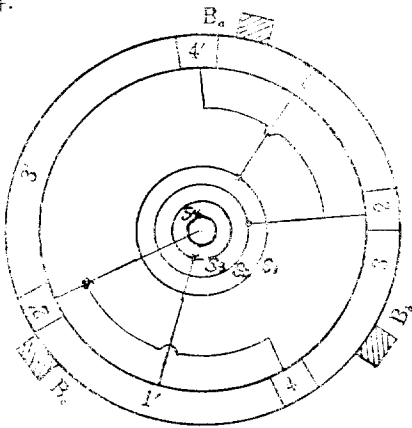


Fig. 5. Distributor and brushes

Segment 3 및 3'는 電氣的인 연결이 없으므로 純抵抗 負荷時 단지 브러시의 摺動만 돕는 역할을 한다. 각 segment 幅간의 관계는 후에 기술하고 여기서는 본實驗에 使用한 distributor와 브러시의 배치에 대해 說明한다.

(2) Static switch

SCR를 사용한 3相用 static switch의 作用은 그림 4에서 說明하였다. 그림 6은 3相 SCR bridge 回路를

구성하고 그림 4(a)의 원리를 group I SCR에 그림 4(b)의 원리를 group II SCR에 적용하고 그림 5의 distributor와 slip ring을 전개하여 연결한 것을 표시한 것이다. 원리에서 기술한 바와 같이 이 回路에서 브러시와 回轉 segment와의 적당한 위치에서 group I SCR 및 group II SCR가 switch 作用을 하며 distributor의 回轉과 switch 作用을 同期시킬 수 있다. 그러므로 브러시는 static switch 作用과 負荷電流의 통로를 이루는 2중 역할을 한다. 그림 6에서 group I SCR가 turn on 상태가 되어 있어도 group II SCR의 switch 回路에 연결된 segment와 브러시의 위치가 並列 switch를 閉路하면 SCR가 turn off 상태가 되고 負荷電流는 흐르지 못하며 반대로 group II가 turn on 상태가 되어도 group I SCR의 switch 回路에 연결된 segment와 브러시가 直列 스위치를 閉路하면 負荷電流는 흐르지 못한다. 즉 SCR group의 turn on과 브러시 위치간에는 중속 관계가 있다.

(3) Commutation

3相 負荷와 (Y結線) 연결된  $120^\circ$ 의 간격을 가지고 있는 3개의 브러시  $B_a, B_b, B_c$ 에 A.C.로부터 整流된 電流가 distributor를 통하여 3相 電力을 형성시키는 과정과 그 轉流를 조사한다. 負荷는 純抵抗의 경우이다. 그림 7은 브러시 幅이  $15^\circ$ 인 경우 그림 6과 같이 負荷를 연결할 때 각 브러시 위치에서의 각 브러시 電流, 電壓 및 브러시間電壓 관계를 나타낸다.

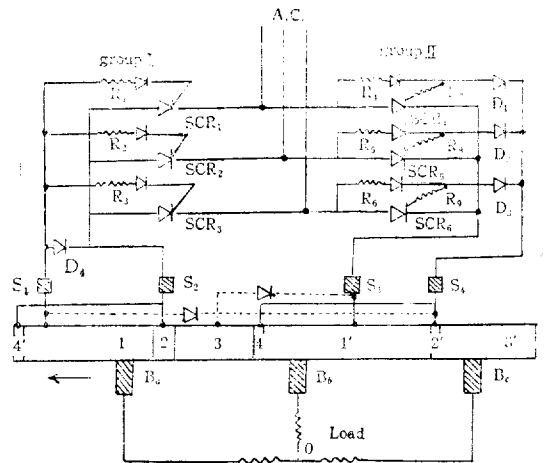


Fig. 6. Converter circuit

브러시  $B_a$ 와  $B_c$ 가 시간  $t_1$ 이 되는 순간의 위치에 있으면  $B_c$ 에서  $B_a$ 의 방향으로 負荷電流가 흐른다. 이때  $B_b$ 의  $t_1$  위치는 segment 3과 接하여 있으므로 電流가 흐르지 않는다. Distributor가 反時計方向으로 回轉하여  $t_2$  시간의 위치에서는 segment 1'와 2'가  $B_c$ 에 접

축하므로 並列 스위치가 동작하여  $B_c$ 에서  $B_a$ 로 흐르던 電流는 끊어진다. 이 並列 스위치 작용은 segment 1'가  $B_c$ 의 左端을 完全히 벗어날때까지 계속하므로 負荷電流는  $t_3$  순간까지 흐르지 않는다.  $t_3$  순간부터 다시  $B_c$ 에서  $B_a$ 로 향하여 負荷電流가 흐르고  $t_4$  순간에 segment 1이  $B_c$ 의 左端을 完全히 벗어나므로 直列 스위치 동작이 일어나 負荷電流가 끊어진다. distributor가 계속 回轉하여 브러시  $B_a, B_b, B_c$ 의 위치에 오면  $t_1 \sim t_4$  사이에  $B_a$  및  $B_c$ 에서의 作用과 같은 作用을 한다. 이 그림에서 보는 바와 같이 負荷電流는 3개의 브러시 중 2개의 브러시를 통하여 교대로 흐르며 어느 브러시나 segment 1을 통과할때 그 브러시에 흐르는 電流가 두번 단속하며 segment 1'를 통과할 때도 方向을 바꾸어 두번 단속한다. 브러시로 부터 中性點으로 향하는 電流를 (+), 中性點으로 부터 브러시로 향하는 電流를 (-)로 표시하면 그림 7과 같이 각 브러시의 電流波形은  $120^\circ$  위상차를 갖게 되고 純抵抗負荷이므로 相電壓波形과 같다. 각 브러시간의 線間電壓은 相電壓의 차이므로 각 半波마다 세번 단속하며  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$ 는  $120^\circ$ 의 相差를 갖는다. 單相인 경우는 브러시가  $180^\circ$ 의 위치에 2개만 있으므로 segment 4'와 4, segment 2와 2'가 동시에 스위치 작용을 하게 되어 그림 8과 같은 波形을 이루고 segment 3 및 3' 때문에 電流가 흐

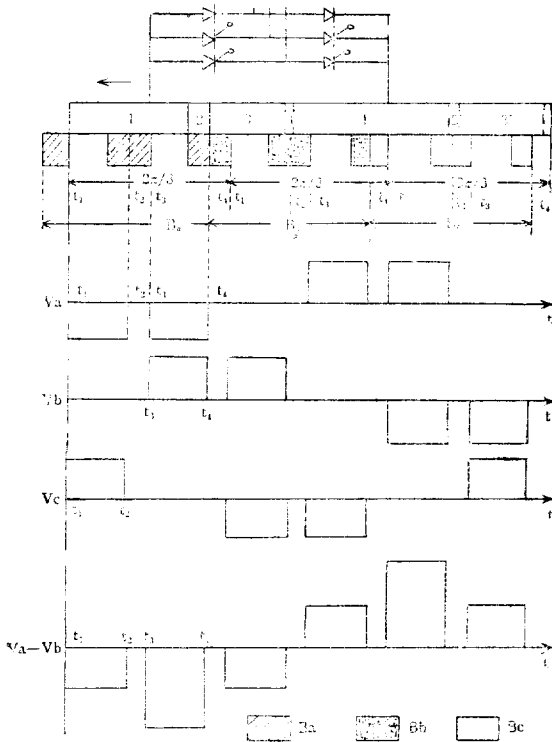
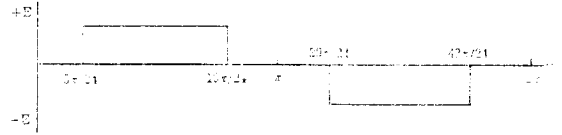


Fig. 7. Brushes' locations and output waveforms

르지 않는 기간이 생긴다.

그림 6의 3相 bridge 회로 대신 單相 bridge 회로를 形成하여 distributor에 연결해도 앞에서 기술한 出力 波形은 나타날 것이나 bridge 회로에서 整流된 出力 波形의 脈動率이 커진다.



$$\theta_1=15^\circ, \theta_2=15^\circ, \theta_3'=\theta_4'=\theta_4=5^\circ$$

Fig. 8. Single phase output voltage waveform

이상은 純抵抗 負荷인 경우이며 誘導負荷인 경우는 電流의 遲延이 생겨 브러시가 segment 2를 떠날 때와 segment 1'를 떠날때 抵抗負荷때 보다 불꽃이 생길 가능성이 크다. 이 경우 reactor에 저장된 에너지를 by pass시켜 불꽃을 감소시키기 위해서 그림 6에서 點線으로 표시한 바와 같은 free wheeling diode를 삽입하였다<sup>11)</sup>.

#### 4. 波形解析 및 特性

##### (1) 電壓, 電流波形 解析

그림 6의 회로에 平衡 3相 交流 電源을 연결하고 브러시가 distributor의 導電하는 segment 위치에 있으면 그림 9와 같은 SCR 各部의 電壓 電流波形이 나타난다<sup>12)</sup>. 이때 3相 bridge 회로의 平均 出力 電壓은

$$E_0 = \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \left[ E_{1-n,m} \sin \omega t - E_{2-n,m} \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] d(\omega t)$$

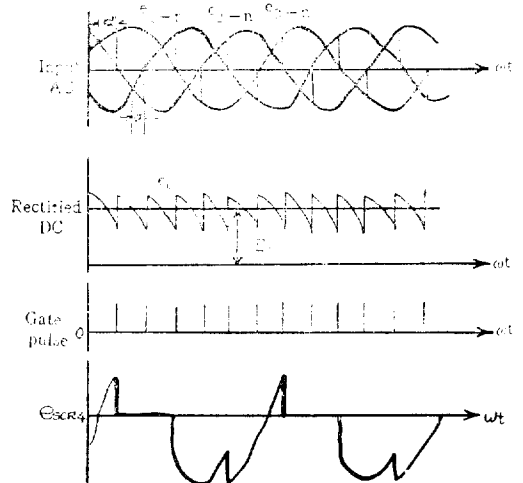


Fig. 9. Waveforms of three phase controlled bridge circuit

이다. 여기서  $E_{1-n,m}$ ,  $E_{2-n,m}$ 은 각 相電壓의 最大値이고  $E_{1-n,m} = E_{2-n,m} = E_m$ 라면

$$E_0 = \frac{3E_m}{\pi} \left[ -\cos \omega t + \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right]_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha}$$

$$= \frac{3E_m}{\pi} \left[ -\cos \left( \alpha + \frac{\pi}{2} \right) + \cos \left( \alpha - \frac{\pi}{6} \right) \right. \\ \left. + \cos \left( \alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left( \alpha - \frac{\pi}{2} \right) \right]$$

$$= \frac{3\sqrt{3} E_m}{\pi} \cos \alpha \dots \dots \dots (1)$$

$\alpha$ : 點弧角

로 된다. 만약 그림 6과 같은 3相 出力回路에서  $t_1$  순간에 bridge 回路의 어느 한 group의 SCR의 gate에 pulse를 공급하지 않는다고 하면 그림 10에 표시하는 바와 같이 이 시각부터 完全히 負荷電流가 turn off될 때까지 흐르는 電流는

$$i = \frac{\sqrt{3} E_m}{R_L} \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$\left[ U \left( \omega t - \frac{\pi}{6} - \alpha \right) - U \left( \omega t - \frac{\pi}{2} - \alpha \right) \right]$$

$$+ \frac{\sqrt{3} E_m}{R_L} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right)$$

$$\left[ U \left( \omega t - \frac{\pi}{2} - \alpha \right) - U \left( \omega t - \frac{7\pi}{6} - \alpha \right) \right] \dots \dots \dots (2)$$

로 표시되며  $t_1$ 부터 完全히 turn off될 때까지의 시간  $t$ 는

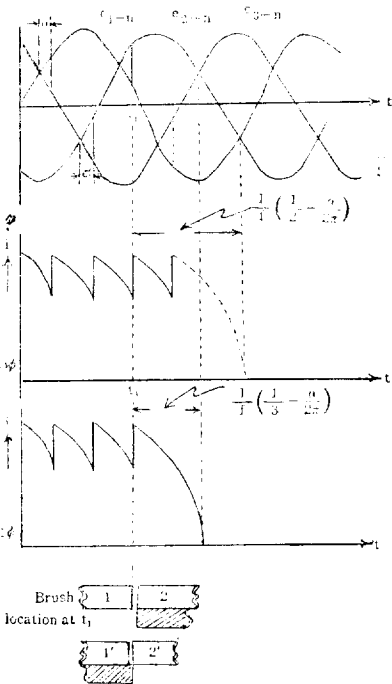


Fig. 10. Waveforms of bridge circuit output and brush location at  $t_1$

$$\frac{7\pi}{6} - \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) = \pi - \alpha = 2\pi f t$$

$$t = \frac{\pi - \alpha}{2\pi f} = \frac{1}{f} \left( \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} \right) \dots \dots \dots (3)$$

이다. 그림 6의 1回路에서 單相 出力을 얻기 위해서 180° 간격으로 브러시를 두개만 장치하면 group I 및 group II SCR가 동시에 스위치 作用을 하게 되므로  $t_1$ 에서 SCR의 gate에 pulse를 공급하지 않는다고 하면 負荷 電流가 完全히 turn off될 때까지 흐르는 電流는

$$i = \frac{E_m}{R_L} \left[ \sin \omega t - \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

$$\left[ U \left( \omega t - \frac{\pi}{6} - \alpha \right) - U \left( \omega t - \frac{5\pi}{6} \right) \right]$$

$$= \frac{\sqrt{3} E_m}{R_L} \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$\left[ U \left( \omega t - \frac{\pi}{6} - \alpha \right) - U \left( \omega t - \frac{5\pi}{6} \right) \right] \dots \dots \dots (4)$$

이고  $t_1$ 부터 完全히 turn off될 때까지의 時間  $t$ 는

$$t = \frac{1}{f} \left( \frac{1}{3} - \frac{\alpha}{2\pi} \right) \dots \dots \dots (5)$$

로 된다.

(2) 周波數 限界의 결정

電源 周波數와 segment의 幅 및 브러시 幅 등이 converter의 出力 周波數 限界를 결정하는 요소가 된다.

그림 6의 回路에서 불꽃 문제를 고찰하면 負荷 電流가 흐르기 시작할 때에는 브러시와 segment 4' 및 4의 역할에 의해서 負荷 電流의 通路를 이룩하는 segment를 브러시가 完全할 정도로 接觸을 이룩한 다음에 負荷 電流가 흐르므로 불꽃 발생이 없으며 segment 4' 및 4의 폭이 좁아도 된다. 그러나 負荷 電流가 끊어지는 경우는 group I SCR의 gate에 가하는 pulse는 끊어지나 식 (3)의 시간 동안은 계속해서 식 (2)의 電流가 흐른다. 그러므로 segment 2가 이 期間 동안 브러시와의 接觸으로 부터 떠나지 말아야 불꽃이 없다. segment 1'와 2'가 브러시에 접촉하는 순간 group II SCR의 gate에 흐르는 電流는 없어지나 식 (3)의 시간 후에 完全히 負荷 電流가 끊어지므로 그림 6에서 브러시 폭  $\theta_b$  [rad]는 segment 2의 폭  $\theta_2$  [Rad]와 같아야 하고 다음 관계식을 얻을 수 있다.

$$\frac{1}{f} \left( \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} \right) < \frac{60\theta_2}{2\pi n} \dots \dots \dots (6)$$

여기서  $n$ : distributor의 回轉數[r.p.m]

converter의 出力周波數는 distributor 1회전에 대하여

1 cycle를 나타내므로  $\frac{n}{60}$  [Hz]로 되나  $n$ 은 (6)식을 만족시켜야 한다.

(3) Distributor의 Segment 幅

그림 6의 回路에서 3相 出力을 얻기 위해서 그림 11에서 표시한 바와 같은 segment幅과 브러시幅 사이에는 다음 조건이 성립되어야 불꽃없이 出力波形的 대칭을 이룩할 수 있다.  $\theta$ 는 브러시 및 segment의 幅을 角度 [Rad]으로 표시하였다.

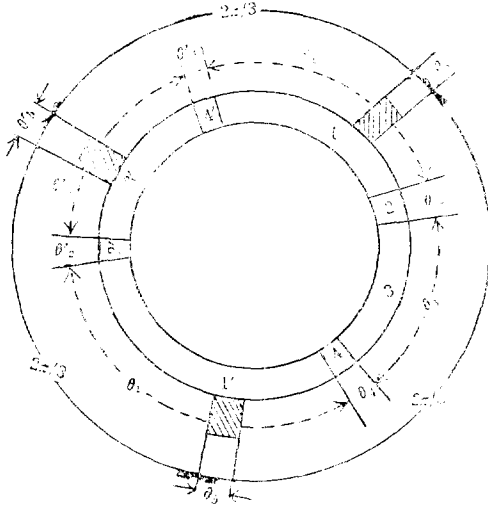


Fig. 11. Dimensions of segment and brush for practical distributor

(a) 일반적인 경우

$$\begin{aligned} \theta_2 &= \theta_b \\ \theta_1 + \theta_2 &\leq \frac{2\pi}{3} - \theta_b \\ \theta_1 + \theta_3 + \theta_3 + \theta_1 &= \pi - \theta_b \\ 0 < \theta_2' &= \theta_4' = \theta_4 \leq \theta_b \\ \theta_1' &= \theta_1 + 2\theta_b \\ \theta_1' + \theta_2' + \theta_3' + \theta_4' &= \pi + \theta_b \\ \theta_2', \theta_4', \theta_4 &\text{를 아주 작게 취하면} \\ \theta_1' + \theta_3' - \theta_b &\approx \pi \\ \theta_b &\approx \theta_1' + \pi_2' - \pi \end{aligned}$$

(b) 導電期間을 가장 길게 하기 위한 경우

$$\begin{aligned} \theta_2 &= \theta_b \\ \theta_1 &= \frac{2\pi}{3} - 2\theta_b \\ \theta_3 &= \pi - \theta_1 - 2\theta_b - \theta_4 = \frac{\pi}{3} - \theta_4 \\ \theta_1' &= \theta_1 + 2\theta_b \\ \theta_3' &= \frac{\pi}{3} + \theta_b - \theta_2' - \theta_4' \end{aligned}$$

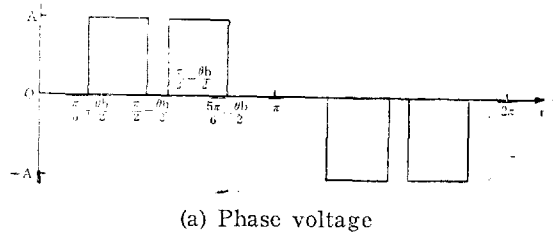
(4) 高調波 성분

Segment의 幅을 導電期間이 가장 길게 잡으면 相電壓 및 線間電壓의 波形은 브러시 폭  $\theta_b$ 에 의하여 그림 12와 같이 표시된다. 그림 (a) 相電壓은  $f(t) = -f(-t)$

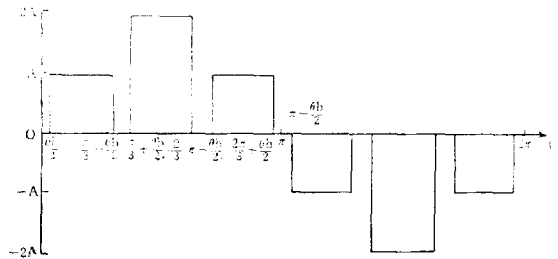
奇數函數이므로 sine項만 存在하고  $n$ 次 高調波 성분의 波高值  $b_n$ 을 fourier 급수로 구하면

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{4}{T} \int_0^T f(t) \sin \frac{2\pi n}{T} t dt \\ &= \frac{\pi}{2} \left( \int_{\frac{\pi}{6} - \frac{\theta_b}{2}}^{\frac{\pi}{2}} A \sin nt dt + \int_{\frac{5\pi}{6} - \frac{\theta_b}{2}}^{\frac{\pi}{2}} A \sin nt dt \right) \\ &= \frac{8A}{n\pi} \sin n \left( \frac{\pi}{6} - \frac{\theta_b}{2} \right) \sin \frac{n\pi}{2} \cos \frac{n\pi}{6} \dots \dots \dots (7) \end{aligned}$$

이때  $n=2m$ 인 偶數項은 없으며  $n=2m+1$ 의 奇數項만이 存在한다. 같은 方法으로 그림 (b)의 線間電壓에 대해서도  $f(t) = -f(-t)$ 이므로 sine項만이 存在하며



(a) Phase voltage



(b) Line voltage

Fig. 12. Output voltage waveform

$n$ 次 高調波 成分의 波高值를  $a_n$ 이라 하면

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4}{T} \int_0^T f(t) \sin \frac{2\pi n}{T} t dt \\ &= \frac{2A}{\pi} \left( \int_{\frac{\pi}{6} - \frac{\theta_b}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sin nt \cdot dt + 2 \int_{\frac{5\pi}{6} - \frac{\theta_b}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sin nt \cdot dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{\pi}{3} - \frac{\theta_b}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sin nt \cdot dt \right) \\ &= \frac{4A}{n\pi} \sin n \left( \frac{\pi}{6} - \frac{\theta_b}{2} \right) \\ &\quad \left( \sin \frac{n\pi}{6} + 2 \sin \frac{n\pi}{2} + \sin \frac{5n\pi}{6} \right) \\ &= \frac{8A}{n\pi} \sin n \left( \frac{\pi}{6} - \frac{\theta_b}{2} \right) \sin \frac{n\pi}{2} \left( 1 + \cos \frac{n\pi}{3} \right) \dots (8) \end{aligned}$$

이 경우도 奇數項만이 存在하며 이들 高調波 성분 波高值  $a_n, b_n$ 을 computer에 의하여  $\theta_b$ 를 변화시키면서 구한 값들로 표시된 曲線은 그림 13과 같다. 여기서  $\theta_b$ 를 크게 하면 불꽃을 없이 하면서 出力周波數를 높일 수 있으나 基本波에 대한 高調波成分이 커짐을 알 수 있다.

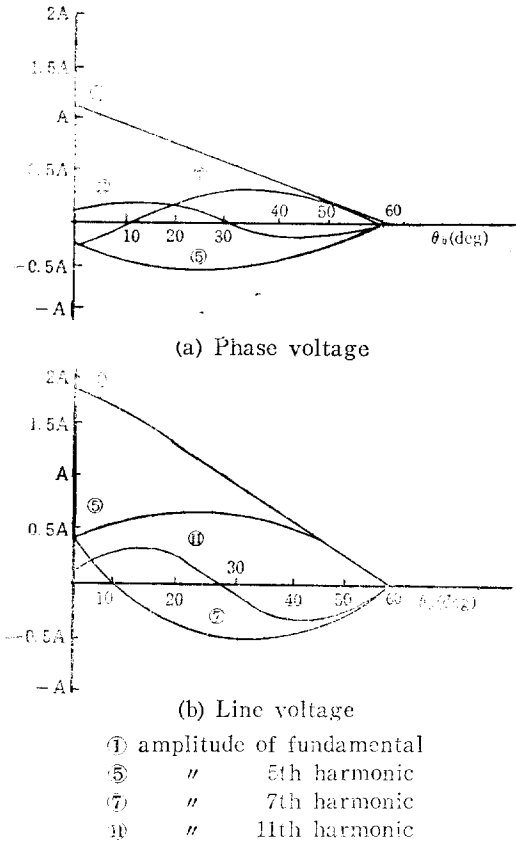


Fig. 13. Amplitude of fundamental and harmonics components

5. 實驗結果 및 檢討

(1) 實驗裝置

앞에서 기술한 동작과 波形을 알아보기 위해서 그림 14와 같은 장치를 만들었다.

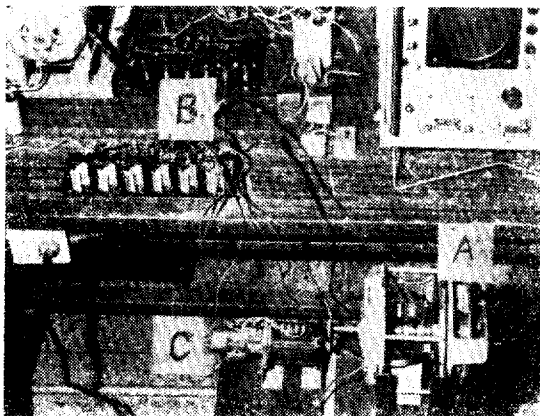


Fig. 14. Experimental converter.

SCR CROIC 5959로 된 3相 bridge 회로 B를 4개의 slip ring을 이용하여 回轉하는 distributor A에 연결하였다.

distributor는 중래의 直流機의 整流子를 이용하였고 여기에 사용된 그림 11에 해당되는 치수는 지름 75 [mm],  $\theta_1 = 15^\circ$ ,  $\theta_2 = 15^\circ$ ,  $\theta_3 = \theta_4' = \theta_2' = 7.5^\circ$ 로 하였다. 驅動用電動機는 75[W] 1800[r.p.m.] 2相 電動機 C를 사용하여 (distributor軸을 통해서 1200[r.p.m.]까지 速度調節하도록 하였다. 사용된 브러시의 간격은 3相 出力의 경우는  $120^\circ$ , 單相 出力의 경우는  $180^\circ$ 인 브러시 holder를 가라끼우게 하였다.

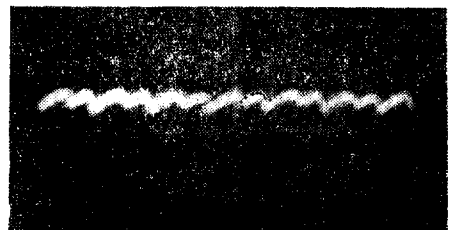
(2) 負 荷

본 實驗에 사용한 負荷로서는 3相 Y結線된 純抵抗負荷, 電動機負荷 및 容量負荷(condenser)등을 사용하여 그 波形的 差異點을 관찰하였다.

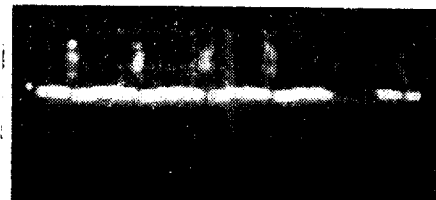
(3) 波 形

(a) 靜止回路的 波形 : 그림 6의 制御整流回路的 各 부분의 波形的은 distributor에서의 變換波形的에 크게 영향을 준다.

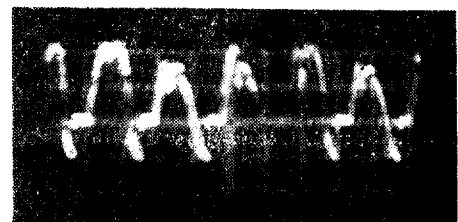
그림 9에서 이른적인 高찰을 하였으나 재 검토의 의미에서 그림 15와 같이 制御整流波形的(그림 a), gate pulse 波形的(그림 b) 및 bridge중 한개의 SCR 印加電



(a) Rectified D.C. wave (3 phase input)

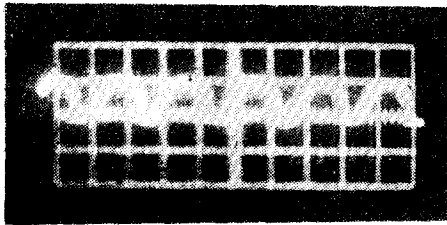


(b) Gate pulse



(c) SCR voltage





(d) Rectified DC wave (Single phase input)

**Fig. 15.** Voltage and current of each SCR

壓(그림 c)를 표시하였다. 본 그림에서 아는 바와 같이 點弧角은 約 40°이나 이 값은 gate 抵抗에 따라 변화시킬 수 있고 그림 (b)에서 pulse 간격은 1/60초로 되어 그림 (c)와 같이 확실하게 SCR를 turn on한 것을 알 수 있다. SCR의 逆電壓은 그림 (c)에서 표시한 바와 같이 불균일하며 이는 브러시의 각 segment와의 接觸抵抗 및 SCR의 각 特性이 상이한 것에 기인한 것으로 본다.

(d)는 單相 整流回路의 出力波形이며 (a)에 비해 脈動率이 크다.

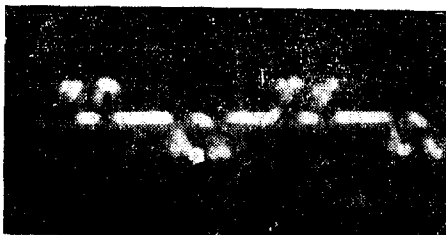


(a) Phase voltage waveform

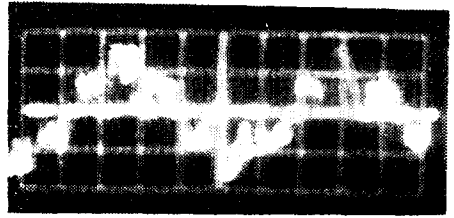


(b) Line voltage waveform  
Vert. scale: 50 volts per div.  
Horiz. scale: 0.014 sec. per div.

**Fig. 16.** Converter output voltage waveform at 7[Hz] (Resistance load)

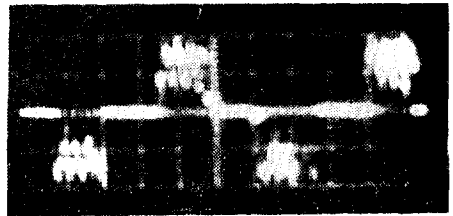


(a) Phase voltage waveform



(b) Line voltage waveform  
Vert. scale: 100 volts per div.  
Horiz. scale: 0.014 sec. per div.

**Fig. 17.** Converter output voltage waveform at 14[Hz] (Resistance load)



Vert. scale: 50 volts per div.  
Horiz. scale: 0.014 sec. per div.

**Fig. 18.** Single phase output voltage waveform at 14[Hz] (Resistance load).

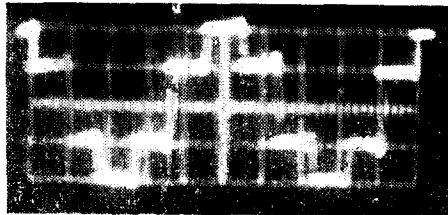
(b) 負荷의 波形

그림 16, 17은 3相 Y結線으로 한 抵抗負荷일 때의 相電壓 및 線間電壓이다. 이것은 동시에 電流波形도 된다. 이러한 波形의 예측은 그림 7에서 설명하였다. 그림 16은 7[Hz] 그림 17은 14[Hz]일 때이다. 그림 16 (a)의 相電壓波形에 있어 pulse의 反轉期間은 0.07[sec] 이고 pulse와 pulse間은 0.096[sec] 그리고 pulse幅은 0.018[sec]이다. 이것은 計算値와 일치된다. 그리고 反轉期間의 橫軸이 一直線이 되는 것은 브러시가 segment를 통과할 때 전혀 불꽃을 발생하지 않는 것을 의미한다. 出力 pulse의 ripple數는 commutation 時間에 따라 다르며 7[Hz]의 경우는 3개 14[Hz]의 경우는 1개 내지 2개로 되어 있다. 線間電壓波形은 相電壓波形 보다 비교적 正弦波에 近似하다(그림 13의 分析에 의거하여) 그림 18은 單相出力의 波形이며 그림 17(a)와 비교하면 正負半波中間에 休止期間이 없으나 正負方向을 바꿀때 생기는 休止期間은 같다. 다음 그림 19는 力率 0.75(lag), 1[KW], 3相 誘導電動機의 誘導負荷와 condenser 연결의 力率 0.3(lead) 容量負荷에 대한 波形이다. 그림 (a)의 誘導負荷에서는 인덕턴스 L에 의한 遲延 때문에 pulse 波形과 pulse 波形 사이에 減衰波形이 나타나며 commutation間的 橫軸 부분도 反轉期間에 抵抗負荷때와 달리 일직선이 되지 않고 波形

이 不安定하여 波形的 改善이 필요하다. 그림 (b)는 condenser 負荷이고 線間電壓이 2段 矩形波로 된다. pulse와 pulse 波形間을 完全히 이어지고 있다. 이는 condenser의 充電에 대한 放電回路가 구성되어 있지 않기 때문이다.



(a) Lagging p.f=0.75 (motor)



(b) Leading p.f (capacitor) 0.3  
Vert. scale : 100 volts per div.  
Horiz. scale: 0.12 sec per div.

Fig. 19. Converter voltage waveforms of inductive and capacitive load at 14[Hz].

이 實驗結果에서 誘導負荷의 경우 적당량 condenser의 插入에 의해 波形的 改善될 것이 豫測된다.

L.C. filter에 의한 高周波減衰에는 여러 가지 型이 있다. 低周波出力波形에서는 L.C.가 크게 되나 본 장치의 出力波形은 振幅이 다른 多重 pulse이므로 L.C.의 용량이 적어도 第5 및 第7 高周波를 용이하게 減衰할 수 있다<sup>13,14)</sup>.

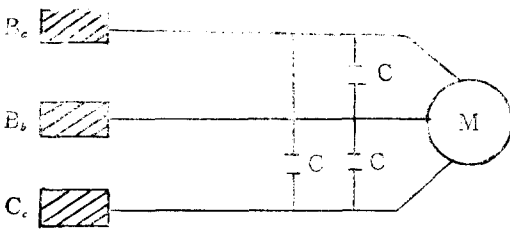
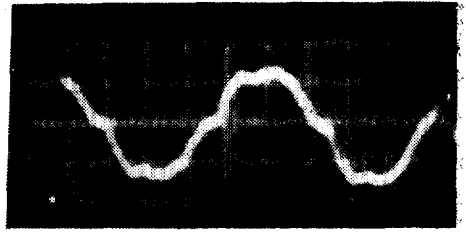
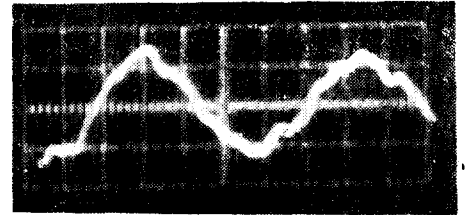


Fig. 20. A Connection of Filtering Capacitors for 3 phase induction motor.

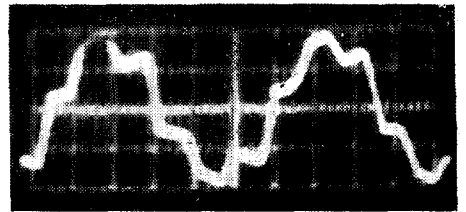
本 實驗에서는 그림 20과 같이 C=300 $\mu$ f의 condenser에 의해 그림 21(a)(b)와 같은 波形을 얻었다. 이것은 그림 19(a)에 비교하면 波形的 改善되고 第5 및 第7 調波들이 감소된 것을 나타내고 있다. 그림 (c)는



(a) Improved voltage waveform in fig. 19(a)



(b) Current waveform in fig. 19(a)



(c) Improved voltage waveform in fig. 17(a)

Fig. 21. Converter waveform with filter for induction motor.

C=400[ $\mu$ F]의 경우이고 容量이 커서 그림 19(b) 쪽 波形的 影響을 받는다. 實驗結果 負荷에 따라 반드시 C의 最適值가 存在한다.

### 6. 結 論

同期電動機, 誘導電動機 등 回轉機의 電源用으로 고안된 이 Converter는 종래의 cycloconverter에 비하여 여러 가지 특징을 가지고 있다.

(1) 回路에서 볼 때 cycloconverter가 3相인 경우에 최소 18개의 SCR가 필요한데 비하여 그림 6에서 보는 바와 같이 6개이며 복잡한 trigger pulse generator 대신에 line voltage commutation을 이용하므로 스위치 回路가 간단하고 그 동작이 確實하며 commutation에 실패가 없다.

(2) 구조면에서는 distributor, brush holder, slip ring 등 기계적 부분과 이를 회전시키는데 必要한 적은 용량의 電動機가 必要하다.

(3) 出力波形은 특히 3相의 경우 그림 7과 같이 多

重 振幅 pulse로 되고 그림 13과 같은 高調波分을 포함하나 적절한 filter를 사용하면 그림 21과 같이 거의 正弦波에 가까운 波形으로 電動機 운전이 가능하다.

(4) 出力周波數는 cycloconverter가 그러하듯이 電源周波數 보다 낮은 低周波用이며 식 (3) (5) (6)에서 표시하는 바와 같이 電源周波數, 點弧角 segment 2의 幅, 브러시의 幅 등에 의하여 결정되는 最大可變周波數 한계내에서만 불꽃없이 동작한다.

(5) 이 용면에서 보면 電源周波數 보다 낮은 周波數의 單相 및 3相 出力을 브러시의 數 및 位置를 바꾸므로써 손쉽게 얻을 수 있다. 入力을 3相 電源 대신 單相電源에 연결하면 出力波形的 脈動率이 커지나 동작은 여전하다. 또한 distributor를 정지시키면 直流出力을 얻을 수 있어 3相 電源 또는 單相電源으로 부터 單相, 3相, 直流出力을 얻을 수 있어 多目的으로 이용 가능하다.

(6) 실험 결과로서 出力波형은 그림 16 및 17과 같이 완전히 이론적인 波형인 그림 7, 8과 부합되며 static switch도 완벽하게 동작하므로 distributor에서 전혀 불꽃 현상을 볼 수 없었다.

(7) 誘導負荷인 경우 filter capacitor가 필요하며 filter capacitor없이 동작시키려면 free wheeling diode등 逆起電力에 대한 대책이 필요하다.

이상과 같은 사항으로 보아 (2) 및 (3)項의 결점도 있으나 信賴性있는 交流電動機 低速度 制御用 기타 低周波 負荷用 電源으로 이용 가능한 것으로 본다.

參 考 文 獻

- 1) N.W. Maphan: The classification of SCR inverter circuits, IEEE convention. 1964~3.
- 2) Stuart D.T. Robertson: A variable low frequency inverter using thyristor. IEEE Trans. Vol. IGA-4 No.5 Sept./Oct. 1968.
- 3) Thomas. A. Lipo: Stability analysis of a

- rectifier-inverter induction motor drive. IEEE Trans. Vol. pas-88, No.1 Jan. pp.55~66 1969.
- 4) W. Mc Murray and D.P. Shattuck: A silicon controlled rectifier inverter with improved commutation. AIEE. Trans. Vol.80. Part I, 1961, pp.531~42.
- 5) Walter Slabiak and Louis J. Lawson: Precise control of a three-phase squirrel-cage induction motor using a practical cycloconverter. AIEE Trans. Vol. IG-2 No. 4, pp.274~280 July/August 1966.
- 6) B.R. Pelly: Thyristor phase-controlled converters and cycloconverters. John Wiley. 1970.
- 7) Carmelo J. Amato: An A.C. equivalent circuit for a cycloconverter. AIEE. Trans. Vol. IGA-2, No.5 pp.358~62. Sept./Oct. 1966.
- 8) J.J. Bates: Thyristor-assisted commutation in electrical machines. Proceedings IEE. Vol. 115 No.6 June 1968.
- 9) J.J. Bates: Contact problems in machines using thyristor-assisted commutation. Proceedings IEE. Vol. 117 No. 2 Feb. 1970.
- 10) Silicon controlled rectifier manual. Chapter 4. General electric company, 1967.
- 11) Silicon controlled rectifier manual. Chapter 9. General electric company, 1967.
- 12) Thyristoren in der Technischen Anwendung. Siemens. Aktiengesellschaft. 1967.
- 13) B.D. Bedford and R.G. Hoft: Principles of inverter circuits. Chapt. 9 Wiley 1964.
- 14) R.R. Ott: A filter for silicon-controlled rectifier commutation and harmonic attenuation in high-power inverters. IEEE trans. Comm. and electronics. May, 1963, pp.259~262.

附 錄

Fig. 13의 graph는 다음에 添付한 data 값이다. 여기서

BN : 相電壓      AN : 線間電壓      N : 高調波의 次數

WHEN DEG. =5						
N	1	3	5	7	9	11
AN	1.76375	0.0	0.51611	0.11810	0.0	0.29286
BN	1.01830	-0.00000	-0.29798	-0.06819	0.00000	0.16909
WHEN DEG. =10						
N	1	3	5	7	9	11
AN	1.61428	0.0	0.62579	-0.04756	0.0	0.34592
BN	0.93201	-0.00000	-0.36130	0.02746	0.00000	0.19972
WHEN DEG. =15						
N	1	3	5	7	9	11
AN	1.46174	0.0	0.70579	-0.20882	0.0	0.32081
BN	0.84394	-0.00000	-0.40749	0.12056	0.00000	0.18522
WHEN DEG. =20						
N	1	3	5	7	9	11
AN	1.30642	0.0	0.75234	-0.35076	0.0	0.22320
BN	0.75426	-0.00000	-0.43436	0.20251	-0.00000	0.12887
WHEN DEG. =25						
N	1	3	5	7	9	11
AN	1.14861	0.0	0.76321	-0.4622	0.0	0.07516
BN	0.66315	-0.00000	-0.44064	0.26571	-0.00000	0.04339
WHEN DEG. =30						
N	1	3	5	7	9	11
AN	0.98862	0.0	0.73791	-0.52708	0.0	-0.08987
BN	0.57078	-0.00000	-0.42603	0.31475	-0.00000	-0.05189
WHEN DEG. =35						
N	1	3	5	7	9	11
AN	0.77329	0.0	0.67762	-0.51277	0.0	-0.23460
BN	0.38295	-0.00000	-0.39123	0.29605	-0.00000	-0.13544
WHEN DEG. =40						
N	1	3	5	7	9	11
AN	0.66329	0.0	0.58521	-0.43292	0.0	-0.32630
BN	0.38295	-0.00000	-0.33787	0.24994	-0.00000	-0.18839
WHEN DEG. =45						
N	1	3	5	7	9	11
AN	0.49857	0.0	0.46506	-0.31299	0.0	-0.34427
BN	0.28785	-0.00000	-0.26850	0.18070	-0.00000	-0.19877
WHEN DDG. =50						
N	1	3	5	7	9	11
AN	0.33291	0.0	0.32286	-0.16409	0.0	-0.28445
BN	0.19221	-0.00000	-0.18640	0.09474	-0.00000	-0.16423
WHEN DEG. =55						
N	1	3	5	7	9	11
AN	0.16661	0.0	0.16535	-0.16409	0.0	-0.16034
BN	0.09619	-0.00000	-0.09546	0.09474	-0.00000	-0.09257