

Thyristor電力變換器-電動機系의 無効電力의 處理에 關한 研究

論	文
31~	1~2

(PWM 方式 thyristor電力變換器를 中心으로)

Reduction of Reactive Power Thyristor Converter-Motor System (A New Pulse-width Controlled ac to dc Converter)

柳 喆 魯*
(Yu Chul-Ro)

Abstract

As a method for improving the power factor and the waveform of ac line current drawn by ac to dc converters, converters of pulse-width control type with forced commutation circuits have been developed in recent years. However, these converters have rather complex commutation circuits which contain auxiliary thyristors in addition to the main thyristors, and their performance is not satisfactory.

This paper proposes a new pulse-width controlled ac to dc converter, and analyses its commutation mechanism and its input and output characteristics. The proposed converter circuit consists of a usual thyristor bridge circuit with series diodes to which reactors and diodes are added. This circuit dose not contain auxiliary thyristors, and in this sense it is simpler than the previous converter circuits of pulse-width control type. Since the main thyristors of the converter can be forcedly turned off several times in a half cycle of source voltage, a pulse-width modulation control is possible in order to improve the current waveform as well as the power factor on ac line side. As to dc output side it is shown that the adjustable range of output voltage is wide and the voltage regulation is good due to a rapid reversal of voltage across the commutating capacitors by LC resonance during commutation period. It is also shown that the regenerative operation of the converter is possible.

1. 緒 論

Thyristor를 사용한 位相制御變換回路는 直流出力電壓이 容易하게 連續的으로 變化되고 또 自然轉流이기 때문에 回路構成도 간단하여 各種直流電源으로서 널리 利用되고 있다. 그러나 이러한 種類의 變換回路는 制御角이 增加함에 따라 交流側의 力率이 大幅的으로 低下하고, 또 交流電流의 低次高調波成分도 比較的 크기 때문에 이들의 補償에는 큰 調相機器나 高調波

filter를 必要로하는 등의 문제가 많다.

最近 이들을 改善하기 위한 一方法으로서 變換回路에 轉流補助回路를 附加하여 pulse幅制御를 行하는 방식이 檢討되고 있다.^{(1)~(3)} 이것은 交流電源의 各半周期中에 1回~複數回 thyristor를 on-off하여 直流出力側에 pulse狀의 直流電壓을 얻고, 그 平均値를 pulse幅을 變化시켜 可變하는 것으로, 이 사이에 交流側電流의 基本波分을 電壓과 同相으로하여 力率低下를 防止함과 同時에 交流側電流의 低次高調波도 輕減하고자 하는 것이다. 그러나 이제까지 提案된 이 방식의 回路는 어느 것이나 主 thyristor外에 轉流補助用 thyristor를 使

* 正會員 : 全北大 工大 電氣工學科 教授

用하고 있기 때문에 回路가 複雜하고 또 性能의 으로도 回路에 따라서는 輕負荷時의 出力電壓의 調整範圍가 좁고 電力回生動作이 不可能한 것 등 改善을 要하는 點이 많다.

本 論文에서는 一般의인 直列 diode形 thyristor bridge의 各 thyristor에 reactor와 diode를 附加하면 電源半 周期中 thyristor의 on-off回數를 任意로 할 수 있는 pulse幅制御變換回路로서 使用할 수 있다는 것을 提案 하였다. 이 回路는 轉流用補助 thyristor가 必要없기 때 문에 從來의 pulse幅制御變換回路보다도 간단하며 또 性能의 으로도 上述한 바와 같은 문제점이 없고 制御性도 豐富한 動作이 얻어진다는 것이 밝혀졌다.

또 本 論文에서는 一次로 thyristor電力變換器(PWM 方式)를 中心으로 考察하였으며 電力變換器를 利用한 電動機系의 無効電力處理에 關한 考察은 第II報에서 報告하고자 한다.

2. 回路構成과 動作原理

그림 1에 本 論文에서 提案하는 pulse幅 制御變換回路의 構成을 圖示하였다. 그림에서 破線內部가 一般의인 直列 diode形 thyristor bridge로 그 主 thyristor의 各各에 reactor와 diode $L_i, d_i (i=1, 2, 3, 4)$ 를 附加한

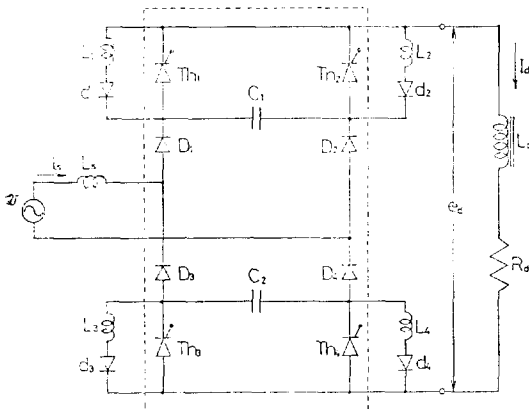


그림 1. pulse幅制御變換回路
Fig. 1. Pulse-width controlled converter

構成으로 되어있다. 이들 reactor와 diode는 condenser C_1, C_2 와 같이 thyristor Th_1 과 Th_2 間의 轉流 및 Th_3 와 Th_4 間의 轉流를 行하는 轉流補助回路를 構成하고 있다.

그림 2는 本 回路에 의한 直流出力電壓 e_d , 交流側 電流 i 의 波形例와 各素子의 導通順序를 表示한 것이 다

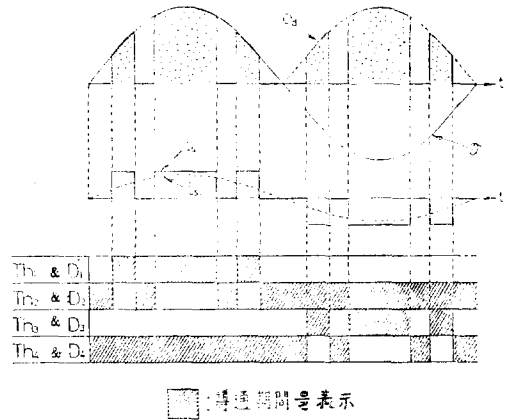


그림 2. 直流出力電壓, 交流側電流의 波形例와 素子의 導通順序
Fig. 2. Waveforms of dc output voltage and input current and sequence of conduction for the rectifying components

電源電壓 v 의 正의 半周期에서는 Th_1 (및 D_4)를 導通 시킨채 Th_1 과 Th_2 를 交互로 導通시키고 또 v 의 負의 半周期에서는 Th_2 (및 D_2)를 導通시킨채 Th_3 와 Th_4 를 交互로 導通시켜 圖示한 바와 같은 pulse狀의 出力電壓 e_d 를 얻는 것이다. e_d 의 平均值는 그 pulse幅을 變化시키기에 따라 可變되며, 이때 交流電流 i 의 基本波成分 i_{i1} 은 圖示한 바와 같이 電源電壓 v 와 同位相으로 할 수가 있다.

다음에 電源의 正의 半周期를 例로 thyristor Th_1, Th_4 가 導通하여 負荷에 電力을 供給하고 있는 狀態에서 Th_1 을 消弧하고 다시 點弧하는 경우의 轉流動作을 살펴본다. (電源의 負의 半周期의 轉流動作도 똑같다) 이때 直流側의 inductance L_d 는 커서 負荷電流 I_d 는 一定하다고 假定한다.

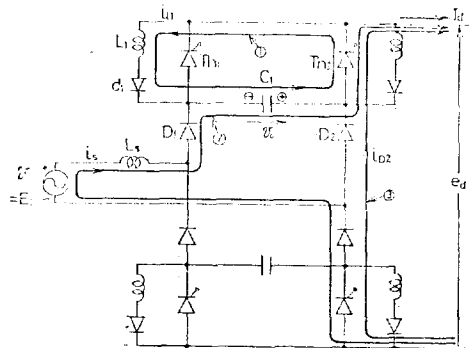
Th_1 의 消弧時(그림 3 (a))

轉流 condenser C_1 은 그 以前의 轉流에 의하여 圖示한 極性으로 充電되어 있다. Th_2 를 點弧하면 Th_1 은 C_1 의 電壓 v_c 에 의하여 逆 bias되어 바로 消弧되고 C_1 은 L_1 과의 直列共振回路①에서 放電을 開始한다. 이와 同時에 負荷電流 I_d 는 C_1 을 通하는 ②의 經路로 옮겨져 C_1 의 放電을 促進한다. Th_3 은 condenser C_1 의 하역 $v_c=0$ 로 되는 時點까지 逆 bias되어 이 사이에 順方向 阻止能力을 回復한다. 이때 v_c 는 反轉되고 그 反轉된 電壓이 그때의 電源電壓 E_d 보다 높아질라고 하는 時點에서 D_2 가 順 bias되어 導通되고 I_d 는 ②의 經路에서

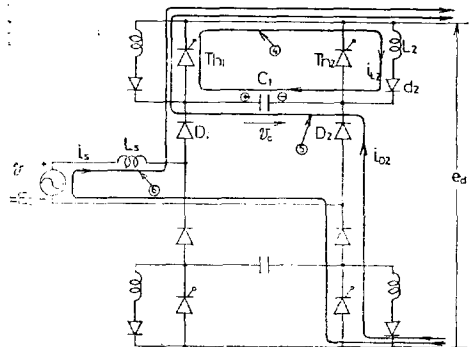
③의 經路로 옮겨진다. 이때 經路의 移動은 電源側의 inductance L_s (變壓器의 漏洩 inductance 등) 때문에 순간적으로는 이루어지지 않고 잠시 동안은 ②와 ③의 經路가 共存한다. 이 사이에 L_s 의 energy $\frac{1}{2}L_s I_d^2$ (및 電源의 energy)는 C_1 으로 옮겨져 그 充電電壓을 電源電壓보다 높이는 作用을 한다. (이 L_s 에 의한 C_1 의 充電은 電源電壓이 낮은 時點에서 轉流을 行할때에 condenser의 電流電壓을 確保하는 點에서 重要하다.) ①의 電流가 v_c 를 反轉시킨後 零으로되고 ②의 電流도 零으로되는 時點에서 轉流動作은 終了된다. 이 時點의 C_1 의 充電電壓은 圖示한 極性과는 逆極性으로 d_1, D_1, Th_1 에 의하여 放電이 阻止되고 다음의 Th_2 의 點弧時에 이것이 利用된다. 轉流終了後는 負荷와 電源은 끊어져 負荷電流 I_d 는 ②의 經路에서 環流되고 直流電壓 e_d 는 零으로 된다.

C_1 의 電壓으로 逆 bias되어 消弧되고, C_1 은 L_s 와의 共振回路④에서 放電을 開始한다. 이 時點의 C_1 의 電壓은 普通電源電壓 E_s 보다 높기 때문에 負荷電流 I_d 는 먼저 C_1 을 通하는 ⑤의 經路로 옮겨져 C_1 의 放電을 促進한다. C_1 이 放電하여 電源電壓과 같게 되는 時點에서 D_1 은 順bias로 되어 電源에서 電流가 ⑥의 經路에서 負荷에 흐르기 始作하고, 同時에 ⑤의 電流는 減少한다. C_1 의 電壓은 ④와 ⑤의 電流로 反轉되고 兩電流가 零으로 되는 時點에서 轉流動作은 終了된다. 이때의 v_c 의 값이 다음의 Th_2 의 消弧時의 轉流電壓(即 그림 3(a)에 表示한 極性的 轉流電壓)으로 된다.

以上の 說明에서 알 수 있는 바와 같이 本論文의 pulse幅制御變換回路는 主 thyristor의 轉流에 補助 thyristor를 附加할 必要가 없다. 이 點이 從來의 變換回路에 비하여 간단하게 되어있다.



(a) Th_1 의 消弧時



(b) Th_2 의 點弧時

그림 3. 轉流時의 電流의 經路

Fig. 3. Current paths during commutation transient

Th_1 의 點弧時(그림 3 (b))

위의 環流動作의 狀態에서 Th_1 을 點弧하면 Th_2 는

3. 轉流時의 電流, 電壓의 解

前節에서는 轉流時의 動作의 概要를 記述하였는데 本節에서는 condenser電壓, thyristor의 逆 bias時間 등 轉流時의 諸特性이나, 入出力特性을 明白하게 하기 위한 기초로서 轉流時의 各部의 電壓, 電流의 解를 求한다.

解析을 容易하게 하기 위하여 다음과 같이 假定한다

- i) 直流電流 I_d 는 一定하다.
- ii) thyristor 및 diode는 理想的인 switching素子라 한다.
- iii) 모든 損失은 無視한다.
- iv) 轉流期間은 電源周期에 비하여 大端히 짧은 것으로 電源電壓은 그사이는 一定하다고 본다.

解析은 前述한 動作에 따라 電源의 正의 半周期에 대하여 thyristor Th_1 의 消弧時, 點弧時를 回路에 흐르는 電流의 經路에 따라 數 mode로 나누고 各 mode에 대하여 成立하는 微分方程式을 풀면 된다. 여기서는 解法은 省略하고 얻어진 結果만을 다음에 表示한다

3.1 Th_1 의 消弧時

Th_1 의 消弧時에는 電流는 그림 3(a)의 經路 ①②③의 어느 곳을 흐르는가에 따라 다음과 같은 5개의 mode가 存在한다.

Mode 1. (電流의 經路①, ②) 이 mode는 Th_2 가 點弧됨에 따라 Th_1 의 電流가 阻止된 時點($t=t_0$ 라 한다)에서 始作하는 轉流時의 最初의 mode로 ①의 電流를 i_{L1} , ②의 電流를 i_2 , condenser C_1 의 電壓을 v_c , 直流出力電壓을 e_d 라 하면

$$\left. \begin{aligned} i_{L1} &= I_{m0} \cdot \sin\{\omega_0(t-t_0) + \varphi_0\} - I_d \\ i_s &= I_d \\ v_c &= L \cdot I_{m0} \cdot \omega_0 \cdot \cos\{\omega_0(t-t_0) + \varphi_0\} \\ e_d &= E_1 + v_c \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

但, $I_{m0} = \sqrt{I_d^2 + V_{c1}^2 / C^2}$

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$$

$$\varphi_0 = \tan^{-1}(I_d / c \cdot \omega \cdot V_{c1})$$

V_{c1} : condenser 電壓의 初期值

E_1 : 轉流期間中의 電源電壓

$$L = L_1 = L_2, \quad C = C_1 = C_2$$

(1)式에서 $i_{L1} = 0$ 로 되는 時刻 t_1 을 구하면

$$t_1 = \frac{2\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_0\right)}{\omega_0 + t_0} \quad (2)$$

로되며 이때 $v_c = -V_{c1}$ 로 된다. 한편 diode D_2 는 $v_c = -E_1$ 인 時點에서 順 bias로 되어 導通한다. 그러므로 萬一 $V_{c1} < E_1$ 이면 $t = t_1$ 에서 mode 1은 끝나고 以後에는 後述하는 mode 2로 옮겨진다. 또 萬一 $V_{c1} > E_1$ 이면 $v_c = -E_1$ 로 되는 時刻

$$t_1' = \frac{\cos(-E/L \cdot I_{m0} \cdot \omega_0) - \varphi_0}{\omega_0 + t_0} \quad (3)$$

까지 mode 1은 繼續되고 以後에 mode 3으로 옮겨진다 또한 $V_{c1} = E_1$ 이면 時刻 $t_1 (=t_1')$ 까지 mode 1이 계속되고 以後에는 mode 4로 옮겨진다.

Mode 2. (電流의 經路 ②) $V_{c1} < E_1$ 인 때 $t = t_1$ 인 時點에서 condenser C_1 이 $i_s = I_d$ 에 의하여 定電流로 充電되어 $v_c = -E_1$ 로 되는 時刻까지 이 mode가 存在한다. v_c, e_d 는 다음式으로 表示된다.

$$\left. \begin{aligned} v_c &= -V_{c1} - I_d \cdot (t - t_1) / C \\ e_d &= E_1 + v_c \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

이 mode의 終了時刻 t_2 는 (4)式에서

$$t_2 = C \cdot (E_1 - V_{c1}) / I_d + t_1 \quad (5)$$

그 以後는 mode 4로 옮겨진다.

Mode 3 (電流의 經路 ①②③) 이 mode는 $V_{c1} > E_1$ 인 때에 mode 1에 이어서 일어나는 mode로 經路 ③의 電流를 i_{D2} 라 하고 計算하면 다음式과 같다.

$$\left. \begin{aligned} i_{L1} &= -I_{m1} \cdot \sin\{\omega_1(t-t_1') + \varphi_1\} - (E_1 t + k_1) / (L_1 + L) \\ i_s &= -(L/L_1) \cdot I_{m1} \cdot \sin\{\omega_1(t-t_1') + \varphi_1\} \\ &\quad + (E_1 t + k_1) / (L_1 + L) \\ i_{D2} &= I_d - I_s \\ v_c &= -\omega_1 \cdot L \cdot I_{m1} \cdot \cos\{\omega_1(t-t_1') + \varphi_1\} - L \cdot E_1 / (L_1 + L) \\ e_d &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

但, $I_{m1} = \{L_1 / (L_1 + L)\} \cdot \sqrt{E_1^2 / L^2 \omega_1^2 + \{i_{L1}(t_1') + I_d\}^2}$

$$\varphi_1 = \tan^{-1}\{-L\omega_1 \cdot (i_{L1}(t_1') + I_d) / E_1\}$$

$$\omega_1 = \sqrt{(L_1 + L) / L_1 L \cdot C}$$

$$k_1 = L_1 \cdot I_d - L i_{L1}(t_1') - E_1 \cdot t_1'$$

(6)式에서 $i_{L1} = 0$ 로 되는 時刻을 t_3 , $i_s = 0$ 로되는 時刻을 t_3' 라한다. 즉

$$i_{L1}(t_3) = 0, \quad i_s(t_3') = 0 \quad (7)$$

여기서 $t_3 > t_3'$ 인 時刻 $t = t_3'$ 에서 이 mode는 終了되고 以後에는 mode 5로 옮겨진다. 그리고 $t_3 = t_3'$ 이면 mode 3의 終了와 同時에 轉流時의 過渡現象은 끝난다.

Mode 4 (電流의 經路: ②③) 이 경우는 $V_{c1} = E_1$, $V_{c1} < E_1$, $V_{c1} > E_1$ 인 경우에 각각 $t = t_1$, $t = t_2$, $t = t_3$ 以後에 일어난다.

$$\left. \begin{aligned} i_s &= I_{m2} \cdot \sin\{\omega_2(t-t_k) + \varphi_2\} \\ i_{D2} &= I_d - i_s \\ v_c &= -E_1 + \omega_2 \cdot L_2 \cdot I_{m2} \cdot \cos\{\omega_2 \cdot (t-t_k) + \varphi_2\} \\ e_d &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

但 $I_{m2} = \sqrt{i_s^2(t_k) + C \cdot \{E_1 + v_c(t_k)\}^2 / L_2^2}$

$$\varphi_2 = \pi + \tan^{-1}\{\omega_2 L_2 \cdot i_s(t_k) / (E_1 + v_c(t_k))\}$$

$$\omega_2 = 1 / \sqrt{LC}$$

$$k = 1, 2, 3,$$

i_s 는 다음의 時刻에 零으로되며 轉流動作은 끝난다.

$$t_4 = (\pi - \varphi_2) / \omega_2 + t_k \quad (9)$$

Mode 5. (電流의 經路: ①, ③) 이 mode는 mode 3에서 $i_s = 0$ 인 時刻 $t = t_3'$ 以後에 일어나며

$$\left. \begin{aligned} i_{L1} &= I_{m2} \cdot \sin\{\omega_0(t-t_3') + \varphi_3\} \\ i_{D2} &= I_d \\ v_c &= \omega_0 L I_{m2} \cos\{\omega_0(t-t_3') + \varphi_3\} \\ e_d &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

但 $I_{m2} = \sqrt{i_{L1}^2(t_3') + v_c^2(t_3') / \omega_0^2 L^2}$

$$\varphi_3 = \pi + \tan^{-1}\{\omega_0 L i_{L1}(t_3') / v_c(t_3')\}$$

i_{L1} 는 다음의 時刻에 零으로되며 轉流動作은 끝난다.

$$t_5 = (\pi - \varphi_3) / \omega_0 + t_3' \quad (11)$$

3.2 Th₁의 點弧時

Th₁의 點弧時는 電流가 그림 3(b)의 經路: ④⑤⑥의 어느곳을 흐르는가에 따라 다음과 같은 4가지 mode가 存在한다.

點弧時의 condenser 電壓의 初期值를 $v_c = -V_{c2}$ (단 $V_{c2} > 0$)라하면 이것은 直前의 Th₁의 消弧時의 v_c 의 最終值로 V_{c2} 는 보통 電源電壓 E_2 보다도 크고 最小인 경우에도 $V_{c2} = E_2$ 로 보아도 좋다. (電源電壓이 Th₁點弧時의 直前의 環流期間中에 condenser 電壓보다 높아지는 경우도 있을 수 있으나 이 경우에도 condenser는 D_1 을 통하여 充電되어 $V_{c2} \approx E_2$ 로 된다). $V_{c2} > E_2$ 이면 다음의 mode 6에서 또 $V_{c2} = E_2$ 이면 mode 7에서 轉流 過渡現象이 始作된다.

Mode 6. (電流의 經路: ④, ⑤) Th₁의 點弧로 Th₂의 電流가 阻止된 時點을 $t = t_6$ 라하고, ④의 電流를 i_{L2} , ⑤의 電流(D_2 를 흐르는 電流)를 i_{d2} 라하면

$$\left. \begin{aligned} i_{L2} &= I_{m3} \cdot \sin(\omega_0(t-t_6) + \varphi_4) - I_d \\ i_{D2} &= I_d \\ v_c &= -\omega_0 L I_{m3} \cos\{\omega_0(t-t_6) + \varphi_4\} \\ e_d &= -v_c \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

但 $I_{m3} = \sqrt{I_{d2}^2 + (\omega_0 c V_{c2})^2}$
 $\varphi_4 = \tan^{-1}(\omega_0 L I_d / V_{c2})$

v_c 가 放電하여 $v_c = -E_2$ 로 되는 時刻 t_7 을 求하면
 $t_7 = (1/\omega_0) \{\cos^{-1}(E_2/\omega_0 L I_{m3}) - \varphi_4\} + t_6$ (13)
 로 된다. t_7 에서 diode D_1 은 順 bias로 되어 導通되기 始作하고 以後에는 mode 7로 옮겨진다.

Mode 7. (電流의 經路: ④, ⑤, ⑥) 이 mode는 $t=t_7$ ($V_{c2} = E_2$ 인 때는 $t_7 = t_6$)에서 일어나며, 經路 ⑥의 電流(電源을 通하는 電流)를 i_1 라 하면

$$\left. \begin{aligned} i_{L2} &= I_{m4} \sin\{\omega_1(t-t_7) + \varphi_5\} - \{L_1 I_d - (E_2 t + k_2)\} / (L_1 + L) \\ i_1 &= -(L/L_1) I_{m4} \sin\{\omega_1(t-t_7) + \varphi_5\} \\ &\quad + (L_1 I_d + E_2 t + k_2) / (L_1 + L) \\ i_{D2} &= I_d - i_1 \\ v_c &= -\omega_1 L I_{m4} \cos\{\omega_1(t-t_7) + \varphi_5\} - L E_2 / (L_1 + L) \\ e_d &= -v_c \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

但 $I_{m4} = \{L_1 / (L_1 + L)\} \sqrt{(E_2 / L \omega_1)^2 + \{i_{L2}(t_7) + I_d\}^2}$
 $\varphi_5 = \tan^{-1}\{L \omega_1 (i_{L2}(t_7) + I_d) / E_2\}$
 $k_2 = L i_{L2}(t_7) - E_2 \cdot t_7$

(14)式에서 $i_{L2} = 0$ 로 되는 時刻를 t_8 , $i_1 = I_d$ 로 되는 時刻를 t_8' 라 한다. 即

$$i_{L2}(t_8) = 0, \quad i_1(t_8') = 0 \quad (15)$$

여기서 $t_8 < t_8'$ 인 時刻 $t = t_8$ 에서 mode 7은 끝나고, 이 후는 mode 8로 옮겨진다. 또 $t_8 > t_8'$ 인 時刻 $t = t_8'$ 에서 이 mode는 끝나고, 以後는 mode 9로 옮겨지게 된다. 그로 $t_8 = t_8'$ 이면 mode 7의 終了와 同時에 轉流時의 過渡現象은 끝난다.

Mode 8. (電流의 經路: ⑤, ⑥) 이 mode는 $i_{L2} = 0$ 인 時刻 t_8 이 후에 일어나는 mode로

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_d + I_{m1} \sin\{\omega_2(t-t_8) + \varphi_6\} \\ i_{D2} &= I_d - I_1 \\ v_c &= -E_2 + \omega_2 L_2 I_{m1} \cos\{\omega_2(t-t_8) + \varphi_6\} \\ e_d &= -v_c \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

但, $I_{m1} = \sqrt{(I_d - i_1(t_8))^2 + (\omega_2 c)^2 (E_2 + v_c(t_8))^2}$
 $\varphi_6 = \tan^{-1}\{(i_{11}(t_8) - I_d) \omega_2 L_1 / (E_2 + v_c(t_8))\}$

i_{D2} 는 다음 時刻에 零으로되며 轉流動作은 끝난다.
 $t_9 = -\varphi_6 / \omega_2 + t_8$ (17)

Mode 9. (電流의 經路: ④, ⑥) 이 mode는 mode 7에서 $i_{d2} = 0$ 로 되는 時刻 $t = t_8'$ 이 후에 일어나며

$$\left. \begin{aligned} i_{L2} &= I_{m5} \cdot \sin\{\omega_0(t-t_8') + \varphi_7\} \\ i_1 &= I_d \\ v_c &= -\omega_0 L \cdot I_{m5} \cdot \cos\{\omega_0 \cdot (t-t_8') + \varphi_7\} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$$\left. \begin{aligned} e_d &= E_2 \\ \text{但 } I_{m5} &= \sqrt{i_{L2}^2(t_8') + (\omega_0 c)^2 \cdot v_c^2(t_8')} \\ \varphi_7 &= \tan^{-1}(i_{L2}(t_8') / I_{m5}) \end{aligned} \right\}$$

i_{L2} 는 다음時刻에 零으로되며 轉流動作은 끝난다.
 $t_{10} = (\pi - \varphi_7) \omega_0 + t_8'$ (19)

以上과 같이 Th_1 點弧時 轉流動作終了時의 condenser 電壓 v_c 는 다음의 Th_1 消弧時의 v_c 의 初期值로 된다.

3.3. 解의 計算順序

前節에서 Th_1 의 消弧時 및 點弧時에 있어서의 各部의 電壓, 電流의 解가 구하여 졌는데 이들의 解는 Th_1 의 消弧時, 點弧時의 condenser 初期電壓 V_{c1} , V_{c2} 가 未知量으로서 包含되어 있으므로 이들의 값을 구할 必要가 있다. 이때 V_{c1} 과 V_{c2} 는 한쪽을 알면 另一쪽도 알 수 있는 것으로 어느한쪽을 구하면 된다. V_{c2} 는 다음과 같은 順序에 따라 計算하면 된다.

먼저 電源의 半周期의 最初의 Th_1 의 點弧時에 V_{c2} 의 값을 任意로 假定하고 節節의 mode 6~7의 解에서 點弧時의 condenser 電壓最終值를 구한다. 다음에 이것을 Th_1 消弧時의 初期值로서 mode 1~5의 解에서 消弧時의 condenser 電壓最終值를 구한다. 이어서 이것을 Th_1

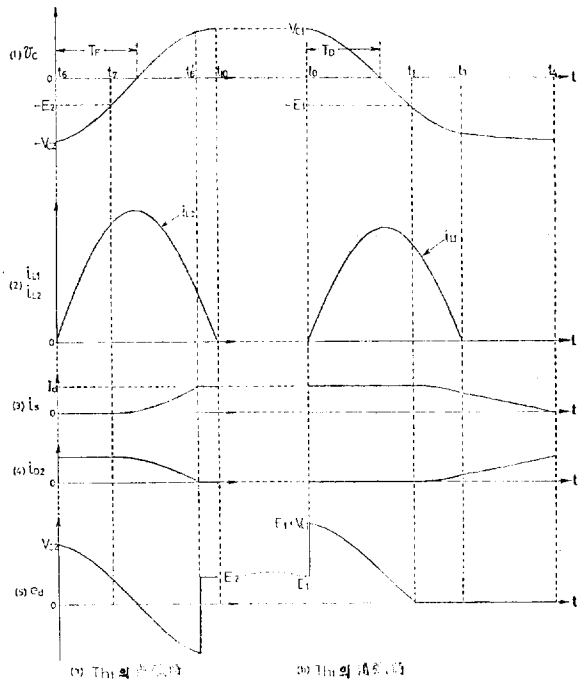


그림 4. 轉流時의 各部 電壓 電流波形例
 Fig. 4. Typical theoretical waveforms during commutation transient

의 第2回의 點弧時의 初期值로하여 위와 같은 計算을 한다. 이것을 電源半周期의 on-off回數(pulse數)만큼 반복하여 電源의 正의 半周期의 最後의 Th_1 消弧時의 condenser電壓 V_{c2} '을 구한다. 이 V_{c2} '이 다음 電源의 正의 半周期의 Th_1 點弧時의 初期值로 되는 것으로 定常狀態에서는 처음에 假定한 V_{c2} 에 같지 않으면 안된다. 따라서 方程式 $V_{c2}'=V_c$ 를 計算하면 V_{c2} 의 값이 決定된다.

그림 4는 5節의 試作變換回路에 對하여 電源半周期中에 一回의 on-off制御(單一pulse幅制御)를 行한때의 點弧時 및 消弧時의 各部電壓, 電流波形을 上述한 方法에 따라 計算한 것이다.

그림에서 點弧時는 $V_{c2} > E_2$ 인때 mode 6→7→9에 따라, 또 消弧時는 $V_{c1} > E_1$ 인때 mode 1→3→4에 따라 轉流動作이 이루어지고 있는 것을 알 수 있다.

4. 特性의 考察

前節에서 구한 轉流時의 電壓, 電流解를 基本으로 하여 本變換裝置의 轉流 condenser電壓, thyristor의 逆 bias時間, 直流出力電壓 및 入力側電流 등의 特性을 考察하여보자.

本節에서는 電源半周期當의 出力電壓 pulse數는 單一-pulse인 경우나, 複數 pulse인 경우나 動作에는 本質의 인 差異가 없으므로 便宜上 單一pulse인 경우를 取扱하고 또 計算値는 다음節의 試作回路의 定數를 例로들어 본다.

4.1 轉流 condenser電壓

Thyristor의 消弧時 및 點弧時의 condenser電壓 V_{c1} 및 V_{c2} 는 轉流의 與否를 決定하는 것으로, 이들이 定常狀態에서 어떤값으로 되는가는 大端히 重要하다.

그림 5는 試作回路를 圖示한 3개의 pulse幅 A,B,C로 運轉하였을 때 V_{c1} 및 V_{c2} 와 直流電流 I_d 와의 關係를 計算한 結果이다. 그림에서 V_{c1} , V_{c2} 는 點弧時, 消弧時의 電源電壓 E_2, E_1 (단 $E_1 = E_2$) 보다크고 또 直流電流 I_d 가 클수록 크다. 이것은 V_{c2} 에 대해서는 다음과 같이 생각할 수 있다. 即 V_{c2} 는 Th_1 消弧時의 condenser電壓의 最終值이나 이때 diode D_2 가 導通을 開始하는 時點의 condenser電壓의 크기는 電源電壓 E_1 에 같고, 그以後 轉流終了時까지 inductance L_1 의 energy 外에 L_1 의 energy $\frac{1}{2}L_1I_d^2$ 및 電源의 energy가 condenser에 옮겨져 그 充電電壓을 높이기 때문이다. 또 V_{c1} 는 V_{c2} 가 Th_1 의 點弧時에 LC共振과 直流側電流에 依하여 反轉된 結果의 값이기 때문에 그 變化는 V_{c2} 와 같은 傾

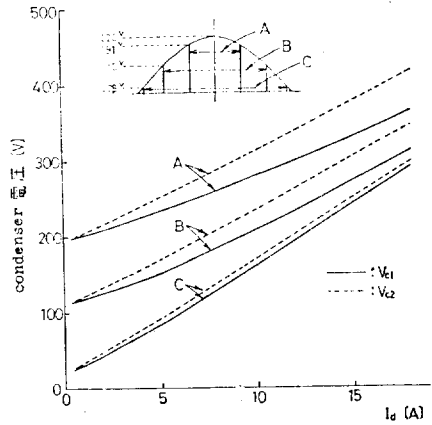


그림 5. 轉流 condenser電壓과 直流電流와의 關係
Fig. 5. Voltage across commutating capacitor versus dc current

向이다. 다만 그림에서 알수있는 바와 같이 $V_{c1} < V_{c2}$ 로 된다. 그리고 pulse幅이 넓은 C에서는 轉流時의 電源電壓은 比較的적으나 V_{c1} , V_{c2} 의 값은 相當히 큰 값이 얻어진다는 것을 알 수 있다.

4.2 逆 bias時間

이와같은 結果로서 本回路에서는 電源電壓의 零點附近에서 最大值까지의 任意的 時點에서 thyristor의 轉流가 行하여진다.

그림 6은 Th_1 의 消弧時의 逆 bias時間 T_D 와 Th_1 의 點弧時의 Th_2 의 逆 bias時間 T_F (그림 4參照)를 그림 5의 各 경우에 對하여 計算한 것이다. 試作回路에서는

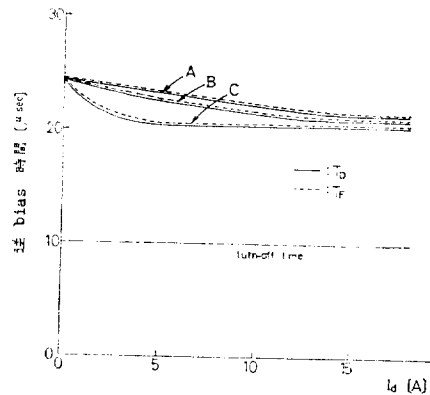


그림 6. 逆 bias時間과 直流電流와의 關係
Fig. 6. Inverse bias time versus dc current

turn off時間은 約 15μsec인 thyristor를 使用하였기 때문에 A,B,C어느 경우나 逆 bias時間은 充分한 時間이 얻어진다.

다음에 逆 bias時間 T_D 에 對하여 그 性質을 살펴본

다. T_D 는 (1)式에서 $v_c=0$ 로되기까지의 시간이므로

$$T_D = (1/\omega_0) \left\{ \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(I_d/\omega_0 c \cdot V_{c1}) \right\} \quad (20)$$

이식에서 一定한 直流電流 I_d 에서는 V_{c1} 이 높을수록(따라서 그림 5에서 $C \rightarrow B \rightarrow A$ 와 Th_1 의 消弧時의 電源電壓이 높을수록) T_D 는 커지는것을 알수있다. 또 T_D 는 無負荷時($I_d=0$)에 最大로되며 LC 共振으로 決定되는 一定值 $\pi/2\omega_0$ 로 되어 負荷時에는 上式()內的 第2項分만 減小한다. 다만 그림 5에서 알 수 있는 바와같이 直流負荷電流 I_d 가 增加함에 따라 V_{c1} 도 增加하므로 이 第2項의 變化는 緩慢하여 T_D 의 減小는 적다. 그림 6은 T_D 를 具體的으로 表示한 것이다.

한편 T_F 에 對해서는 3,2節의 結果에서 그의 數式이 求하여지나 式이 複雜하여 變化의 傾向을 把握하기 어렵다. 그러나 그림6의 計算結果에 의하면 T_F 는 T_D 와 거의 같이 變化한다는 것을 알 수 있다. 그림에서 A,B,C는 경우나 T_F 는 T_D 보다 약간 크다. 이것은 그림5에서 $V_{c2} > V_{c1}$ 로 되는 結果로서 逆 bias時間으로서는 짧은 쪽의 T_D 가 turn off時間보다 길면 된다.

4.3 直流電壓調整範圍와 電壓變動率

그림 7은 本變換回路의 直流出力電壓 1 pulse分の 波形((a)圖, 그림 4의 e_d 參照)를 從來의 pulse幅制御變換回路의 典型的인 直流電壓波形((b)圖)과 比較하여 表示한 것이다.

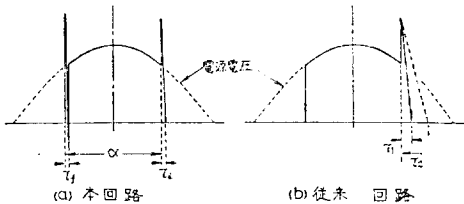


그림 7. 直流電壓 pulse의 波形
Fig. 7. Waveforms of dc voltage pulse

그림 7 (b)의 波形에서 볼 수 있는 spike狀電壓은 thyristor의 強制消弧時에 轉流 condenser의 電壓이 電源電壓에 重疊된 것으로, condenser의 放電과 同時에 出力電壓은 下降하나 이 放電은 直流負荷電流에 依한 定電流放電이기 때문에 負荷가 가벼워지면 spike電壓의 幅이 넓어져(同圖의 τ_2) 그만큼 出力電壓(平均値)이 上昇한다. 그러므로 電壓變動率이 커지고 또 輕負荷時의 直流電壓調整範圍도 좁아진다. 이에 對하여 그림(a)에서는 出力電壓의 上昇時와 下降時에 轉流 condenser에 의한 spike가 나타나나 轉流 condenser의 放電은 直流電流와 LC 共振電流의 兩者에 의하여 行하여지기 때문에 輕負荷時에도 spike幅 τ_1, τ_2 는 比較的짧다.

그러므로 電壓變動率, 直流電壓調整範圍도 그림(b)의 경우보다 良好하다.

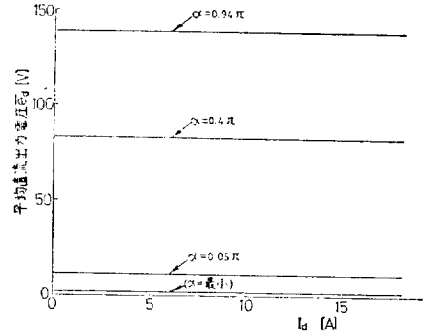


그림 8. 平均直流電壓과 直流電流와의 關係
Fig. 8. Average dc voltage versus dc current

그림 8은 試作回路의 直流電壓, 電流特性을 電壓 pulse幅 α (그림 7 (a)參照)를 變數로하여 表示한 것으로 直流電流의 넓은 範圍에 걸쳐 電壓電流의 變動이 적어 電壓變動率이 良好하고 또 α 를 調整하여 負荷의 輕重에 關係없이 直流電壓을 廣範하게 變化시킬 수가 있다는 것을 알 수 있다.

4.4 交流側電流와 基本波力率

本回路의 交流側電流는 理想的으로는 矩形波로되나 轉流時의 過渡現象 때문에 實際로는 梯形波狀으로된다(그림 4 i_s 參照) 그러므로 制御回路에서 設定한 基本波力率(보통 1로 設定)에 對하여 遲力率로 되나 本回路에서는 轉流 condenser의 放電및 電壓反轉이 빠르기 때문에 負荷의 輕重에 關係없이 力率의 變化가 적어 거의 設定値와 같은 基本波力率이 얻어진다고 생각할 수 있다.

5. 實驗의 檢討

前章까지의 解析의 妥當性을 確認함과 同時에 本回路의 여러가지 動作特性을 살피기 위하여 그림 1의 主回路를 試作하여 實驗的으로 檢討하였다. 그 結果 解析의 妥當性이 確認되었으며 또 動作特性에도 좋은 結果가 얻어졌다.

試作回路의 諸定數는 다음과 같다.

L_s ; 0.4mH

L_1, L_2 ; 100 μ H

C_1, C_2 ; 8, 12, 16 μ F

L_d ; 200mH

$Th_1 \sim Th_4$; 高速 switching用 耐電壓 600V, 平均順電流 50A, turn off time 30 μ sec,

電源電壓 ; 1φ 220V, 50Hz,

또 試作回路의 gate制御法은 前節에서 說明한 單一 pulse制御, 및 複數 pulse의 一例로서 6 pulse制御에 對하여 行하였다. 이때 gate信號는 電源電壓과 同位相인 正弦波電壓과 三角波電壓과의 交點에서 gate pulse를 얻는 것으로 그림 9에 6 pulse인 경우의 制御法(PWM 制御法)을 表示하였다. 制御回路는 photo coupler를 利用한 直流 gate方式을 採用하였기 때문에 thyristor의 導通期間과 gate pulse의 印加期間은 같다.

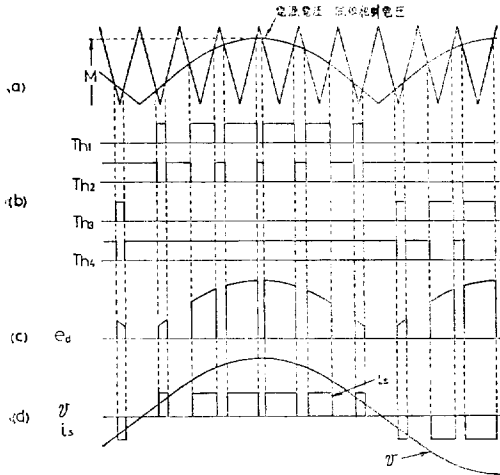


그림 9. Gate制御法과 電壓 電流波形(6 pulse/半周期)
Fig. 9. Gate control method and voltage and current waveforms (six pulses in a half cycle)

5.1 單一-pulse制御

그림 10은 그림 6의 計算値에 對應한 實測値를 表示한 것이다. 그림에서 逆 bias時間은 本試作回路에 對해서는 充分한 時間이며 또 實測値와 計算値를 比較하여 C인 경우의 誤差가 最大 10%程度이고 나머지는 數 %程度이다. 이것은 解析을 할때 回路損失(및 損失에 付隨되는 電壓降下)를 無視하고, 測定誤差를 생각하면 것이 妥當한 結果라고 말할 수 있다.

그림 11은 그림 8의 直流電壓-電流特性에 對應하는 實測値이다. 實測値는 計算値보다 數V程度 낮고 또 電壓變動率도 若干 크나 이것은 주로 計算値에는 順方向 電壓降下가 包含되어 있지 않기 때문에 이점을 考慮하면 兩者는 거의 一致하고 負荷電流의 넓은 範圍에 걸쳐 直流電壓의 調整範圍가 넓다는 것이 確認되었다.

前節의 單一-pulse制御法은 一般的인 位相制御變換回路에 比하여 交流側力率(總合力率)은 相當히 改善된 것을 알 수 있으나 交流側電流의 低次高調波의 除去는 充分하다고 말할 수 없다. 그림 9의 6 pulse制御法은

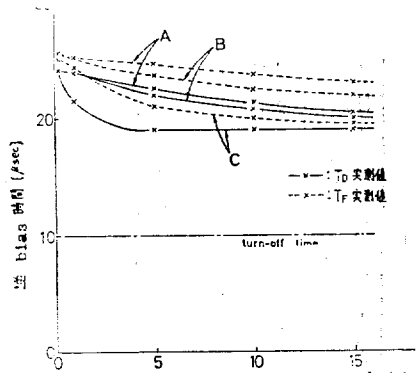


그림 10. 逆 bias時間과 直流電流와의 關係(實測値)
Fig. 10. Inverse bias time versus dc current (experimental curves)

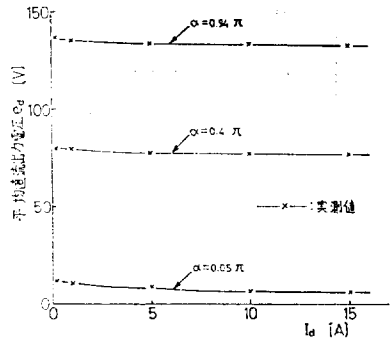


그림 11. 平均直流出力電壓과 直流電流와의 關係實測値
Fig. 11. Average dc voltage versus dc current (experimental curves)

5.2 6pulse制御

交流側電流의 第3次, 第5次, 및 第7次高調波의 除去에 有效한 方法이다.

그림 12는 이 경우의 各部 電壓 電流의 實測波形으로 (a)는 直流出力電壓, (b)는 轉流 condenser電壓으로 轉流 condenser는 電源電壓의 零點附近에서도 相當히 높은 電壓으로 充電되어 있는 것을 알 수 있다. (c)는 交流側電流를 電源電壓과 같이 表示한 것으로 電流는 거의 그림 9 (d)에 表示한 바와 같은 波形으로 되며 基本波力率은 거의 設定値(이 경우 1)와 같은 값이 얻어지고 있다.

그림 13은 이 電流波形의 周波數 spectrum을 表示한 것으로 一般的인 位相制御回路에 比하여 第3次, 5次 및 7次高調波가 거의 完全히 除去된 것을 볼 수 있다.

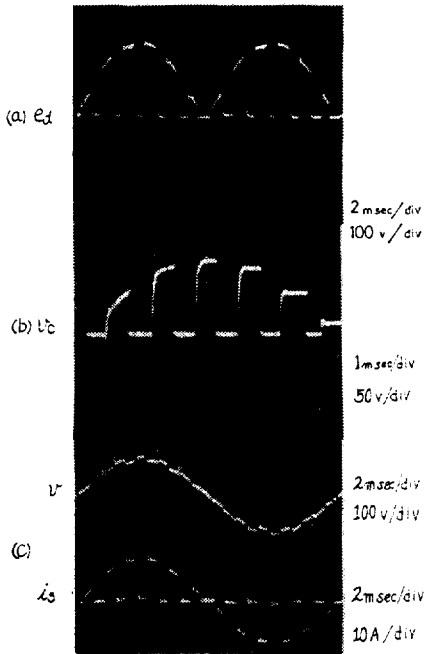


그림 12. 各部 電壓 電流 波形
Fig. 12. Voltage and current waveforms

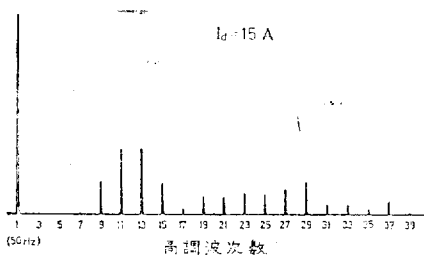


그림 13. 交流側 電流의 周波數 spectrum
Fig. 13. Frequency spectrum of ac line current

한편 回路의 switching周波數附近의 高調波는 增大 하나 이들은 周波數가 比較的 높기 때문에 filter에 의한 除去가 容易하다. 그리고 本制御法에서 直流電壓의 調整은 그림 9(a)의 M 을 變化하여 行하기 때문에 原理적으로 그 調整範圍는 單一 pulse制御인 경우보다 좁으나 負荷電流의 넓은 範圍에 걸쳐 거의 같은程度의 調整範圍가 얻어지고 또 電壓變動率도 比較的 良好하다는 것을 알 수 있다.

5.3 電力 再生 動作

지금까지는 주로 順變換動作에 對하여 記述하였는데 本回路는 gate信號의 位相을 順變換에 對하여 180° (即 電源의 半周期) 移動시킨 것 만으로 任意의 時點에서

逆變換動作(回生動作)으로 바꿀 수가 있으며 直流側의 energy를 交流側에 回生시킬 수 있다. 예를들면 그림 1에서 電源電壓이 正의 狀態에서 Th_1 과 Th_4 가 導通하여 電源에서 負荷에 電力이 供給되고 있을 때 gate信號의 位相을 180° 進相으로하여 點弧하면 Th_1 과 Th_4 는 消弧되고, 負荷電流는 Th_2 와 Th_3 를 通하는 逆變換動作으로 된다. 以後에 gate信號에 따라 電源의 正의 半周期中 Th_3 와 Th_4 를 및 直流側에 對하여 電源半周期當의 pulse數, 回路定數 및 素子의 定格을 어떻게 選擇할 것인가 등 設計上의 문제는 對象外로하였는데 이들은 解析結果를 基礎로하여 檢討할 수가 있다. 또 本回路는 容易하게 三相回路로 擴張하여 三相 PWM變換回路로서 使用할 수가 있으나 이것은 다음機會에 考察코자 한다.

끝으로 本研究는 1980年度 工科大學 教授國費海外派遣研究計劃에 의하여 이루어진 것이며 本 研究修行에 있어서 여러가지 指導와 協助를 하여주신 東京工業大學 電氣電子工學科 片岡昭雄 教授와 水町和寬 氏에게 感謝드리는 바이다.

參 考 文 獻

- (1) T. Matsushashi, Y. Amemiya: "Thyristor power control with less third harmonic component," J.I.E.E.J. Vol. 90 No. 8 pp.1621~1626, 1970.
- (2) D. Alexa and V. Prisacaru; "Selbstgeführte stromrichter für umkehrantriebe, die Keine Blindleistung des speisenetzes benötigen," ETZ-A, Bd. 94, H. 3, pp.158~161, 1973.
- (3) T. Fukao, S. Miyairi; "ac-dc converter intended to improved the power factor and current wave form of ac side," Trans. I.E.E.J. Vol. 94-B No. 8 pp.391~397, 1974.
- (4) T. Kataoka, S. Miyairi; "A chopper type rectifier circuit the thyristor bridge with series diode modified by reactor," I.E.E.J. Appl. mag. Vol. 4pB-7 pp.105~106, 1975.
- (5) T. Kataoka, S. Miyairi; "A fulse width controlled ac to dc converter to improve power factor and waveform of ac line current," I.E.E.E. Trans. I.A. Vol. IA-15 No. 6 pp.670~675, 1979.
- (6) H. Kazuno; "Commutation of the 3 phase thyristor bridge furnished with commutation capacitors and series diodes," J.I.E.E.J. Vol. 90 No. 10 pp.1960~1969, 1970.