

Thyristor를 이용한 Phase Shift에 관한 研究

論 文
27~6~4

A Study on the Phase Shift with the Thyristors Utilized

朴 旻 鎬* 金 旻 洙**
(Min Ho Park, Min Soo Kim)

Abstract

To convert into multiphase from single phase are often necessary for industry field. In order to convert of phase, phase shifted voltages are first buileded by single phase and then must combine with these voltages adequately.

This paper aims at the description of the way of phase shift by means of turning on or turning off through natural commutation and forced commutation methods with firing angle of thyristor paying a role of switching controlled adequately.

Experimental result of the Phase Shift with the Thyristors Utilized has been turned out to shift the phase to 60°, 90°, 120°, and other angles.

1. 序 論

單相電源에서 2相電壓 또는 3相電壓이 必要할 때가 많다. 그래서 종전에는 인덕턴스 L , 캐퍼시턴스 C 의 조합으로 된 回路에서 必要한 相數의 電壓을 얻는다. 예를 들어 單相에서 2相을 만드는데는 1相은 電源에 對하여 90°, 또 單相에서 3相을 만들 때에는 1相은 電源에 對하여 120°, 나머지 1相은 240°로 位相變位가 된 것을 要求한다.¹⁻²⁾

最近에 싸이리스터의 開發과 더불어 交流電壓의 位相制御 및 周波數變換 등의 研究가 活發히 이루어지고 있다. 本研究는 싸이리스터를 利用한 電壓位相變位에 對한 것으로 센터탭(center tap) 電源型回路³⁾를 構成하고 스위칭 役割을 하는 싸이리스터의 點弧角을 調整하여 必要한 角度에서 터언·온시키고, 또 自然轉流 및 強制轉流를 結合하여 터언·오프시켜서 基本波交流에 對하여 60°, 90° 및 120°로 位相을 變位시키는 問題를 取扱하였으며 그 結果를 다음과 같이 記述한다.

2. Phase Shift 概念

그림 1(a)는 센터탭 電源型의 두 單相全波整流回路이

*正會員: 서울대 工大教授·工博(當學會 調査理事)

**正會員: 京畿工專 電氣科教授

接受日字: 1978年 9月 22日

다. 只今 싸이리스터 Th_1 을 角 α_{+1} 에서 터언·온시키고 π 에서 터언·오프시키면 bb' 의 端子에는 그림 1(c)의 mode I과 같은 電壓波形이 나타난다.

그리고 π_{+1} 에서 電源의 極性이 反對로 되는데 이 때 Th_2 를 터언·온시키고 $\pi+\alpha$ 에서 터언·오프시키면 mode II가 이루어진다.

또 $\pi+\alpha_{+1}$ 에서 Th_3 를 터언·온시키고 2π 에서 터언 오프시키면 mode III을 形成한다.

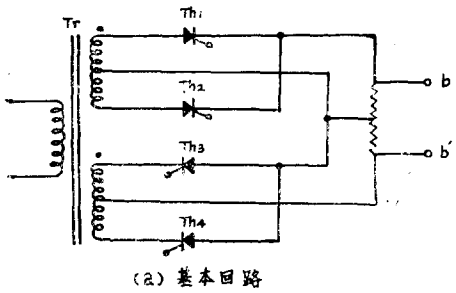
한편 $2\pi_{+1}$ 에서 電源電壓의 極性은 다시 反對로 되어 元來의 極性으로 되는데 이 때 터언·온시키고 $2\pi+\alpha$ 에서 터언·오프시키면 mode IV가 形成되어 bb' 端子에는 基本波電壓보다 α° 의 位相이 뒤떨어진 交流電壓이 나타난다.

3. 回路構成

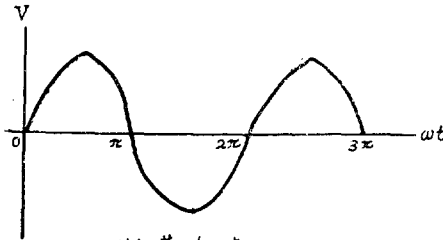
1) 主回路

主回路는 그림 2 (a)와 같이 基本回路와 轉流回路로 構成되었으며 이들 싸이리스터의 터언·온에는 全波 및 半波의 트리거 펄스(trigger pulse)를 쓰고 터언·오프에는 自然轉流 및 強制轉流 方法을 利用하였다.³⁻⁵⁾

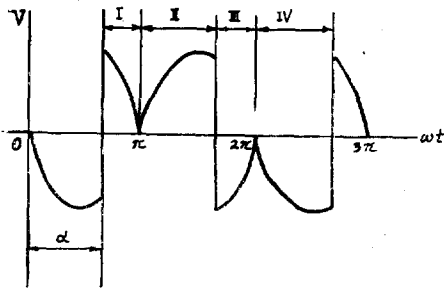
各 싸이리스터의 게이트와 트리거 펄스 回路의 結合은 그림 2 (b)와 같으며 負荷端子 bb' 의 電壓波形은



(a) 基本回路

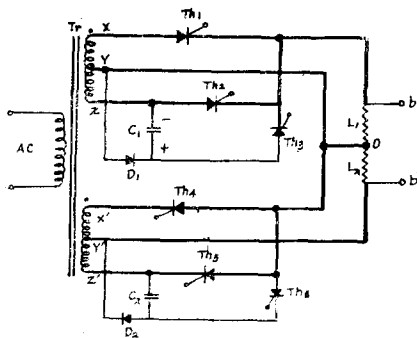


(b) 基本波

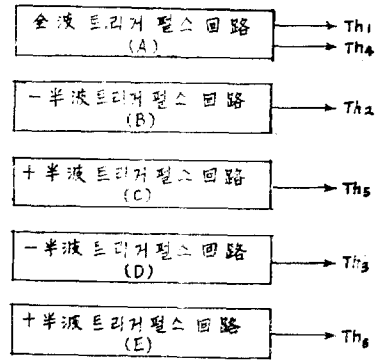


(c) d^* 遷延波

그림 1. Phase Shifter의 基本回路 및 電壓波形
Fig 1 Fundamental circuit of phase shifter and voltage wave.



(a) Power circuit



(b) Pulse trigger circuit

그림 2. 主回路 및 펄스트리거 회로의 결합
Fig 2. Coupling of main and pulse trigger circuits.

그림 1 (c)와 같다.

主回路的 動作過程은 다음과 같다.

① 制脚角 α 에서 싸이스터 Th_1 을 트리거 펄스 회로 (A)에 의하여 터연·온시키면 L_1 에서 $b0$ 의 방향으로 電流가 흐르기 시작하며 π 에서 電源電壓이 영이 되면 Th_1 은 自然消弧되어 負荷 bb' 에는 그림 1 (c)의 mode I의 電壓이 나타난다.

② 콘덴서 C_1 에는 角 0_{+1} 에서 π_{-1} 사이에 다이오우드 D_1 이 順方向이므로 YZ 兩端의 電壓에 依하여 그림 2 (a)와 같은 極性의 電荷가 充電된다.

③ π_{+1} 에서 電源電壓의 極性은 反對로 되며, 이 때 Th_2 를 트리거 펄스 회로 (B)에 의하여 터연·온시키면 L_1 에는 $b0$ 의 방향으로 電流가 흐르게 되는데 $\pi + \alpha$ 에서 Th_3 를 트리거 펄스 회로 (D)에 의하여 터연·온시키면 C_1 에 充電되었던 電荷로 말미암아 Th_2 에 逆電壓이 印加되므로 Th_2 는 強制消弧되어 bb' 端子에는 그림 1 (c)의 mode II의 電壓이 나타난다.

④ $\pi + \alpha_{+1}$ 에서 Th_4 를 트리거 펄스 회로 (A)에 의하여 터연·온시키면 L_2 에는 $b'0$ 의 방향으로 電流가 흐르기 시작하며 2π 에서 電源電壓은 영이 되므로 Th_4 는 自然消弧되어 bb' 의 端子에는 그림 1 (c)의 mode III의 電壓이 나타난다.

⑤ 콘덴서 C_2 에는 π_{+1} 에서 $2\pi_{-1}$ 사이에 다이오우드 D_2 가 順方向이므로 $Y'Z'$ 端子電壓에 依하여 그림 2 (a)와 같은 極性의 電荷가 充電된다.

⑥ $2\pi_{+1}$ 에서 電源電壓의 極性은 다시 反對로 되는데 이 때 Th_5 를 트리거 펄스 회로 (C)로 터연·온시키면 L_2 에는 $b'0$ 의 방향으로 電流가 흐르기 시작하고 $2\pi + \alpha$ 에서 Th_6 을 트리거 펄스 회로 (E)에 의하여 터연·온시키면 C_2 에 充電되었던 電荷로 因하여 Th_5 에 逆電壓

이 印加되어 Th_5 는 強制消弧된다. 그러므로 이 期間 中에는 bb' 의 端子에 그림 1 (c)의 mode IV의 電壓이 나타난다.

이와 같이 하여 bb' 端子에는 그림 1 (c)와 같이 基本波交流보다 α° 뒤떨어진 交流電壓이 생기게 된다.

2) 트리거 펄스 回路

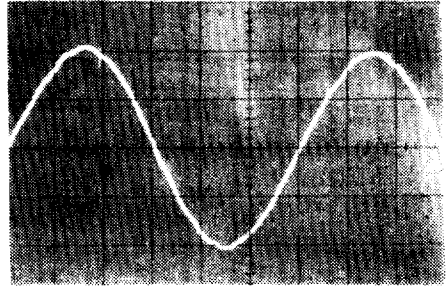
本 實驗에 使用한 트리거 펄스 發生回路는 主로 UJT 素子를 利用하였다.

싸이리스터 Th_1 과 Th_4 의 게이트 回路에는 그림 3 (a)와 같이 全波 트리거 펄스 回路를 使用하였으며, Th_3 과 Th_6 에는 두 센터 탭 電源型 回路를 負荷에 並列로 接續할 境遇에 轉流의 失敗를 막기 爲하여 그림 3 (b)와 같이 各半波 트리거 펄스 回路를 使用하였고 Th_2 와 Th_5 에는 O_{-1} 및 π_{+1} 에서의 單一 펄스를 要求하므로 SCR의 latching current를 利用한 그림 3 (c)와 같은 트리거 펄스 回路를 設計하여 使用하였다.

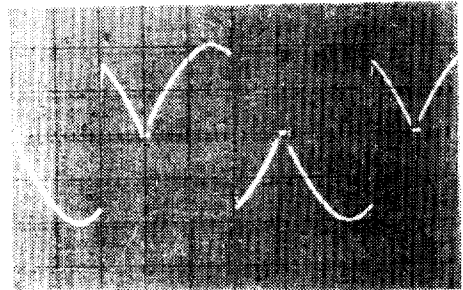
4. 波形測定과 解析

1) 波形測定

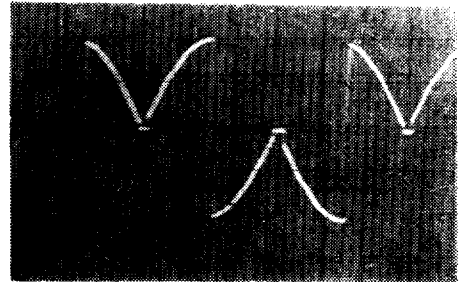
負荷端子의 電壓 및 電流波形은 그림 4와 같다.



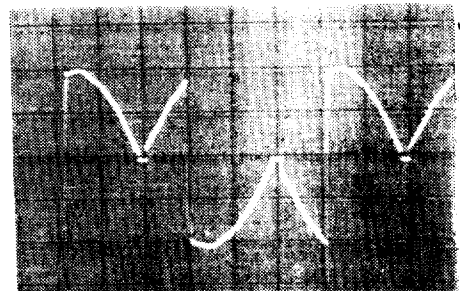
(a) 基本波電壓



(b) 120°로 Phase Shift된 電壓



(c) 90° Phase Shift



(d) 60° Phase Shift된 電壓

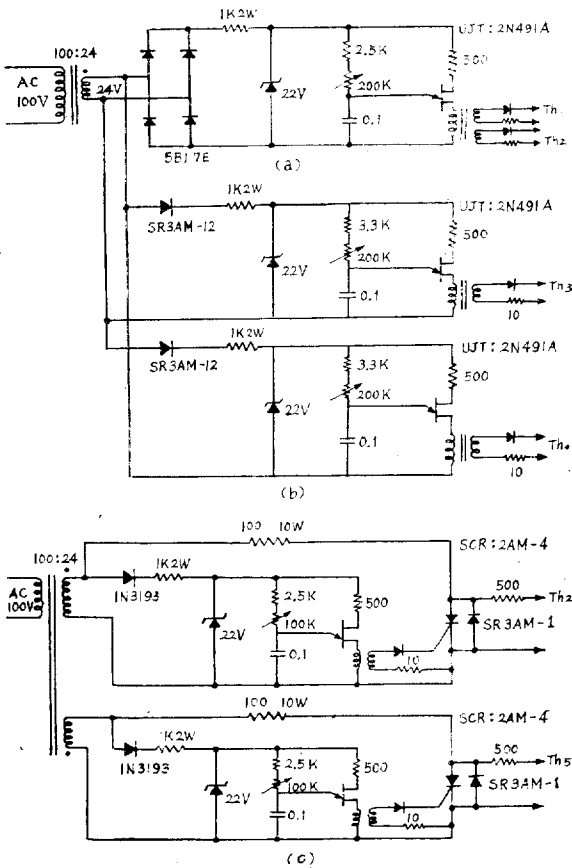
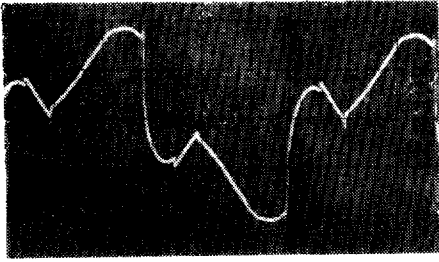


그림 3. 게이트 트리거 펄스 회로
Fig 3. Gate trigger pulse circuit



(e) 120° Phase Shift된 電壓(RL된電

그림 4. 測定波形

Fig. 4. Measured voltage wave forms.

2) 波形解析

그림 1 (c)의 電壓波形은 그림 2 (a)의 싸이리스터 Th_1, Th_2 에 의하여 만들어지는 그림 5 (a)와 같은 電壓과 싸이리스터 Th_2, Th_3 및 Th_5, Th_6 에 의하여 만들어지는 그림 5 (b)의 電壓이 結合된 것이다.⁶⁾

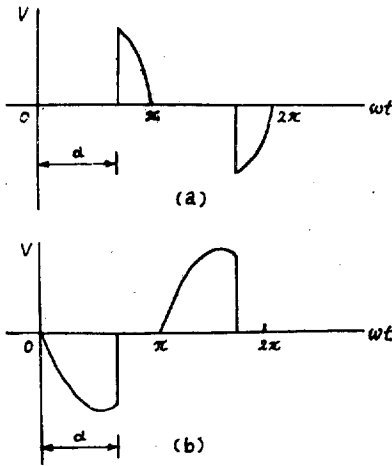


그림 5. 波形解析

Fig 5. Wave form analysis

지금 電源電壓이 $v = \sqrt{2} V \sin \theta$ 라 하면 그림 5 (a)와 (b)를 合成한 그림 1 (c)의 平均值 V_{av} , 實効值 V_{rms} 및 電力 P 는 다음과 같이 된다.²⁻⁶⁾

$$\left. \begin{aligned} V_{av} &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \\ V_{rms} &= V \\ P &= \frac{V^2}{R} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

한편 그림 1 (c)의 波形은 高調波를 包含하고 있으므로 그림 5의 (a), (b)를 各各 Fourier 級數로 展開하여 合成하면 다음과 같다.²⁾⁴⁾⁶⁾

$$V(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \quad (2)$$

係數 a 및 b 는

$$a_1 = \frac{\sqrt{2} V}{\pi} (\cos 2\alpha - 1) \quad (3)$$

$$b_1 = \frac{\sqrt{2} V}{\pi} \alpha (\pi - 2 + \sin 2\alpha) \quad (4)$$

$$a_{n \neq 1} = \frac{2\sqrt{2} V}{\pi} \left\{ \frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} - \frac{1}{n+1} + \frac{1}{n-1} \right\} \quad (5)$$

$$b_{n \neq 1} = \frac{2\sqrt{2} V}{\pi} \left\{ \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right\} \quad (6)$$

이다.

식 (2)~(6)에 依하여 制脚角에 따른 代表的인 奇數 高調波를 算出하고, 이들의 實効值를 求한 다음 高調波 包含比率를 圖表로 나타내면 그림 6과 같다.

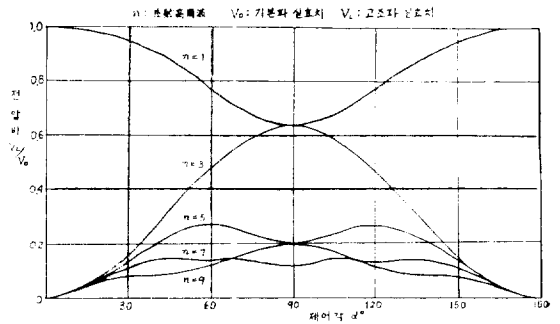


그림 6. 制脚角에 대한 高調波 包含比率

Fig 6. Ratio of contain harmonics for firing angle

萬一 正, 負 兩波의 制脚角 α 가 서로 달라 不平衡을 이루면 偶數高調波를 갖게 되어 直流分이 包含되므로 回路의 電磁機器의 鐵心에 偏磁現象이 나타난다.

5. 結 論

1) 制脚角이 調整에 依하여 自由롭게 位相을 變位시킬 수 있다. 그러므로 터언·온 및 터언·오프 角을 α° 로 하였을 때 基本波에 對하여 α° 뒤떨어진 交流가 만들어지며 또 이 交流를 位相反轉시키면 $\pi - \alpha^\circ$ 앞선 交流가 만들어 진다.

2) 制脚角의 調整에 依하여 $\alpha = 90^\circ$ 로 했을 때의 交流電壓과 電源의 交流電壓을 結合하여 2相電壓을 얻을

수 있다.

3) 制角 $\alpha=120^\circ$ 로 했을 때의 交流電壓과 $\alpha=60^\circ$ 로 했을 때의 交流電壓의 位相을 180° 反轉시킨 交流電壓 및 電源의 交流電壓은 各各 120° 의 位相差를 가지므로 이들을 結合하여 3相 交流電壓을 만들 수 있다.

4) 強制轉流用 補助 싸이리스터 Th_3, Th_6 의 게이트 트리거 펄스로서 電源과 同期된 [ms]의 單一 펄스를 使用하면 두 센터 탭 電源型 回路를 負荷에 並列로 接續하는 主回路를 構成할 수 있으며, 따라서 負荷端子에서의 變壓器 結合을 省略할 수 있다.

附 錄

式 (1)~(6)의 誘導

그림 1 (c)의 電壓波形은 그림 5 (a)와 (b)를 結合한 것이다.

지금 電源電壓이 $V = \sqrt{2} V \sin \theta$ 라면 그림 5 (a)의 平均值 V_{1av} , 實効值 V_{1rms} , 電力 P_{1d} 는 다음과 같다.

$$V_{1av} = \frac{\sqrt{2} V}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (1)$$

$$V_{1rms} = \sqrt{2} V \sqrt{\frac{1}{\pi} \left\{ \frac{1}{2}(\pi - \alpha) + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right\}} \quad (2)$$

$$P_{1d} = \frac{2V^2}{R} \left[\frac{1}{\pi} \left\{ \frac{1}{2}(\pi - \alpha) + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right\} \right] \quad (3)$$

그리고 그림 5 (b)의 境遇에서 平均值 V_{2av} , 實効值 V_{2rms} 및 電力 $P_{2\alpha}$ 는

$$V_{2av} = \frac{-\sqrt{2} V}{\pi} (1 - \cos \alpha) \quad (4)$$

$$V_{2rms} = \sqrt{2} V \sqrt{\frac{1}{\pi} \left\{ \frac{1}{2}\alpha - \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right\}} \quad (5)$$

$$P_{2\alpha} = \frac{2V^2}{R} \left[\frac{1}{\pi} \left\{ \frac{1}{2}\alpha - \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right\} \right] \quad (6)$$

이다. 그러므로 그림 5 (a)와 (b)를 合成한 그림 1 (c)의 平均值 V_{av} , 實効值 V_{rms} 및 電力 P 는 식 (1)~(6)으로부터 다음과 같이 된다.

$$\left. \begin{aligned} V_{av} &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V \\ V_{rms} &= V \\ P &= \frac{V^2}{R} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

다음에 그림 6 (c)의 波形은 高調波를 包含하고 있으므로 그림 5 (a)를 Fourier級數로 表示하면

$$V_{1(\theta)} = \sum_{n=1}^{\infty} (a_{1n} \cos n\theta + b_{1n} \sin n\theta) \quad (8)$$

여기에서 係數 a, b 는

$$a_{11} = \frac{\sqrt{2} V}{2\pi} (\cos 2\alpha - 1) \quad (9)$$

$$b_{11} = \frac{\sqrt{2} V}{2\pi} \{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha\} \quad (10)$$

$$a_{1n | n \neq 1} = \frac{\sqrt{2} V}{\pi} \left\{ \frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} - \frac{1}{n+1} + \frac{1}{n-1} \right\} \quad (11)$$

$$b_{1n | n \neq 1} = \frac{\sqrt{2} V}{\pi} \left\{ \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right\} \quad (12)$$

이다. 그리고 그림 5 (b)는

$$V_{2(\theta)} = \sum_{n=1}^{\infty} (a_{2n} \cos n\theta + b_{2n} \sin n\theta) \quad (13)$$

여기서 係數 a, b 는

$$a_{21} = -\frac{\sqrt{2} V}{2\pi} (\cos 2\alpha - 1) \quad (14)$$

$$b_{21} = \frac{\sqrt{2} V}{2\pi} (\sin 2\alpha - 1) \quad (15)$$

$$a_{2n | n \neq 1} = \frac{\sqrt{2} V}{\pi} \left\{ \frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} - \frac{1}{n+1} + \frac{1}{n-1} \right\} \quad (16)$$

$$b_{2n | n \neq 1} = \frac{\sqrt{2} V}{\pi} \left\{ \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right\} \quad (17)$$

이므로 그림 1 (c)의 境遇는 식 (8)~(12)와 식 (13)~(17)을 各各 合成하면 된다.

즉 그림 1 (c)의 Fourler 假數展開는

$$V_{(\theta)} = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \quad (18)$$

이고 係數 a 및 b 는

$$a_1 = -\frac{\sqrt{2} V}{\pi} (\cos 2\alpha - 1) \quad (19)$$

$$b_1 = -\frac{\sqrt{2} V}{\pi} (\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha) \quad (20)$$

$$a_{n | n \neq 1} = \frac{2\sqrt{2} V}{\pi} \left\{ \frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} - \frac{1}{n+1} + \frac{1}{n-1} \right\} \quad (21)$$

$$b_{n | n \neq 1} = \frac{2\sqrt{2} V}{\pi} \left\{ \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right\} \quad (22)$$

로 된다.

參 考 文 獻

- (1) 西山卓夫: 3相誘導電動機의 單相電源에 의한 平衡運轉特性的 回式角平折法, Vol. 90, No. 10 1970
- (2) R.L. ChnBRA & L.F. Charity; "Determination of Autotransformer-Capacitor Phase Converter

- Parameters". IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-9, No.1 1973
- (3) General Electric Company; "SCR Manual" Fourth Edition
- (4) 朴旻鎬; "電力電子工學" 서울大學校 工科大学1976
- (5) 宮入庄太; "パワーエレクトロニクス" 丸善株式會社 1976
- (6) Roginald T. Trish; "A Novel Use of the Silicon Controlled Rectifier to Run Multiphase Induction Motors from a Single-phase Supply" IEEE Transaction on Industrsal Electronics and Control Instrumentation, Vol. IEEE 21, No.3, August, 1974,