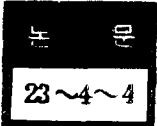


Diode-Bridge方式 3相 Thyristor 順逆電力 變換裝置의 開發에 관한 研究



A Study on the Three-Phase Bridge type Converter Furnished Diode-Bridge Circuits

김 철 우
(Cheul U Kim)

Abstract

This paper is to study on the pilot work of bi-directional S.C.R. power converter adopted by the method of diode-bridge type circuit.

This apparatus acts as a converter when it is used in converting 3-phase a.c source to d.c output, and it can be used as an inverter which recovering surplus d.c power to a.c source when d.c load become active to cause the induced voltage higher than the presetted point of d.c output voltage. At the same time, its d.c voltage varies continuously in the presetted range of positive and/or negative polarity.

As a result of test, the AC/DC bi-directional power converter represents maximum converting efficiency of 91% and power factor of 0.98.

Furthermore, this converter also can be applied as a cycleconverter by varying the period of gate triggering signal.

1. 序 論

보통의 3상 Thyristor Bridge Converter에서는 負荷狀態에 따라서 自然轉流가 되지 않는 경우가 있어 強制轉流方式을 채택하는 경우가 많다.^{1,2,3)} 한편 直列 Diode方式 Thyristor Bridge^{4,5)}로서 自然轉流가 不可能한 범위를 완화하는 방법도 있다. 이는 부하의 力率이 낮은 범위에서는 無效전력이 回生되어 自然轉流를 방해하는 현상으로, 이 때문에 整流用 Condenser와 Inductance를 이용하나 C와 L의 적정치 설계가 문제시 되어있다.

本論文에서는 이러한 3상 Thyristor Bridge 회로의 電力變換特性을 可逆形式으로 하면 轉流特性을 개선할 수 있고 또한 直流側電壓極性を 연속적으로 反轉시킬 수 있는 전력변환장치에 대하여 연구 고찰했다.

이러한 Diode-Bridge 방식은 단상의 경우 新谷⁶⁾가 提案한 바 있으나, 本論文에서는 3상회로에의 확장으로

경희원 : 부산대학교 공과대학 전기과

그 回路구성방식, Gate점호방식, 실험결과 등에 관해서 서술했다.

본변환장치는 Diode-Bridge, Thyristor, 轉流用 콘덴서와 相互인덕턴스로 구성되는 6개의 Block Element로 만들어지며, 이들 요소는 強制轉流되는 電子스위치로서 동작해서 gate의 制御信號에 의하여 積류측 단자에 正負의 설정범위에 걸쳐서 正負극성의 積류가 변출력을 공급할 수 있고, 또 주어진 點弧角에서 負荷側이 能動으로 되면 자동적으로 잉여전력이 교류측으로 回生되는 靜止型 順逆電力變換器이다.

2. 順逆變換회로의 構成과 動作

2-1 회로의 動作原理

본회로의 동작은 원리적으로 그림 1과 같이 交流電源電流를 on-off하는 스위치로 설명할 수 있다.

그림(a)에서 3상교류가 2組의 로-터리스위치로 on-off되며, 그들의 회전속도는 교류전원에 同期시켜 둔다. 可動電極 X, Y가 積류단자가 된다. 여기서 이들

換動作時의 直流出力電壓波形은 3相全波位相制御波로 된다.

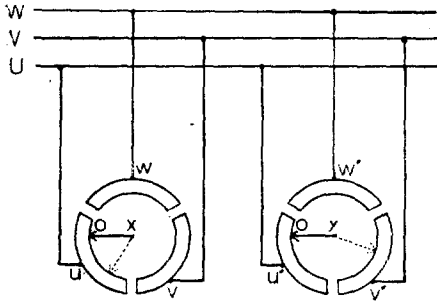


그림 1. 동작원리도
Fig. 1. Schematic principal Diagram of Inverter circuits

전극의 初位置와 교류전원과의 위상관계를 변화시킴으로서 可變出力을 얻을 수 있다. 즉 전극의 위치가 $OX, O'Y$ 와 같이 같은 相의 동일 위치로부터 동기속도로 회전하면, 그 直流出力은 작이고, 전극이 서로 다른 위치에서 출발하여 회전케 되면, 그 점점의 위치차와 교류전압의 位相에서 본 初位置에 의해서 변화하는 직류출력을 전극 X, Y 로부터 얻을 수가 있다. 그러나, 부하측이 能動負荷(active Load)로 되어 그 단자전압이 위의 가변직류출력전압보다 높게 되면, 接點電流는 逆流하게 되어 電力을 교류측으로 되돌려 回生시킬 수 있게 된다.

즉 이 경우는 逆變換器로서 동작한다.

이러한 S.C.R.을 이용한 3相順逆電力變換은 두개의 변환부를 逆並列접속하여 필요에 따라서 한 쪽은 順變換器로서 다른 한 쪽은 逆變換器로서 동작시키는 방법이 있으나, S.C.R.의 사용수가 증가 하고gate회로 구성이 복잡하게 된다. 따라서 本論文에서는 그림1의 (b)와 같이 다이오드-브리지를 이용하여 동일한 S.C.R.을 순방향 및 역방향에 공용함으로써 S.C.R.의 사용수와 gate회로를 간단화 할 수 있는 것이 특징이다.

2-2 回路構成과 動作

이 變換回路는 그림 1의 각 接點대신, 다이오드-브리지(Diode-bridge), S.C.R., 轉流(Commutation)용 콘덴서 및 相互인덕턴스로 이루어지는 6개의 Block element로 그림 (2)와 같이 구성된다.

여기서, 다이오드-브리지 방식을 채택하였기 때문에 S.C.R.가 交直양쪽으로 통하는 스위치로서도 동작케 되고 또 출력단자 X, Y 로부터 正負의 반대극성인 직류출력이 얻어지게 된다. 이 회로는 轉流用 상호인덕턴스가 3개씩 같은 磁心에 감겨 있기 때문에 3개의 S.C.R.중 어느 하나만 導通하면 다른 2개는 強制消弧된다. 順變

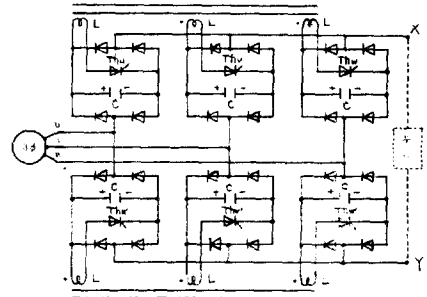


그림 2. 다이오드-브리지를 가진 3相브리지·콘버터 回路의 構成圖
Fig. 2. Three-phase converter circuit having diode-bridges

이 變換回路의 동작을 그림 3의 (E)에서 설명한다. 交流相電壓의 크기가 같게 되는 時刻를 순서대로 I, II, ……IV,라 하고, 時刻 I, III, V,에서는 그림 2의 上半部 S.C.R. $Thu, Thv, Thw,$ 의 gate에, 時刻 II, IV, VI에서는 下半部 S.C.R. Thw', Thu', Thv' 의 gate에 Trigger信號가 각각 주어진다. 변압기의 중성점에 대한 各相電壓 $e_u, e_v, e_w,$ 를 $E_y,$ 線間電壓을 E 라 하면 turn-off된 S.C.R.의 arm에 있는 콘덴서 C는 그림 2에 표시한 극성으로 $\sqrt{2} \cdot E_L [v]$ 로 충전하게 된다. 時刻 I에서 Thu 가 導通게시하면 Cu 에 축전된 電荷는 $Cu \rightarrow L \rightarrow Thu$ 를 통해 放電케 되고, 轉流用인덕턴스에 의해 Thv 및 지금까지 導通하고 있던 Thw 의 anode에는 最大値 $-\sqrt{2} E_L$ 의 펄스(pulse) 電壓이 인가되어 消弧되기 때문에 負荷電流는 Thw 로부터 Thu 에 轉流된다. 時刻 II에서 하반부의 Thv' 에서 Thw' 로 轉流되게끔 된다. 따라서, u 相의 上半부 S.C.R.가 電氣角 120° 導通하는 사이에 v, w 相의 하반부 S.C.R.는 각각 60° 씩 導通하게 된다. 이와같은 轉流動作이 交流電壓의 相順대로 행해진다.

2-3 Gate點弧方式

本變換回路의 gate點弧方式은 同位相零出力方式(In phase-zero output triggering Method)과 180° 位相零出力方式(180° phase-zero output triggering method)의 두가지 경우가 적합하다고 본다.

(1) 同位相零出力方式

이 방식은 그림 3의 (A)와 같이 直流出力電壓이 零일 때는 上·下半部의 대응하는 한쌍의 요소 예를들면, Thu 와 Thu' 가, 같은 位相에서 點弧되며, 上·下半部

의 S.C.R.의 gate신호가 동일한 電氣角을 가지고 직류출력전압이 零일 때를 기준하여 前後 方向으로 180°까지 移相시키므로서 可變直流出力을 얻는 방식이다. 이 방식은 직류출력전압이 零일 때 맥동(ripple)이 없으며, 어느 期間[(B)의 $t_1 \sim t_2$ 사이와 같이] 直流通路는 交流電源側을 거치지 않고 短絡된다.

(2) 180°位相零出力方式

이 방식은 그림 3의 (C)와 같이 직류출력전압이 零일 때 上·下半部의 대응하는 한쌍의 요소가 180°의 위상차를 갖고 각각 點弧되어, 一定電氣角을 갖고 같은 方向으로 180°까지 移相되는 방식이다. 이 방식은 직류출력전압이 零일 때 맥동(ripple)이 있고 같은相에 접속된 한쌍의 요소가 短絡되는 期間은 없다.

本變換裝置에서는 前者 (1)의 方式과 같은 gate회로를 구성했다.

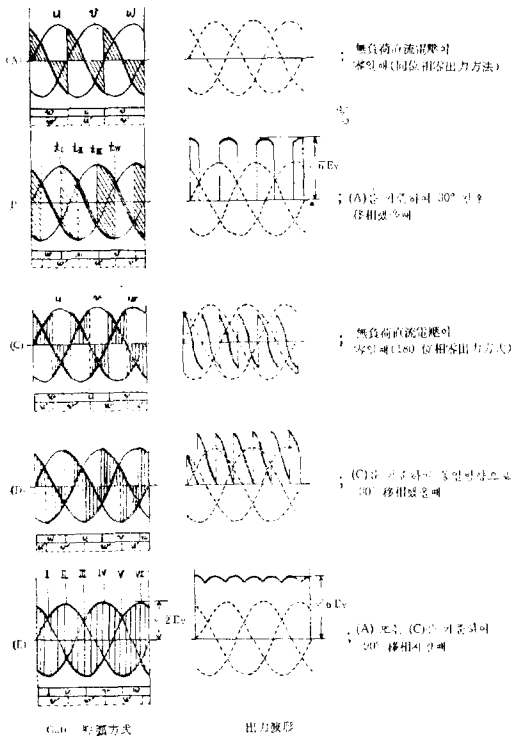


그림 3. Gate點弧方式에 따른 出力波형
Fig. 3. Out put wave-forms according to Triggering method.

그림 3의 (A)를 기준하여, 상반부와 하반부 S.C.R.의 gate신호를 (B)와 반대방향으로 이동시키면, 크기는 같고 극성이 반대인 직류출력이 얻어진다.

2~4 轉流動作의 解析

轉流動作을 해석키 위하여 다음과 같은 假定을 설정

한다.

- 1) 交流電壓은 정현파이고 3상평형이다.
- 2) S.C.R와 브리지·다이오드는 理想的이다.
- 3) 變壓器의 勵磁電流와 임피던스는 무시한다.
- 4) 直流通路는 맥동(ripple)이 없고, 일정하다.
- 5) S.C.R의 turn·off시간은 L, C의 時定數보다 짧다.

그림 3의 (E)에서 時刻 I를 轉流 상 t_1 이라 두면, t_1 이전에는 Thw와 Thv'가 導通하고 있으나, 그 후 Thu에 轉流된다고 하면 轉流動作은 다음과 같이 解析할 수 있다.

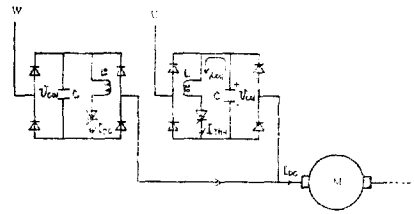


그림 4. 轉流動作
Fig. 4. Commutation process

i) 時刻 t_1 에서 Thu에 트리거(Trigger) 신호를 주면, Thu의 arm에 있는 콘덴서 C의 電壓($=\sqrt{2}E_V$)이 전원전압($=\sqrt{2}E_V \sin \frac{T}{6}$)보다 높기 때문에, 콘덴서 電壓이 放電해서 u相의 전원전압과 같게 되는 時刻 t_2 까지는 負荷電流가 Thu에 轉流되지 않고 Thu에 흐르는 電流는 콘덴서의 放電電流 i_{cu} , 즉

$$i) \quad i_{cu} = \sqrt{2} E_V \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \frac{t}{\sqrt{LC}} \dots \dots \dots (1)$$

가 흐른다.

ii) 그 때 Thu의 콘덴서 電壓은

$$v_{cu} = \sqrt{2} E_V \cos \omega_0 t \dots \dots \dots (2)$$

$$\text{단, } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

이다. Thu의 交流相電壓은 $\sqrt{2} E_V \sin \omega t$ 이므로

$$\sqrt{2} E_V \cos \omega_0 t_2 = \sqrt{2} E_V \sin \omega t_2 \dots \dots \dots (3)$$

을 만족하는 時間 t_2 가 구해진다.

iii) $t_1 \sim t_1'$ 의 사이에 Thw가 완전히 turn·off되기 때문에 Thw에 흐르던 負荷電流 I_{DC} 는 Thw arm의 콘덴서를 통해서 t_2 까지 흘러서, 콘덴서는

$$v_{cw} = \frac{I_{DC}}{C} (t_2 - t_1) \dots \dots \dots (4)$$

까지 충전하게 된다.

iv) 時刻 t_2 에 도달한 후에, 負荷電流 I_{DC} 는 완전히 Thu에 轉流되며, Thw의 arm에 있는 콘덴서는 電源 電壓과 더불어 다시 $\sqrt{2} E_V [V]$ 까지 充電된다.

그림 5에 轉流中の 各部電壓·電流波형을 표시했다.

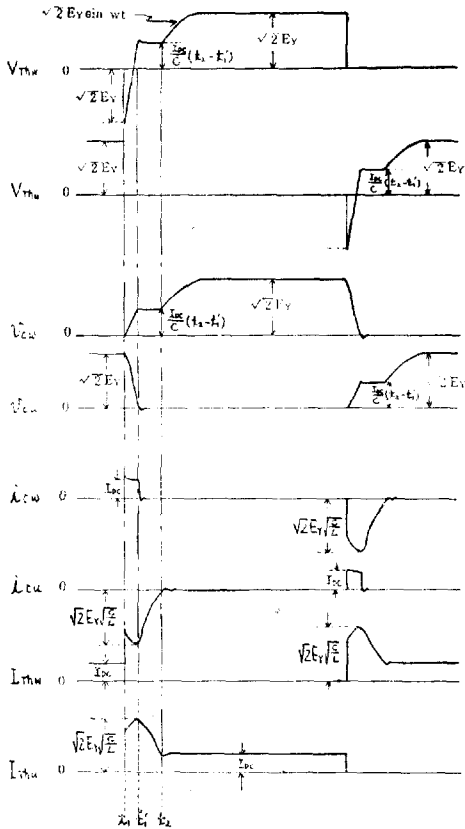


그림 5. 轉流中의 各部電壓·電流
Fig. 5. Voltage & current wave forms during commutation

2-5. 轉流回路의 L, C選定

轉流動作은 負荷電流의 최대치와 轉流時點의 瞬時交

流電壓의 최대치까지 생각하면 가장 가혹한 조건이다. 따라서 L, C의 선정에 있어서 고려할 사항은

- a) 轉流에너지는 콘덴서에 蓄積된 電荷에 의하므로 負荷電流의 最大値를 고려하여 導通中의 S.C.R를 turn-off시킬 수 있는 충분한 容量일 것.
- b) S.C.R의 turn-off時間보다 L, C의 진동時定數가 길도록 $[(t_2 - t_1) \geq t_{off}]$ L, C를 선정할 것.
- c) S.C.R의 導通개시 후 負荷電流가 L와 S.C.R를 通해서 흐를 때의 電流上昇率, $dI_{DC}/dt = \sqrt{2} E_v / L$ 가 사용 S.C.R의 定格値를 넘지 않도록 L를 선정할 것.
- d) turn-off되는 arm의 콘덴서 C가 $t_{off} \sim t_2$ 사이에 負荷電流 I_{DC} 로 充電될 때의 電壓上昇率 $dv/dt = I_{DC}/C$ 이 S.C.R의 定格値를 넘지 않도록 C를 선정할 것.

그러나, 과도한 C의 선정은 轉流에너지의 축積을 증대시켜 變換回路의 효율을 나빠지게 한다.

본 變換회로에서는 McMurry⁷⁾의 式을 적용해서 L와 C의 값을 선정해 보았다.

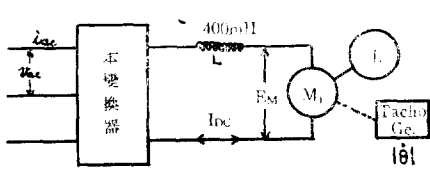
즉, $C = \frac{t_{off} \cdot I_{00}}{0.425 \cdot E}$ (5)

$L = \frac{t_{off} \cdot E}{0.425 \cdot I_{00}}$ (6)

- 단, t_{off} : S.C.K의 turn-off시간
- I_{00} : 負荷電流의 최대치
- E: 轉流콘덴서의 최대 충전전압

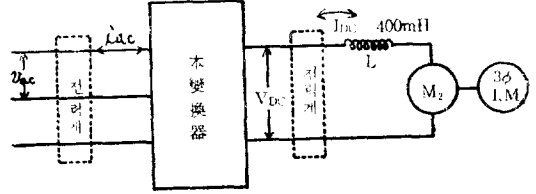
3. 實驗結果

이상과 같은 本變換裝置에 대하여 그림 6의 (A)와 같이 결선하여 他勵分권전동기의 應答를 조사하였다. 그리고, 그림 6의 (B)와 같이 변환기의 출력단자에 직류기를 접속하여 順變換器로 동작할 때는 전동기로서 逆變換器로서 동작할 때는 발전기로 동작시켜 이 변환장치의 特長을 실험조사 했다.



(A)

M₁: 100V, 1.2A, 120W, 5,000r.p.m 他勵分卷連續
L: 13, 120g-cm²



(B)

M₂: 100V, 4.0A, 1,500r.p.m 他勵分卷, 連續
I.M: 0.75kw, Rotor-C, 200V, 50 ω , 3.5A, 1,430 r.p.m
M₂를 발전기로 사용하여 本變換器를 逆變換운전시킬때의 M₂驅動用 電동기임.

그림 6. 실험결선도
Fig. 6. Connection diagram for experiments

3-1 他勵分卷電動機負荷의 應答

制御信號로서 0.015[Hz]의 交番삼각파를 넣어 S.C.R의 gate 신호를 조절시켜 직류측전압을 전동기의 정격치까지 正·負의 범위로 변화시킨 결과 他勵分卷電動機負荷에서의 諸特性과도응답은 그림 7과 같이 9초 사이에 이루어졌다. 이를 각 특성치에 대해서 좀 더 자세히 설명하면 다음과 같다.

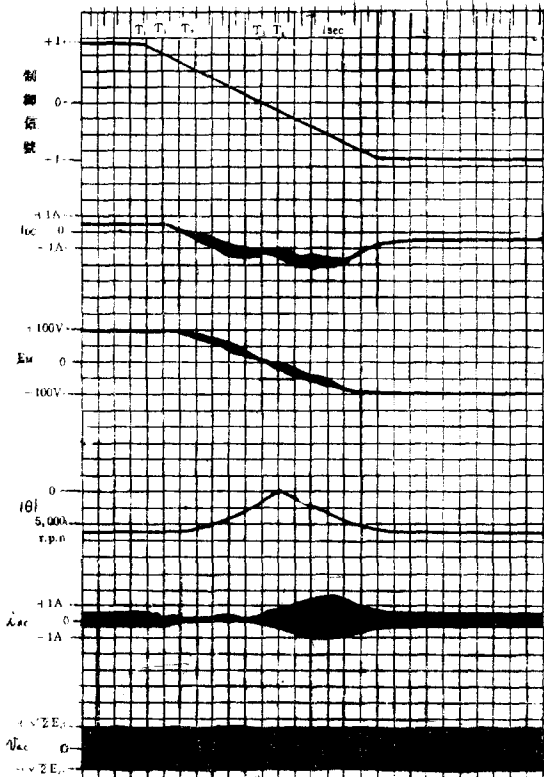


그림 7. 直流電動機負荷의 可逆極性應答과 各部波形 그래프

Fig. 7. A polarity response of the converter and its waveforms for d.c. motor

그림 7에서 시작 T_0 까지는 전동기는 정방향의 正常運轉狀態이다.

a) $T_0 \sim T_1$ 사이에서 制御信號가 감소해 順變換出力은 감소하나, 電機子와 負荷의 慣性 Moment J에 의해 전동기의 회전속도 θ 誘起起電力 E_M , 및 전동기 전류 I_{DC} 의 변화는 시간늦음이 있다.

b) T_1 부터 θ , E_M , I_{DC} 등은 감소한다.

c) $T_2 \sim T_3$ 사이에서 E_M 가 變換器의 出力보다 높기 때문에 전동기에서 交流側으로 電力이 回生된다. 즉 역 변환기로서의 동작이 행해진다.

d) T_3 에서 전동기는 反轉하여 역회전하려하나 a)에서와 같은 시간늦음이 있기 때문에 T_4 에서 θ 는 零으로 되고, T_4 이후부터 逆方向으로 가속되어 다시 逆方向정

상운전상태로 된다.

3-2 出力特性

무부하직류출력전압을 파라메타(parameter)로 한 이 변환장치의 출력특성을 그림 8에 표시했다.

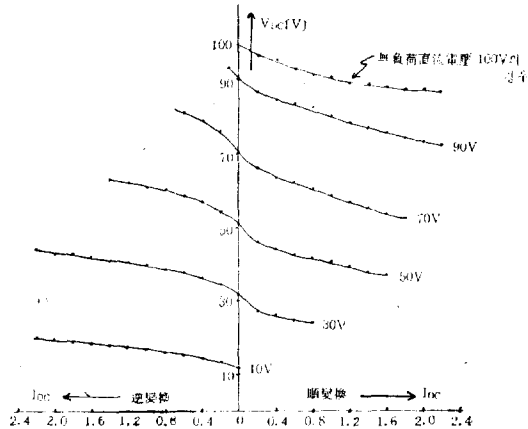


그림 8. 本電力變換裝置의 出力特性
Fig. 8. Output characteristics of the bi-directional power converter

3-3 効率特性

무부하직류출력전압을 파라메타로 한 効率曲線은 그림 9와 같다. 여기서 効율은 다음과 같은 값을 말한다.

$$\eta_c = \frac{W_{DC}}{W_{AC1} + W_{AC2}} \times 100[\%]; \text{ 順變換時}$$

$$\eta_i = \frac{W_{AC1} + W_{AC2}}{W_{DC}} \times 100[\%]; \text{ 逆變換時}$$

W_{DC} : 직류측단자에서 측정된 직류전력
 $W_{AC1} + W_{AC2}$: 2전력계법에 의한 교류전력

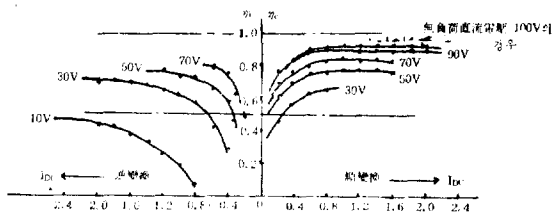


그림 9. 効率曲線
Fig. 9. Efficiency curve

3-4 力率特性

무부하직류출력전압을 파라메타로 한 교류측의 역율곡선을 그림 10에 표시했다. 여기서 역율은

$$P.F. = \frac{W_{AC1} + W_{AC2}}{\sqrt{3} E_{\Delta} I_{ac}}$$

E_{Δ} : 교류선간전압

I_{ac} : 교류선전류

$(W_{AC1} + W_{AC2})$: 2전력계법에 의한 교류전력

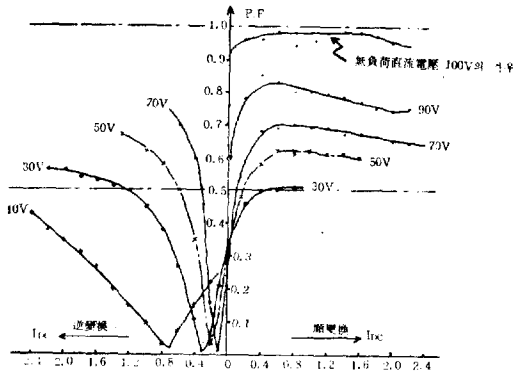


그림 10. 力率曲線
Fig. 10. Power factor curve

4. 考 察

1) 그림 7의 구간 $T_2 \sim T_3$ 에서 보는 바와 같이 본 변환장치는 順逆電力變換이 원활하게 이룩되며, gate 신호를 변화시킴에 따라서 동일단자에서 正·負의 범위에 걸친 가변출력이 얻어졌다.

2) 효율은 順變換쪽이 逆變換쪽보다 양호하며 무부하직류전압이 낮을수록 나빠다. 이것은 變換部가 정상적으로 동작키 위해 필요한 내부 에너지 (轉流콘덴서 및 직류손실 등)의 비율이 증가하기 때문이다.

3) 力率曲線에서 무부하출력전압이 낮을수록 역율이 나빠짐은 교류전류는 奇數高調波成分을 포함하므로 制御角이 커질수록 그 等價기본파전류와의 위상차가 커지기 때문이다.

또, 무부하직류전압이 낮을수록 最低力率點이 왼쪽으로 옮겨지는 것은 이 變換器가 정상적으로 順逆變換動作을 하기 위해서 轉流回路에 일정량의 축적에너지를 필요로 한다. 따라서, 最低力率點에서는 交流와 直流양쪽에서 변환기에 에너지가 공급되며, 무부하출력전압이 낮을수록 직류측에서의 공급이 증가하고 교류측의 電流는 轉流콘덴서에 흐르는 電流이기 때문이다.

4) 本變換裝置에서 主電源回路과 트리거(Trigger)회로의 전원을 분리했음에도 불구하고 主電源에서 발생하는 펄스(pulse)狀의 電壓 電流때문에 트리거回路에는 잡음(noise)의 영향이 커서 트리거回路部分을 완전히 차폐할 필요가 있었다.

5) 본 변환장치는 교류측과 직류측에 과전류보호장치가 필요했다. 직류측은 설정전류치를 넘으면 電機子에 직접저항을 자동적으로 삼입케 했으며, 교류측은 S.C.R素子の 보호를 위해서 특히 고속차단을 요구했다. 따라서 교류측의 과전류 차단후에는 교류상전압이 零點을 통과하는 時點에서만 재투입되게끔 할 필요가 있었다.

5. 結 論

本論文에서는 6개의 S.C.R와 轉流要素를 사용한 強制轉流方式에 의해 동작하는 새로운 3相順逆電力變換回路의 試作에 關해서 그 회로구성방법, gate點弧方式, 실험결과등을 연구했다. 본 변환장치는 直流出力電壓이 平滑하게 正·負의 설정범위에 걸쳐 변환하며, 順逆變換動作이 원활히 행해졌고, 최고변환효율이 91[%], 교류측최고효율은 98[%]정도 였다.

그러나, 이 변환회로의 완전한 동작해석, 轉流回路의 L, C선정 및 交直양측에 맥동을 포함하는 電流가 흐를때 고장전류의 설정한계치를 어느 정도 定할 것인가 등에 대한 것은 부하조건에 따라 다를 것이므로 일반적 설계기준의 연구가 남아 있다.

본 변환장치는 電氣鐵道, 운반용電動機등의 전력회생을 요하는 장치 뿐만 아니고, gate點弧信號의 주기를 교류전원과 相違시킴으로서 주파수변환기로서도 사용가능한 다목적전력변환장치로 응용됨이 기대된다.

끝으로 本論文을 직접 지도하여 주신 日本의 國立電氣通信大學 電子工學科 制御研究室 遠藤耕喜教授와 新谷治先 教授께 심심한 謝意를 표하는 바이다.

參 考 文 獻

- 1) Kaiman R. Jordan, S.B. Dewan, G.R., Slemon; "General Analysis of Three-Phase Inverters". IEEE Trans, I-G-A, Vol. IGA-5, No.6, pp.672-679, 1969.
- 2) H.H. HO, "Generalised Principle of Operation of 3-phase Thyristor Inverter" Proc. IEE, Vol. 117, No.7, pp.1333-1336, 1970.
- 3) K.R. Jordan; "Modes of Operation of Three-Phase Inverters". IEEE. Trans. I-G-A, Vol. IGA-5, No.6, pp.680-685, 1969.
- 4) S. Iida, "Characteristics of Single-Phase Bridge-Type SCR Inverter circuit Having Series Diodes." J.I.E.E.J. Vol. 90, No.8, pp. 1548-1557, 1970.
- 5) H.Kazuno, "Commutation of the 3 Phase Thyristor Bridge Furnished with Commutating Capacitors and Series Diodes." J.I.E.E.J., Vol. 90, No. 10, pp.1960-1969, 1970.
- 6) H.O.Shintani; "可逆整流による直流電動機의速度制御回路", 昭和 45年 電氣四學會連合大會論文集 No.661, 1970.
- 7) S.B. Dewan, David L.Duff; "Optimum Design of an Input-Commutated Inverter for AC Motor Control." IEEE Trans. on I-G-A, Vol. IGA-5, No.6, pp. 669-705, 1969.
- 8) B.D. Bedford and R.G. Hoft, Principles of Inverter Circuits. New York: Wiley, 1964.