

電流形 GTO Inverter와 그 基本特性

論 文
36~1~1

New Current-fed GTO Inverter and Its Basic Characteristics

任達鎬*·松瀬貢規**·李鍾夏***

(Dal-Ho Im·Kouki MATSUE·Jong-Ha Lee)

Abstract

The conventional autosequentially commutated current-fed inverter (ASCI) is widely employed with the induction motor drives for speed control. However, this inverter has a limit of high power and high frequency induction motor drives. One of the limitations is to be found in the commutation capacitors in the main circuit of this inverter.

A new current-fed gate turn-off thyristor (GTO) inverter is developed. This inverter is composed of the main GTO bridge configuration and the improved energy rebound circuit (ERC) without the commutation capacitor. This inverter works stable at high frequency from light load to heavy one. The improved ERC is used not only to rebound the load reactive power to the dc link, but also to return the power in the load to the ac source. The new GTO inverter circuit and the characteristics of the inverter induction motor drives are explained and analyzed.

1. 序 論

종래의 直列 다이오드 방식 電流形 인버터로 驅動하는 誘導機系는 4象限運轉이 용이하기 때문에 可逆運轉 또는 回生制動을 필요로 하는 용도에 사용하면 시스템이 간단하고 값이 싼 장점이 있다. 그러나 轉流될때와 負荷의 磁氣 에너지를 흡수하기 위한 轉流 콘덴서¹⁾의 充放電이 인버터 周期의 1/6이 내에 완료되지 않으면 시스템이 不安定하게 된다. 그러므로 周波數를 높게 할 수 없다²⁾(보통 100[Hz] 이하) 또 轉流 콘덴서가 있으므로 裝置의 小型化나 인버터의 高效率化의 면에서도 불리하다.

따라서 GTO를 사용하면 轉流用 콘덴서가 필요 없으므로 主回路에 GTO를 사용하였다. 그리고 轉

流時에 발생하는 過渡電壓을 억제하기 위한 에너지 反作用回路³⁾를 改良하여 轉流 에너지를 인버터의 直流部로 歸還시킬 수 있고 또 回生制動도 가능한 GTO 인버터를 試作하였다. 그 特性을 검토한 결과 다음과 같은 長點이 있다.

- (1) 이 인버터는 轉流 콘덴서를 사용하지 않으므로 콘덴서로 인한 導通遲延이 없다. 따라서 安定한 高周波運轉이 可能하다.
- (2) 에너지 反作用回路內의 GTO는 容量이 적어도 되며 이 回路의 作用에 의하여 主回路의 GTO를 過電壓으로부터 保護할 수 있다.
- (3) 에너지 反作用回路를 改良한 결과 回生動作이 可能하다.

2. 回路構成과 動作原理

2.1 回路構成

그림1에 主回路를 표시하였다. 主回路는 大別하여 인버터部, 콘버터部 및 에너지 反作用回路의 3部分으로 나눌 수 있으며 그림에서 點線으로 둘

*正會員: 漢陽大 工大 電氣工學科 教授·工博
 **正會員: 日本明治大學 工學部 電氣工學科 教授
 ***正會員: 忠北大 工大 電氣工學科 教授
 接受日字: 1986年 7月 9日
 1次修正: 1986年 9月 4日

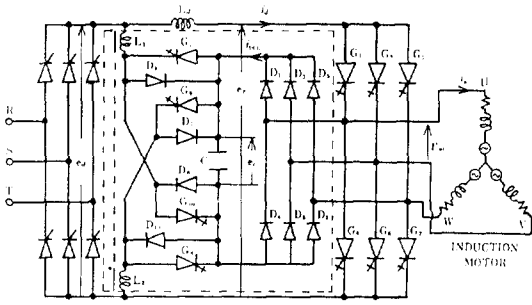


그림 1. 電流形 GTO인버터의 構成圖
Fig. 1. Current-fed GTO inverter configuration.

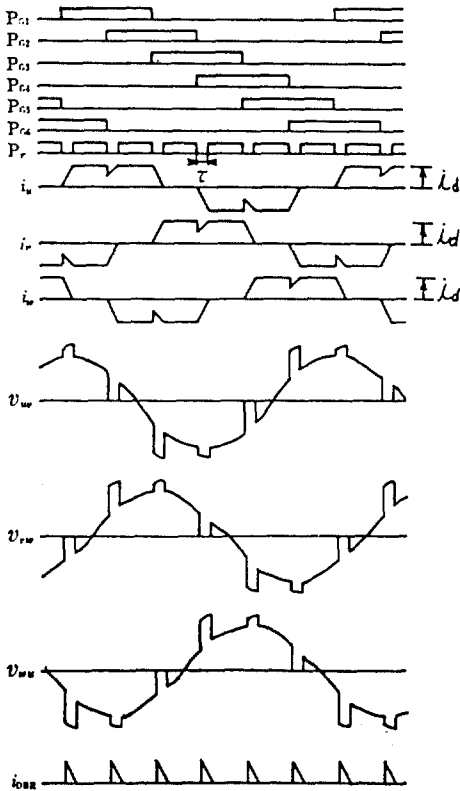


그림 2. 게이트 펄스, 電流 및 電壓의 시퀀스
Fig. 2. Sequences of the gate pulses, currents, and voltages.

러 싸여있는 부분이 에너지 反作用回路이다. 인버터 부분은 GTO 다이리스터를 사용하였으며 그림에서 $G_1 \sim G_6$ 로 표시된 부분이다. 콘버터 부분은 그림에서

文字표시가 없으나 SCR 다이리스터 브리지로 표시된 부분이다. 그리고 에너지 反作用回路은 다시 다이오드 브리지部分과 에너지 歸還 및 回生部分으로 나눌 수 있다. 다이오드 브리지 部分은 그림에서 $D_1 \sim D_6$ 로 표시된 部分이다.

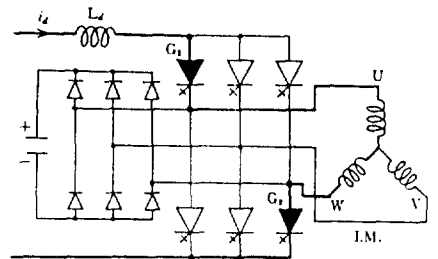
에너지 歸還 및 回生部分은 運轉時 에너지 귀환용 GTO(G_7, G_8), 回生時 에너지 귀환용 GTO(G_9, G_{10}), 運轉時補償용 다이오드(D_7, D_8), 回生時補償용 다이오드(D_9, D_{10})와 轉流 에너지 吸取용 콘덴서 (C) 및 和動捲 리액터(L_1, L_2)로 構成되어 있다.

그리고 에너지 反作用回路은 인버터部分的 GTO 게이트 신호와 運動되어 驅動된다. 즉, 運轉時에는 각 轉流때 마다(重疊期間) G_7 및 G_8 을 임의의 期間 τ 동안 off시켜 놓았다가 ON狀態로 한다.

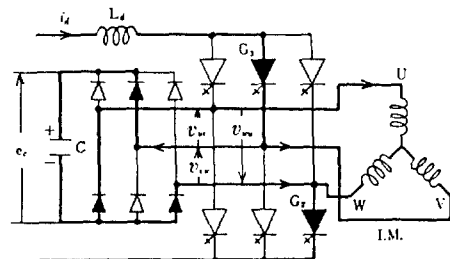
그림2에 6단계로 驅動되었을 때의 인버터 및 에너지 反作用回路의 게이트 신호와 각 部의 電壓과 電流를 표시하였다. 그림2에서 $P_{c1} \sim P_{c2}$ 는 인버터部分的 GTO 게이트 펄스이고 P_u 은 에너지 反作用回路內的 GTO 게이트 펄스이다.

2.2 轉流動作

이 인버터는 6단계로 驅動되며 인버터의 主



(a) Single flow period



(b) Commutation period

그림 3. 轉流時, 인버터 主回路의 通流回路

Fig. 3. Current paths of the main part of the inverter circuit.

회로에서는 1周期 동안에 6회의 轉流가 이루어진다. 그리고 各轉流는 같은 형태로 이루어지므로 여기서는 G_1 에서 G_3 로 즉, U相에서 V相으로의 轉流에 대해서만 설명한다.

그림3에 轉流때의 通流 루우프를 표시하였다. 그림3(a)는 單流期間이다. 이 狀態에서 G_1 을 off시키고 동시에 G_3 를 on 시키면 그림3(b)에 표시된 바와 같이 中첩기간으로 된다. 中첩기간에는 U相 및 V相의 負荷 인덕턴스 때문에 G_3 에 흐르는 電流는 다이오드 D_3 와 V相으로 分流된다. 다시 D_3 에 흐르는 電流는 콘덴서 C를 통하여 $C \rightarrow D_4 \rightarrow U$ 相의 루우프와 $C \rightarrow D_2 \rightarrow G_2$ 의 루우프로 흐른다. 이 두 개의 루우프는 유도기의 誘起電壓과 인덕턴스의 逆起電力 및 콘덴서 電壓 등에 의하여 양쪽 方向으로 흐르는 경우와 한 쪽으로만 흐르는 경우가 있다.

이와 같이 轉流 中첩기간중에 콘덴서 C에 電流가 흐르기 때문에 轉流時間과 轉流때의 過渡電壓은 콘덴서 電壓에 의존한다.

다음에 V相電流가 증가하여 直流電流 i_a 에 達하면 다이오드 브리지중의 電流는 零으로 되고 콘덴서 C와 인버터 主回路는 電氣的으로 차단되므로 單流期間으로 된다.

2.3 에너지 反作用回路

에너지 反作用回路的 콘덴서 電壓은 2.2 절에서 설명한 바와 같이 轉流때의 過渡電壓 및 轉流時間에 커다란 영향을 미친다. 여기서는 콘덴서 電壓을 制御하는 C의 放電回路에 대해서 설명한다. 그림4에 C의 放電回路를 표시하였다.

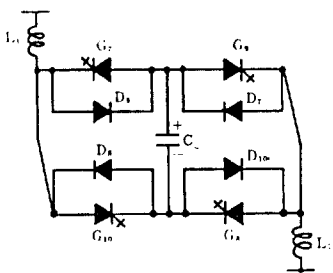


그림 4. 콘덴서의 放電回路
Fig. 4. Discharge circuit.

2.3.1 運轉時 (powering)

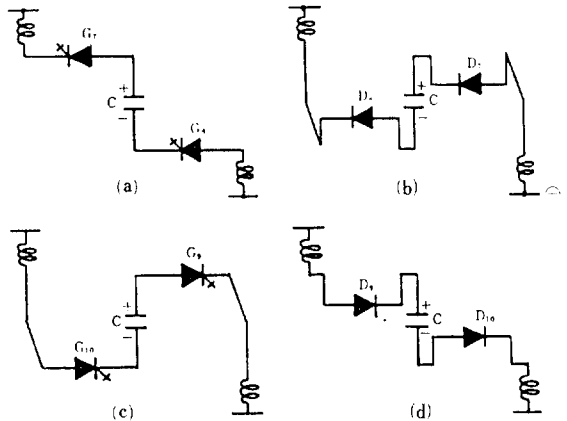
運轉時에는 G_9, G_{10} 은 off 시켜놓는다. G_7, G_8 은 轉流가 시작되었을 때부터 일정 기간 즉, τ 만큼 off

시켰다가 on 시키면 C의 電荷는 그림5(a)에 표시된 바와 같이 直流部로 귀환되어 인버터 및 유도기를 통하여 放電한다.

다음에 다음 轉流가 開時됨과 동시에 G_7, G_8 을 off시키면 리액터 L_1, L_2 에 축적된 磁氣 에너지는 그림5(b)의 루우프로 콘덴서 C를 充電한다.

2.3.2 回生時 (Regenerating)

回生時에는 運轉時의 G_7, G_8 과 G_9, G_{10} 의 導通狀態를 反對로 한다. 즉, G_7, G_8 은 off로 해놓고 G_9, G_{10} 은 轉流開始後, 일정기간 τ 만큼 off시켰다가 on 시킨다. G_9, G_{10} 을 on 시키면 그림5(c)의 루우프



(a), (b) Powering (c), (d) Regenerating

그림 5. 운전 및 回生時의 放電回路
Fig. 5. Discharging current paths.

로 電流가 흐른다. 이 때 電源電壓은 그림 5(c)와 같이 下側이 正으로 되어 있으므로 C에 축적되어 있는 에너지는 電源으로 回生하게 된다. 다음에 轉流開始와 동시에 G_9, G_{10} 을 off시키면 L_1, L_2 에 축적된 에너지는 D_9, D_{10} 을 통하여 그림5(d)의 루우프로 C를 充電한다.

2.4 에너지 反作用回路的 特性

轉流動作的 項에서 轉流時의 過渡電壓은 e_c 에 의하여 抑制된다고 설명하였다.

그런데 이 電壓은 τ 를 變化시키기에 따라 制御된다.

그림6은 運轉時에 있어서 直流電壓 E_d 와 인버터의 周波數를 一定하게 하고 τ 를 變化시켰을 때 슬림 s와 콘덴서 전압 E_c 의 關係를 표시한 것이다.

그림6에 표시된 實測結果에 사용된 試料誘導機는

3相, 4極, 3.7(KW)의 것이며 L_a, L_1, L_2 는 모두 20 (mH)로 한 것이다.

그림6을 보면 τ 또는 슬립이 커지면 E_c 도 증가하고 있다. τ 가 커지면 콘덴서의 放電時間이 減少하기 때문에 增加한다. 또 슬립이 커지면 誘導機의 電流가 增加하여 누설 인덕턴스에 축적되는 에너지가 增加하므로 이 에너지의 處理로 인하여 E_c 가 增加한다.

그림7과 그림8은 각각 $\tau = 150(\mu s)$, 및 $2(ms)$ 로 설정하고 輕負荷로 운전했을 때의 각부 實測波形을 표시한 것이다.

τ 는 E_c , 즉 轉流時의 過渡電壓에 커다란 영향을 미친다.

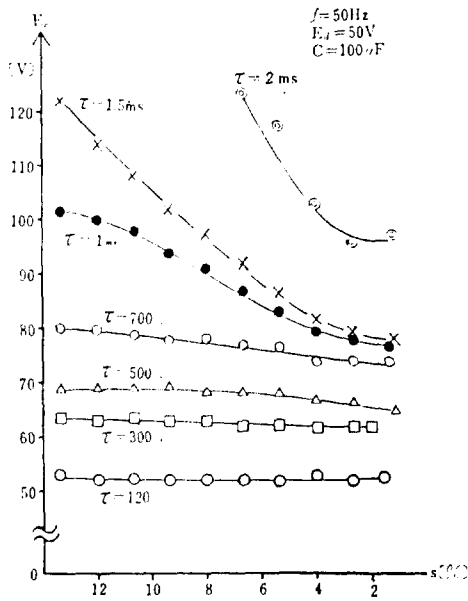


그림 6. τ 를 變化시켰을 때 슬립과 E_c 의 關係
Fig. 6. Relationship between slip and E_c with τ as a parameter.

τ 가 큰 경우에는 E_c 도 높기 때문에 轉流時過渡電壓도 높게 된다. 또 轉流時過渡電壓이 높으면 電流 變化는 急峻하게 되어 轉流時間은 빠르게 된다.

3. 實驗結果

3.1 實測波形

그림1의 試作回路에서 出力波形을 觀測하였다.

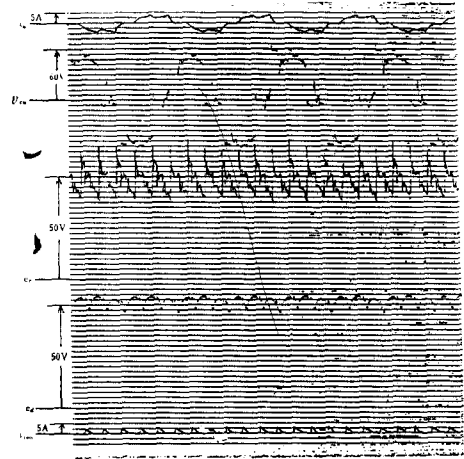


그림 7. $f=50Hz$, $E_d=50V$, $S=0,017$ 및 $\tau=150\mu s$ 일때 인버터의 實驗波形
Fig. 7. Experimental waveforms of the inverter motor drives for $f = 50(Hz)E_d = 50(V), s = 0.017. \tau = 150(\mu s)$.

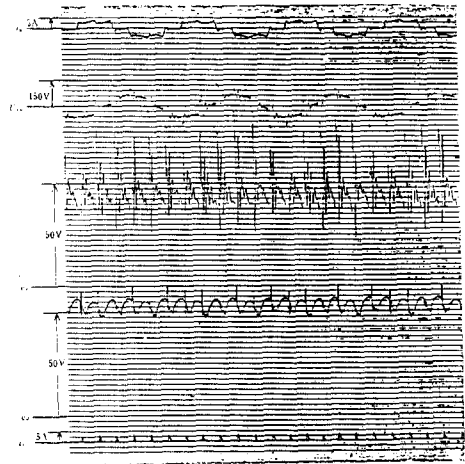


그림 8. $f=50Hz$, $E_d=50V$, $S=0,017$ 및 $\tau=2ms$ 일때 인버터의 實驗波形
Fig. 8. Experimental waveforms of the inverter motor drives for $f = 50(Hz). E_d = 50(V). S = 0.013. \tau = 2(ms)$

그림7과 그림9는 τ 를 $150(\mu s)$ 로 설정했을 때의 각부의 電壓과 電流波形을 표시한 것이다. 그림9는 그림7과 같은 조건하에서 負荷단 增加시킨 경우이다. 어느쪽이나 誘導機의 線間電壓은 60(V)로 抑制되어 相電流의 變化도 완만하게 되어 있다. 이것은 τ

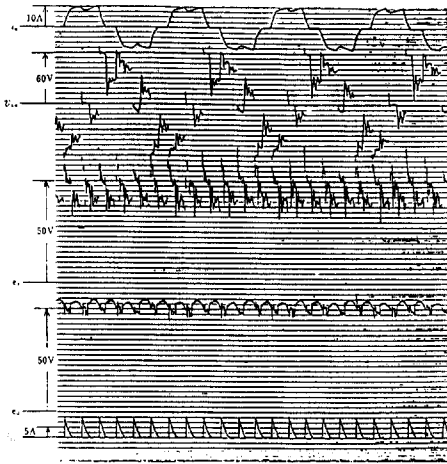


그림 9. $f=50\text{Hz}$, $E_a=50\text{V}$, $S=0.133$ 및 $\tau=150\mu\text{s}$ 일때 인버터의 실험파형

Fig. 9. Experimental waveforms of the inverter motor drives for $f=50[\text{Hz}]$, $E_a=50[\text{V}]$, $S=0.133$ $\tau=150[\mu\text{s}]$

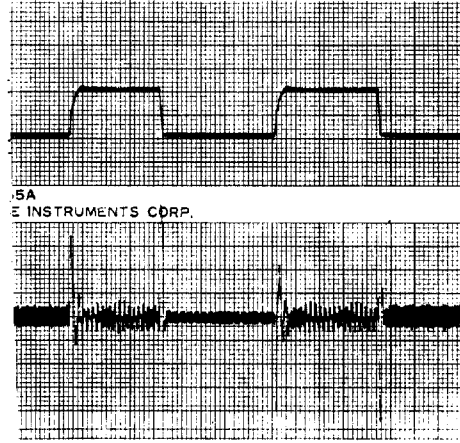


그림 10. $f=50\text{Hz}$, $E_a=50\text{V}$, $S=0.113$ 및 $\tau=2\text{ms}$ 일때 인버터의 실험 파형

Fig. 10. Experimental waveforms of the inverter motor drives for $f=50[\text{Hz}]$, $E_a=50[\text{V}]$, $S=0.113$, $\tau=2[\text{ms}]$.

를 작게 했기 때문에 콘덴서 電壓 E_c 가 낮아지기 때문이다.

다음에 τ 를 2(ms)로 크게 했을 때의 각부 電壓과 電流波형을 그림8과 그림10에 표시하였다. 이들은 τ 를 제외하고는 그림7 및 그림9와 거의 같은 條件이다. 이때에는 τ 가 크기 때문에 放電率이 작게 되어 E_c 가 크게 된다.

따라서 過渡電壓이 크게 되므로 電流는 急峻하게 變化하고 있다. 그리고 τ 가 작은 경우에는 過渡電壓의 크기는 負荷에 관계 없이 거의 같은데 τ 가 큰 경우에는 負荷가 크게 되면 過渡電壓도 增大하고 있다.

이것은 그림6의 結果와 一致한다.

이상으로부터 τ 를 變化시킬때 따라 轉流時의 特性을 變化시킬 수 있는 것을 알 수 있다.

3.2 高周波運轉

이 인버터는 直列 다이오드 方式의 電流形 인버터와 달라서 轉流 콘덴서를 가지고 있지 않으므로 導通遲延이 없다, 따라서 轉流時間이 짧게 되어 高周波運轉이 可能하다.

현재는 上限周波數가 明確하게 되어있지 않기 때문에 여기서는 인버터 周波數를 200(Hz)로 하고 輕負荷에 있어서의 出力電壓과 電流波형을 그림11에 표시하였다. 高周波로 되어가는데 따라 콘덴서 電壓 E_c 가 增加하기 때문에 이 경우는 $\tau=0[\text{s}]$ 로

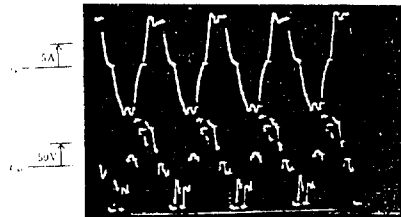


그림 11. $f=200\text{Hz}$, $E_a=68\text{V}$, $\tau=0$ 일때 인버터의 실험파형

Fig. 11. Experimental waveforms of the inverter motor drives for $f=200[\text{Hz}]$, $E_a=68[\text{V}]$, $\tau=0[\text{s}]$.

했다. 出力電壓中の 過渡電壓은 에너지 反作用回路에 의하여 抑制되어 있으나, 單流期間은 상당히 짧아진다. 따라서 다시 더 높은 周波數로 驅動하는 경우는 τ 를 크게 하여 轉流時過渡電壓의 抑制效果를 희생하여 轉流時間을 빠르게 하면 된다.

3.3 回生運轉

그림12는 設定周波數를 25(Hz)에서 3(Hz)로 減少시키고 輕負荷로 운전했을 때의 實測波형이다. 回生指수에 의하여 콘버터의 出力電壓 E_a 가 極성이 反轉되어 電力은 誘導機에서 電源으로 回生되고

는 것을 알 수 있다. 이때 에너지 反作用回路에서도 G_9 , G_{10} 을 動作시켜서 콘덴서에서도 電力을 回生시킨다. 運轉에서 回生으로 變換할 때 電壓과 電流의 位相關係가 90° 이상으로 되며 이것으로부터도 電力이 誘導機에서 電源으로 回生되고 있는 것을 알 수 있다.



그림 12. 回生運轉時的 인버터의 실험파형
 Fig. 12. Experimental waveforms of the inverter motor drives in regenerative operation.

4. 結 論

본 論文은 GTO 다이리스터를 主回路에 사용하여 轉流 콘덴서를 除去하였으며 에너지 反作用回路를 應用하여 轉流 에너지를 인버터의 直流部로 歸還시키고 回生運轉도 可能하게 試作한 새로운 電流形 GTO 인버터이다. 그리고 그 動作과 基礎特性에 대하여 記述하였다.

본 인버터는 導通遲延이 없으므로 高周波運轉이 可能하다. 따라서 비교적 大容量의 誘導機를 高速運轉하거나 回生制動을 필요로 하는 用途에 유용하다. 단, 아주 높은 周波數로 驅動하는 경우에는 에너지 反作用回路內의 콘덴서 電壓을 높여서 轉流時間을 짧게 할 필요가 있다.

본 인버터에 대하여 앞으로 남은 문제를 열거하면 다음과 같다.

- 1) 인버터와 유도기계의 回路方程式을 사용하여 인버터 動作의 시뮬레이션 및 解析의 문제
- 2) 유도기 回路定數, 슬립, 및 콘덴서 電壓과 轉流時間과의 關係를 명확하게 하는 문제
- 3) 周波數限界를 명확하게 하는 것과 回生制動時的 에너지 反작용 회로 동작의 보다 상세한 검토 등을 들 수 있다.

參 考 文 獻

- 1) G.H.Cho & S.B.Park, "Novel Six-Step and Twelve-Step Current Source Inverter with DC side Commutation and Energy Rebound", IEEE Trans.Ind.Appl.Vol IA-17, N .5, PP. 524-532 Sep/Oct, 1981.
- 2) R.Palaniappan, "Voltage Clamping Circuits for CSI/IM Drives", IEEE IAS Summer Meeting 23C PP. 512-529, 1982.
- 3) W.Farrer & J.D.Miskin, "Quasi-sine Wave fully regenerative inverter", Proc. IEEE, Vol. 120, PP. 969-976, Sept. 1973.
- 4) Y.Tsunehiro & N.Matsui, "Analysis and Design of Current-fed Inverter", US-JAPAN Seminar S42.
- 5) 電氣學會技術報告(II部)第91号, 1980, PP. 35 ~37
- 6) 橋本, 松瀬, 宮本, 鈴木, "GTO サイ리스타を用いた 電流形インバータ" 電氣學會全國大會 No, 470, 1983
- 7) 橋本, 松瀬, 岩崎, 鈴木, "電流形GTOインバータ의 誘導機驅動特性", 電氣學會全國大會 No, 471, 1983.
- 8) 橋本, 松瀬, 鈴木, "電流形GTO인버터의 原理と基礎特性" 電氣學會半導體電力變換研究會 SPC-83-21, 1983
- 9) 橋本, 久保田, 宮本, 松瀬, "電流形GTO인버터による 誘導電動機驅動特性" 電氣學會 回轉機研究會, RM-83-77, 1983.
- 10) 李, 松瀬, 宮本, 橋本, "電流形GTO 인버터의 回生運轉" 電氣學會全國大會No, 484, 1984.
- 11) 宮本, 松瀬, 李, 橋本, "電流形GTO 인버터による 誘導機의 高周波驅動特性" 電氣學會全國大會No, 485, 1984.
- 12) K. Matsuse, H. Hashimoto, H. Kubota "current Source GTO Inverter with Energy Rebound" IEE International conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, U.K.1984.