

GTO를 이용한 새로운 電流形인버터 회로에 관한 研究

A Study on New Current-Fed Inverter Circuit Using GTO Thyristor

李 世 薰*

(Lee. Se Hun)

요 약

本 研究에서는 GTO Thyristor로 構成 하고 改善한 大容量 電流形GTO Inverter를 설계하였다. 負荷로서는 誘導電動機를 使用 하였으며, 그 動作 特性을 비교 檢討한 結果 轉流콘덴서를 使用 하지 않으므로 轉流時 Chopper 回路에 過度現象을 줄여주므로 回路에 安定性이 향상됨을 나타내었다.

ABSTRACT

In this paper, the new method of Commutation in current-fed inverter Circuit using GTO thyristor introduced and discussed.

As a result of comparing the operating of induction motor of this method to that of the conventional circuit, the transient characteristics in chopper circuit with skipping the commutation condenser and the stability of the circuit are improved.

1. 序 論

GTO 싸이리스터는 싸이리스터의 自己導通機能과 트랜지스터의 自己遮斷能力을 모두 가지고 있는 素子로서 극히 짧은 時間에 게이트 필스로서 턴-오프되는 싸이리스터이기 때문에 GTO 싸이리스터 인버터는 一般의 싸이리스터에 比해서 많은 長點을 가지고 있다.

GTO 싸이리스터 인버터와 一般 싸이리스터 인버터의 特性을 比較하여 보면 전자는 直流電壓의 變化範圍 적으며 轉流用 補助電源을 필요로 하여 않

는 直流 定電壓形과 후자는 直流 可變電壓形으로 나누어진다. 전자는 定電壓, 定周波電源과 PWM 制御의 可變周波電源에 使用되며 轉流用의 콘덴서와 리액터, 싸이리스터가 필요하게 되고 후자는 可變周波電源 專用으로 轉流用 補助電源과 電源間 絶緣用 다이오드라 하는 轉流要素가 필요하게 된다. 이에 비하여 GTO 싸이리스터 인버터는 게이트회로가 다소 커지게 된다는 결점이 있지만 轉流要素가 不必要하며 所要轉流時間이 대단히 짧기 때문에 특히 PWM制御에 적합하고 出力電壓에 있어서도 各相當에 대한 높은 次數의 高調波까지 제거할 수 있으며 어떠한 형의 인버터에도 적용할 수 있으므로 본 研究에서는 電流形 Inverter의 결점을 개선하는 方法으로서 轉流방법에 關해 연구하고자 한다.

* 正 會 員 : 충주공업전문대학 전기과

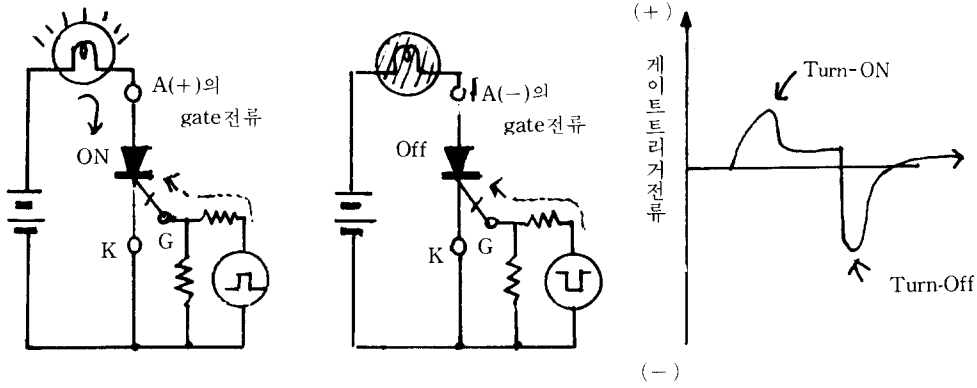
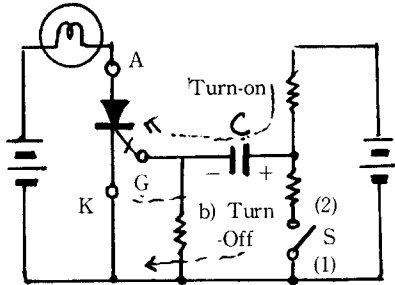


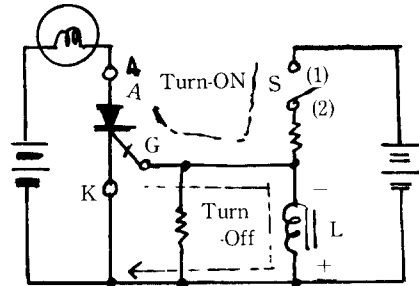
그림 1. GTO Thyristor 驅動方式 1

Fig. 1. Driving method for GTO Thyristor

(a) 直列condenser 方式



(b) 並列inductance 方式



(c) Cathode 自 Bias 方式

+ 電源에서 生成

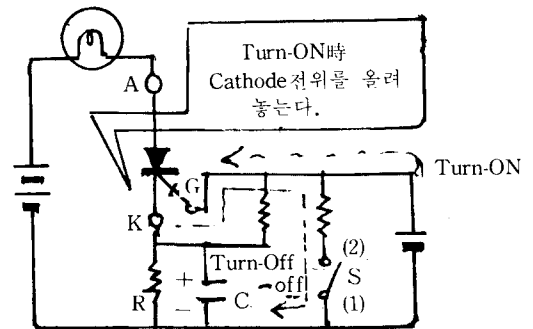


그림 2. GTO 驅動回路

Fig. 2. GTO Driving Circuit

2. Inverter動作의 概念

2.1 GTO Thyristor의 驅動方式

大電流을 운, 오픈할 경우 일반의 싸이리스터에서는 強制轉流回路의 콘덴서나 보조 싸이리스터가 되므로 계통이 커지게 된다. 여기서 그림1에 나타내는 바와 같이 게이트만으로 턴, 오프도 될 수 있게 하여 強制轉流回路를 생략한 것이 GTO 싸이리스터이다. 물론 다른 싸이리스터와 동일하게 애노드 電流를 유지電流 미만으로 하거나 素子電壓을逆轉시키도 턴, 오픈가 가능하다. GTO싸이리스터는 턴, 오프에 필요한 負(-)의 게이트電流가 턴, 온時的 正(+)의 게이트電流에 비하여 수십~수백배 정도 크며, 또한 턴, 오프時的 損失을 적게 하기 위하여 게이트 전류 입삼을 급준하게 할 필요가 있으므로 Gate Cathode간 電壓은 턴, 온時가 +0.7(V) 정도인 것에 대하여 턴, 오프時는 (-)數V~(-)數拾V라는 높은 負(-)電壓이 必要하다. 이와같이 GTO 싸이리스터의 게이트에는 正, 負의 Trigger 電壓이 필요하게 되나 보통은 일일이 負電源을 設置하지 않고 그림2에 나타내는 바와 같이 研究하여 正電源에서 일시적으로 負電壓을 만들어 내고 있다.

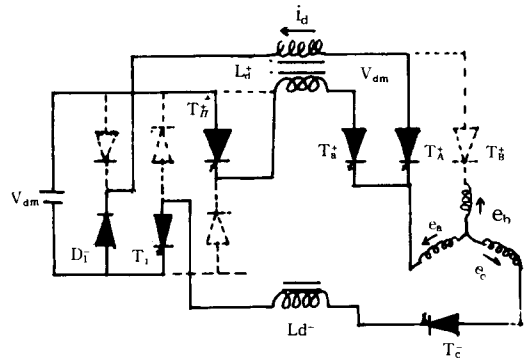
그림2(a)는 게이트에 直列콘덴서를 삽입하는 방식으로 턴, 온時에는 스위칭素子 S를 OFF로 하여 電源에서 C를 流電시키면서 게이트, 트리거 電流를 흐르게 하고, 턴, 오프時는 S를 ON으로 하여 C의 電荷를 放電하고 게이트, 캐소오드間을 負로 바이어스 한다.

그림2(a)는 c 대신 L을 사용하여 S를 ON에서 off로 할 때에 Gate와 並列로 삽입한 인덕턴스에서 發生하는 逆起電力을 利用하여 負의 바이어스電壓을 나타낸다.

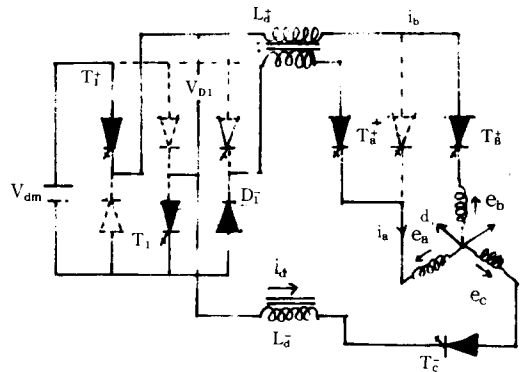
그림2(c)는 캐소오드에 低抗과 콘덴서를 並列로 한 "自己바이어스回路"를 삽입하여 ON電流로 캐소오드를 一定電位로 올려놓고 턴, 오프-時에 게이트를 접지하여 게이트, 캐소오드間을 逆바이어스하는 방식이다.

2.2 轉流動作

인버터의 主回路에서는 $T_{A1} \rightarrow T_{B1}$ 의 轉流는 그림3에 표시된 것과 같은 순서로 이루어 진다. 먼 저 T_{A1} 와 ChII의 싸이리스터 T^+ 을 동시에 On 시키면(時點에서 $V_p=0$) 直流 reactor L_d 의 인버터 側에는 그림3(a)에 나타내고, 대개 V_{dm} 의 電壓이 발생



(a) T_{A2} 를 동시에 ON할 경우



(b) T_{B1} 를 ON할 경우

그림 3. 改善한 轉流方式

Fig. 3. Improved method in commutation

하여 T_{A1} 의 電流 i_{a1} 를 T_{B1} 側에 轉流시킨다. 다음에 T_{A1} 가 逆阻止能力을 回復하기 위해서 充分한 時間, 즉 J_0 을 경과한 시點이며 T^+ 을 off시키고 동시에 T_{B1} 및 ChI의 싸이리스터 T^+ 을 On한다. 그림3(b)와 같이 흐르는 電流 i_a 는 빨리 감소하며 零이된 時點에서 T_{A1} 는 off되고 이때 轉流는 끝난다.

이상은 120° 通電形이라 부르는 電流形 인버터의 가장 기본적인 동작 모델이다. 그림4의 실선은 이때의 i_a 波형을 나타낸 것이며 예를 들면 i_a 가 감소하는 동안 $\phi = \phi_1 \sim \phi_2$ 에서 ChII의 Thyristor T_{B1} 을 On시키면 그림4에서 點線으로 表示한 것과 같이 변화하는데 따라서 여러 種類의 電流波형을 얻을 수 있다.

보통 直流電車電動機와 같이 高電壓의 電源인 경우에는 V_{dm} 이상의 電壓이 싸이리스터에 가해지지

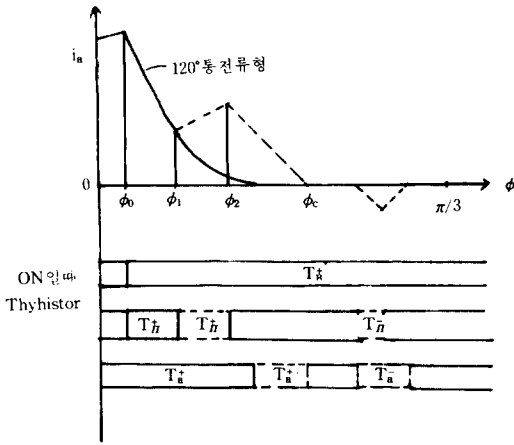


그림 4. on-off 시간과 i_a 의 관계
Fig. 4. Relation of on-off time and i_a

않기 때문에 回路상보다 깊은 研究가 요구된다.

2.3 電流形 Inverter의 回路構成

그림5의 회로를 싸이리스터로 구성할 경우에는強制轉流回路가 있어야 하고 더우기 電流形 인버터로서는 부하의 축적에너지를 흡수하는 회로도 있어야 한다. 양자의 기능을 겸비시킨 방식이 그림6의 直列다이오드 방식인 싸이리스터 인버터이다. 그림6의 콘덴서가 싸이리스터를 強制轉流시키고, 따라서 부하 속의 인덕턴스 에너지를 일시 흡수하는 역할을 해내고 있다. 이에 대해 Power 트랜지스터나 GTO 싸이리스터 등의 自己消弧形素子를 이용하면 強制轉流回路는 없어도 되지만 에너지 흡수회로는 아무래도 부가시키지 않으면 안된다. 만일 이것을 생략하면 소자 보호를 위해 素子에 並列 접속되어 있는 스너버 回路에 부하 전류가 흘러, 스너버 회로 가운데서 Condenser가 부하 에너지를 흡수하기

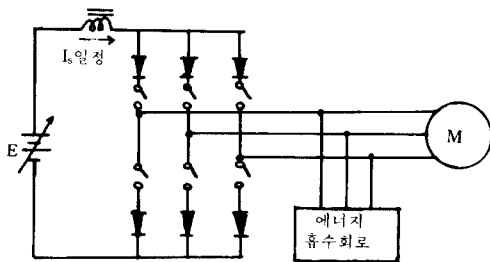


그림 5. 3相 電流形 인버터
Fig. 5. Three phase current-fed inverter

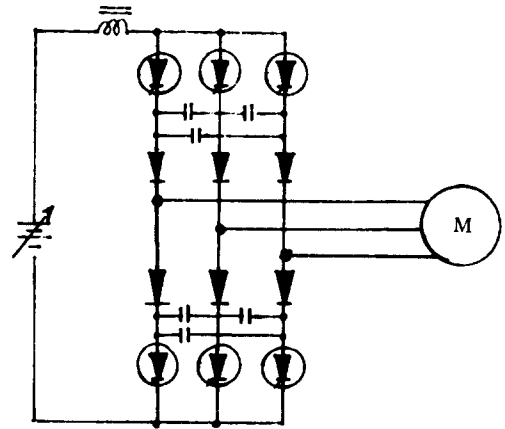


그림 6. 直列다이오드方式電流形인버터
Fig. 6. Current-fed inverter with the series diode system

때문에 Condenser 電壓은 대단히 높아져서 내압이 높은 素子를 필요로 하게 된다. 따라서 電流形 인버터에 自己消弧形 素子를 利用하는 예는 아직 드물고 電流形 Inverter라 한다면 그림6에 든 直列 다이오드 방식인 싸이리스터, 인버터로 활용되고 있는 현상이다.

3. 回路構成 및 動作

3.1 回路構成

그림8에서 검게 표시하고 싸이리스터에 연결되어 있는 回路가 Inverter의 主回路로 Ch_1 은 Inverter의 入力電壓, 電流를 制御하는 Chopper回路이다. 한편 다른 回路는 인버터의 主싸이리스터 T_A^+ , ..., T_C^-

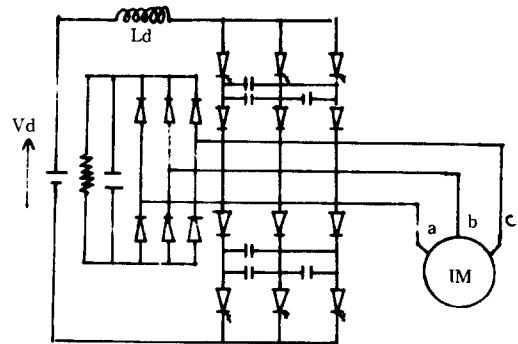


그림 7. 電流形인버터
Fig. 7. Current-fed inverter

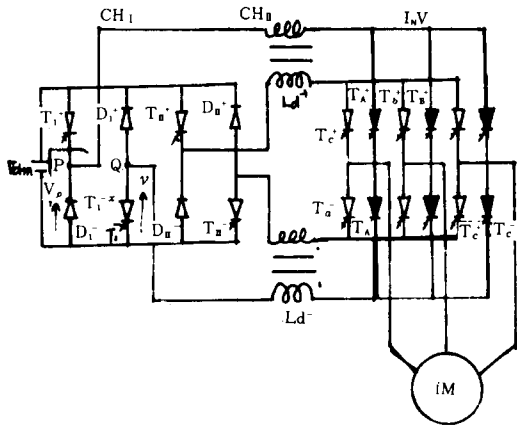


그림 8. 電流方法을 改善한인버터
Fig. 8. Current-fed inverter to improve the commutation method.

을 轉流시키는 回路이며 그림7처럼 콘덴서C를 사용하지 않고 CH_1 , CH_2 의 出力端子 사이에 나타나는 電壓만을 利用하고 있는 點의 本 方式의 特征이다. 이 때문에 인버터의 싸이리스터에는 直流電壓 V_{dm} 을 약간 上回하는 정도의 電壓만 가해진다. 한편 轉流콘덴서와 負荷 사이에 에너지를 주고 받는 것이 없기 때문에 誘導機의 電壓 혹은 電流의 간단한 Feed back경로를 설치한 System을 安定하게 動作시킬 수가 있다.

3.2. Chopper 1의 動作

Inverter의 轉流는 CH_1 , CH_2 의 도움을 받아서 이루어 지므로 이들은 Inverter의 동작에 同期해서 동작하지 않으면 안된다. Inverter의 周波數가 f_0 (定 Torque 領域에서 定出力領域으로 移動하는 點의 Inverter 周波數)보다도 큰 범위에서 p 및 q點의 電位을 인버터의 周波數의 1/2期間(=2T)에 대해서 나타낸 것이다. 인버터의 入力電壓 $V_d(=V_p - V_q)$ 의 制御는 CH_1 의 싸이리스터 T_1 , T_2 의 On期間 τ_{on} 을 變경시키는 것에 의해서 이루어지며 V_d 의 平均值를 V_a 라 하면 다음과 같이 주어진다.

$$\left. \begin{aligned} V_a &\cong \delta_c \cdot V_{dm} \\ \delta_c &= \tau_{on} / T - 1 \quad (-1 < \delta_c < 1) \end{aligned} \right\} \dots(1)$$

여기서 誘導機는 $\delta_c > 0$ 일때 電動機動作을 하며 또 $\delta_c < 0$ 에서는 回生動作을 하게된다. $f < f_0$ 의 定 Torque 領域에서는 Inverter 入力電流의 脈動을 억제하기 위해서, 1/2 周波數期間당의 온, 오프回數를 段階

적으로 증가시키도록 制御한다.

4. 檢討 및 考察

4.1 低周波領域에서 Torque 脈動의 改善과 Chopper의 動作

앞에서 120° 通電動作이 定格周波數 부근에서 인버터 容量을 低減하기 위한 實用上의 最良方式에 대해서 기술했다. 그런데 이 動作 Pattern으로 인버터 周波數를 낮게(Hz 이하)하면 電動機는 低次高調波電流에도 충분히 應答하게 되며, 直流電動車 응용면에서 고려할 경우 Torque 脈動이 특히 문제가 된다. $f < f_0$ 운전영역에서 定格 Torque를 얻고자 한다. 인버터 容量이 적어지므로 인버터 容量 보다도 오히려 Torque 脈動의 低減에 중점을 둔 制御法을 사용할 필요가 있고 따라서 이것을 개선하는 한가 方法에 대해서 나타내도록 한다. $f < f_0$ 部分의 特性을 얻는데는 그림8의 回路에서는 CH_1 通流率을 f 의 減少에 따라서 작게하고 電動機의 端子電壓 e_1 의 實効值 E_1 을 $E_1/f \cong$ 일정 값을 유지해야 한다. 그때 CH_1 의 動作은 Inverter 電流 I_d 에 큰 脈動을 생기게하므로 實用上은 $0 < t < T$ 의 사이에 CH_1 을 적당히 On-off시킬 필요가 있다. 그림9는 $\omega f (=T)$ 區間에 4회 CH_1 을 On-Off시키는 경우의 T_1 과 T_2 의 動作 및 CH_1 의 出力波形 $V_d(=V_{a1})$ 을 나타낸 것으로서 ωf 구간을 4등분하고 각소구간내에서 소요의 通流率 δ_c 을 유지하고 있다. 또한 CH_1 의 Thyristor T_h, T_l 는 主 Thyristor의 轉流逆바이어스 시간 τ_o 을 재하고 off하며 分割數는 f 와 같이 N처럼 變化시키고있

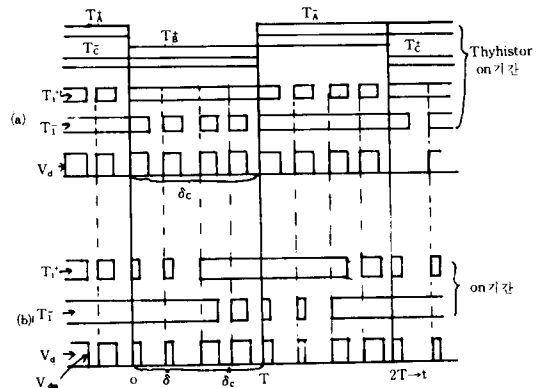


그림 9. 低周波에서 CH_1 의 動作
Fig. 9. CH_1 actuation at a low-frequency

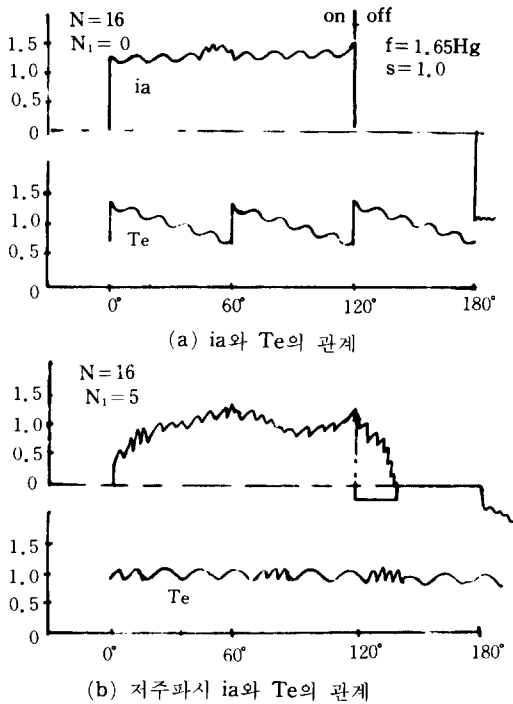


그림 10. 低周波時 Torque 脈動의 改善
Fig 10. Ripple improvement of Torque at a low frequency

다. 이와같은 制御에서 $f=1.65\text{Hz}$ $N=16$ 에서의 i_a 와 τ_e 의 波形은 그림10처럼 주어진다. i_a 의 脈動은 그림의 T_A On 기간의 i_a 의 變化와 같은 정도이며, 이 방법은 i_d 의 脈動減少의 의미에서는 效果의 이라 생각된다. 그러나 τ_e 는 T_A off와 동시에 peak에 달하고 그후 電動機 2次回路 時定數로 減少하므로 결국 周期T의 脈動波形으로 된다. 이것은 T_A 을 off한 후의 $i_a \rightarrow 0$ 의 變化過程($T_A \rightarrow T_B$ 로 轉流)이 매우 급속히 행하여 지기 때문이다. 예를 들면 그림9(a)의 Ch_1 의 動作을 (b)처럼 分割數 $N=4$ 중 最初의 $N_1=2$ 미만 通流率을 작게 δ_1 로 하면 $T_A \rightarrow T_B$ 의 轉流을 完化시킬 수 있다. 그림10(b)는 (a)도에 대해서 轉流을 完化시킨 것으로 最初의 $N_1=5$ 미만 通流率을 작게 했을때 i_a , τ_e 의 波形이다. (a)도(δ_c

$=0.081$)에 비해서 (b)도 ($\delta_c=0.1$, $\delta=0.033$)에서는 $i_a \rightarrow 0$ 移行期間(ϕ_m)이 약 20° 정도로 크게되며 τ_e 의 脈動은 현저하게 輕減하고 있다.

5. 結 論

本 研究에서는 GTO싸이리스터를 인버터의 주 회로에 사용하여 轉流方法을 개선한 電統形 인버터 회로에 대해서 研究하였으며 誘導機에 定格 Torque을 가했을 때 그 Inverter容量을 최소로 하도록 한 싸이리스터의 動作방법을 연구한 결과에 대해 다음과 같이 결론을 얻었다.

轉流用 콘덴서를 사용하지 않으므로 轉流時 Chopper회로에 過度現象을 풀어 주므로 回路로 安定性을 향상시키며 인버터를 低周波로 운전할 때 電動機의 Torque脈動이 현저하게 輕減이 되는 것을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- 1) P.D. Ziogas, "The Delta Modulation Technique in static PWM Inverters," IEEE, TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, vol. IA-IT, NO. 2, MARCH/APRIL, pp.199~204(1981).
- 2) Ralph, E. Locger, "Gate-Assisted Turn-Off SCR'S-New, High frequency Inverter SCR Family," IEEE IAS Annual meeting, pp.689~694, 1980.
- 3) Tohiaki Uwabu, Tadao Goil, "Large Capacity Gate turn-off Thyristor Inverter THYREC-G 300, MEIDEN REVIEW, Series NO. 61, pp.15~19, 1981.
- 4) 電氣學會技術報告(II部), 第91號, pp.35~37, 1980.
- 5) 朴旻鎬, "電力電子工學," 信興出版社, pp.104~111, 1986.
- 6) 金常鎭, "Thyristor制度의 活用," 集文堂, pp. 112~142, 1986. 御