

磁氣結合型 펄스 變壓器를 利用한 SCR 強制轉流 回路的 最適設計에 關한 研究

A Study on the Optimal Design of the Forced Commutation Circuit for
SCR Using Magnet-coupled Pulse Transformer

朴 重 淳

Jong-Soon Park

〈 目 次 〉

Abstract

記號說明

1. 序 論

2. 펄스變壓器를 이용한 轉流原理와 理論

2 - 1. 轉流 原理와 그 動作

2 - 2. 轉流 回路的 理論 解析

2 - 3. 逆바이어스 時間의 理論 曲線

3. 펄스變壓器를 이용한 轉流回路的 設計

4. 實驗 및 檢討

4 - 1. 實驗圖와 轉流 回路的 電壓 波形

4 - 2. 逆바이어스 時間의 理論 曲線과 實驗 曲線

4 - 3. 檢 討

5. 結 論

參考文獻

9. 河注植 · 柳吉洙, PID制御器의 最適調整에 關한 研究, 韓國海洋大學 大學院 論文集, Vol.2, pp.89-106 (1979)
10. Benjamin C. Kuo, Automatic Control Systems, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J. (1982)
11. George M. Swisher, Introduction to Linear Systems Analysis, Matrix Publishers, Inc. (1976)
12. Benjamin C. Kuo, Digital Control Systems, Holt, Rinehart and Winston, Inc. (1980)



A b s t r a c t

The thyristor was developed in 1957 in the laboratories of the General Electric Company and became commercially available in 1960 to 1961 in ratings of approximately 200(A) and 1,000(V).

The SCR was clearly a good device and a rapid development in industrial control equipment and power electronic field was being established since it had been appeared.

However, we found some difficulties in applying thyristors and one of them is the commutation technics which the anode current of a thyristor may be reduced to zero to permit the "switch" to be opened again.

In the inverter circuits in particular, exact commutation is required to protect the power supply mechanism from burning damage due to short circuit.

There are two types of commutation technics ; One of them is the reverse-biased voltage commutation which has strong point in its control characteristics and simplicity of the circuit and the other is the reverse-biased current commutation which has short comes in difficulty to seperate main circuit from auxiliary one and further need big diode as large as main thyristor.

In this paper, the optimal design of the reverse-biased voltage commutation circuit for SCR was studied and the theoretical analysis of the circuit was made.

The following results were obtained from the above works:

1. When the SCR is turned off during the commutation interval, the commutation circuit is analysed theoretically and the minimized bias-time of reverse voltage is calculated.
2. The optimal ranges of inductance and capacitance in variable load conditions not to fail the commutation was obtained by the experimental method.
3. As may be seen from the Fig.9 in this paper, the computer simulated theoretical graph agrees fairly well with the experimental result within the range that values of Z is 12-70.
4. Showed up the optimal design condition of the commutation mechanism and confirmed by experiment that optimal values of L and C is 480 (μH) and 3 (μF) respectively under the conditions that supply voltage is 10 (V) and load current 0.5 (A) using SCR of which turn off time is 60 (μsec).

記 號 說 明

- C : commutating capacitor (F)
 E : supply load voltage (V)
 i, I_m : commutating current (A)
 i' : total sum of the loss current for pulse transformer (A)
 I_g : gate current (A)
 I_R : load current (A)
 k : leakage factor
 kL : leakage inductance (H)
 L : inductance (H)
 L_1, L_2 : primary/secondary inductance of pulse transformer (H)
 n : turns ratio
 R : resistance for iron loss (hysteresis and eddy current loss - Ohm)
 R_L : resistive load (Ohm)
 r : resistance of coil (Ohm)
 t : instantaneous time (sec)
 t_q : turn off time of SCR₁ (sec)
 T_c : pulse transformer
 V_L : induced voltage across the coil (V)
 $V(0)$: initial charged voltage of commutating capacitor (V)
 ω ; angular frequency (rad/sec)

1. 序 論

1957年 G.E社에 依해서 다이리스터가 SCR이라는 상품명으로 개발된 후 실제 적용에 있어서 어려움을 겪었던 기술적인 문제중의 하나가 轉流기술이다.

특히 인버터 회로에서는 轉流失敗하면 직류측 短絡事故가 생겨 電氣機器를 소손시킬 염려가 있으므로 확실한 轉流動作이 要求된다.

轉流方法에는 電壓 逆바이어스 方法과 電流 逆바이어스 方法이 있다. 電壓 逆바이어스 方法은 미리 콘덴서 C를 充電시켜 두었다가 強制消弧 시켜야 할 時點에서 轉流 리액터 L을 通해 放電시킴으로써 構成되는 L-C 轉流回路를 利用하여 導通中인 SCR의 陽-陰極 사이에 逆電壓을 印加하는 方式이다.^{1,2)}

또한 電流 逆바이어스 方法은 SCR에 逆並列 다이오드를 보조로 첨가해 두었다가 消弧時點에서 負荷電流를 SCR로부터 逆並列 다이오드로 옮겨 消弧시키는 方法이다.

그런데 電流 逆바이어스 方法에는 主回路와 轉流回路와의 電氣的 分離가 극히 곤란하며 主SCR와 동일 용량의 다이오드가 必要하다는 短點이 있다.

또한 電壓 逆바이어스 方法은 電氣的 分離는 가능하나 主回路가 복잡해지면 轉流失敗 혹은 誤動作을 일으키기 쉽다. 電氣的으로 結合된 電壓 逆바이어스 方式에 관하여는 James W. A Wilson 등에 依하여 研究되었는데 이들은 SCR의 턴 오프 시간과 轉流要素 L,

磁氣結合型 펄스 변壓器를 이용한 SCR 強制轉流 回路의 最適設計에 關한 研究

C 값으로부터 轉流機構를 해석하였다.

그러나 근래에 와서는 轉流回路를 電氣的으로 分離하고 磁氣的으로 結合시켜 強制轉流시키는 方式-磁氣結合型 펄스變壓器를 이용한 逆電壓 轉流方式-이 많이 연구되고 있다.³⁾

이 方式은 제어성능이 우수하고 轉流回路가 간소화되는 등의 잇점이 있으나 轉流要素인 L와 C의 선정이 까다로운 단점이 있다.

따라서 本 研究에서는 磁氣結合型 펄스變壓器를 이용한 逆電壓 轉流方式을 채용하여 SCR을 消弧시킴에 있어서 主 SCR의 順方向 부하전류, 陽極電壓, 轉流콘덴서의 초기전압 및 轉流要素 L, C의 값등을 파라메타로 하여 逆바이어스 時間을 求하는 理論式을 유도하고, 轉流失敗를 하지 않기 위한 負荷조건에 맞는 L와 C의 最適범위를 實驗을 통하여 求하고 이를 理論式과 비교 검토함으로써 磁氣結合型 轉流機構設計의 기초자료를 얻고자 한다.



磁氣結合型 펄스 변壓器를 이용한 SCR 強制轉流 回路의 最適設計에 關한 研究

그림에서 SCR_1 은 負荷와 直列로 연결되어 있으며 이것은 強制消弧를 필요로 하는 主回路用 制御素子이고, SCR_2 는 SCR_1 을 소호시키기 위한 補助스위칭 素子이며 C는 轉流콘덴서이다.

또한 T_c 는 主回路와 轉流回路를 磁氣的으로 結合시키는 펄스變壓

2. 펄스變壓器를 이용한 轉流原理와 理論

2-1. 轉流原理와 그 動作

그림 1은 本 研究에서의 轉流方式 基本原理圖이다.

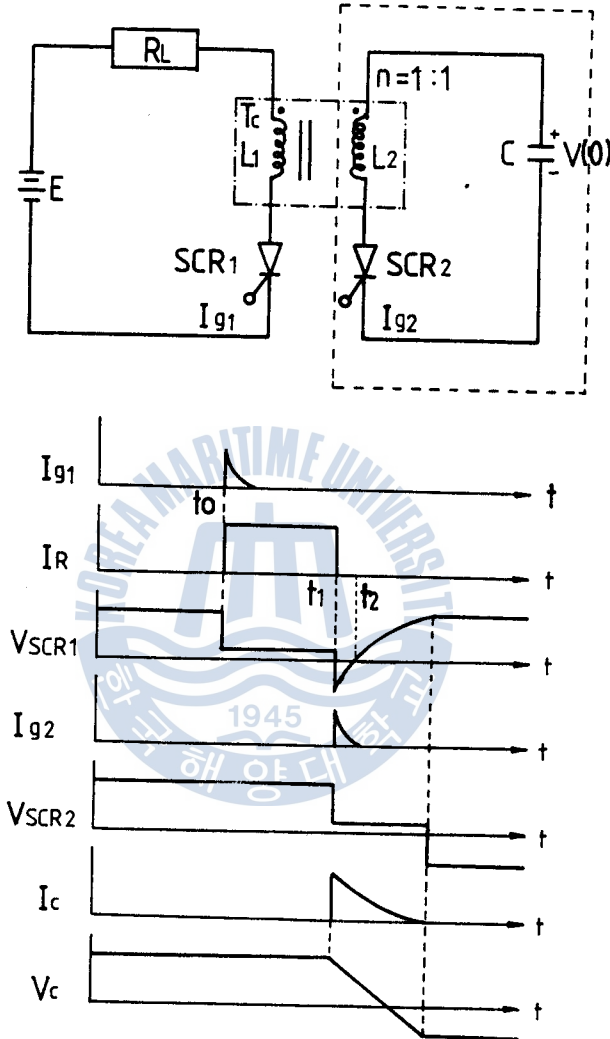
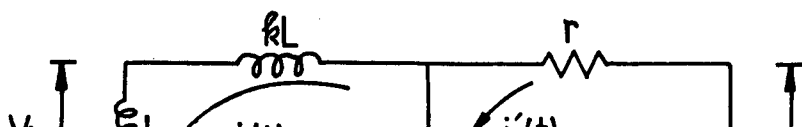


Fig. 1. Basic Commutation Circuit and Waveforms

順方向 電壓降下, 逆方向電流 및 턴-온시간 (TURN-ON TIME) 은 無視할 수 있을 정도로 적은 것으로 했다.



C 값으로부터 轉流機構를 해석하였다.

그러나 근래에 와서는 轉流回路를 電氣的으로 分離하고 磁氣的으로 結合시켜 強制轉流시키는 方式—磁氣結合型 펄스變壓器를 利用한 逆電壓 轉流方式—이 많이 연구되고 있다.³⁾

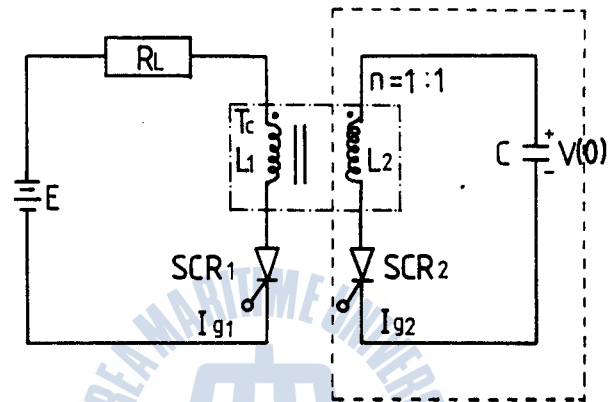
이 方式은 제어 성능이 우수하고 轉流回路가 간소화되는 등의 잇점이 있으나 轉流要素인 L와 C의 선정이 까다로운 단점이 있다.

따라서 本 研究에서는 磁氣結合型 펄스變壓器를 이용한 逆電壓 轉流方式을 채용하여 SCR을 消弧시킴에 있어서 主 SCR의 順方向 부하전류, 陽極電壓, 轉流콘덴서의 초기전압 및 轉流要素 L, C의 값등을 파라메타로 하여 逆바이어스 時間을 求하는 理論式을 유도하고, 轉流失敗를 하지 않기 위한 負荷조건에 맞는 L와 C의 最適범위를 實驗을 통하여 求하고 이를 理論式과 비교 검토함으로써 磁氣結合型 轉流機構設計의 기초자료를 얻고자 한다.

2. 펄스變壓器를 이용한 轉流原理와 理論

2-1. 轉流原理와 그 動作

그림 1은 本 研究에서의 轉流方式 基本原理圖이다.



C 값으로부터 轉流機構를 해석하였다.

그러나 근래에 와서는 轉流回로를 電氣的으로 分離하고 磁氣的으로 結合시켜 強制轉流시키는 方式-磁氣結合型 펄스變壓器를 利用한 逆電壓 轉流方式-이 많이 연구되고 있다.³⁾

이 方式은 제어성능이 우수하고 轉流回路가 간소화되는 등의 잇점이 있으나 轉流要素인 L와 C의 선정이 까다로운 단점이 있다.

따라서 本 研究에서는 磁氣結合型 펄스變壓器를 이용한 逆電壓 轉流方式을 채용하여 SCR을 消弧시킴에 있어서 主 SCR의 順方向 부하전류, 陽極電壓, 轉流콘덴서의 초기전압 및 轉流要素 L, C의 값등을 파라메타로 하여 逆바이어스 時間을 求하는 理論式을 유도하고, 轉流失敗를 하지 않기 위한 負荷조건에 맞는 L와 C의 最適범위를 實驗을 통하여 求하고 이를 理論式과 비교 검토함으로써 磁氣結合型 轉流機構設計의 기초자료를 얻고져 한다.

2. 펄스變壓器를 이용한 轉流原理와 理論

2-1. 轉流原理와 그 動作

그림 1은 本 研究에서의 轉流方式 基本原理圖이다.

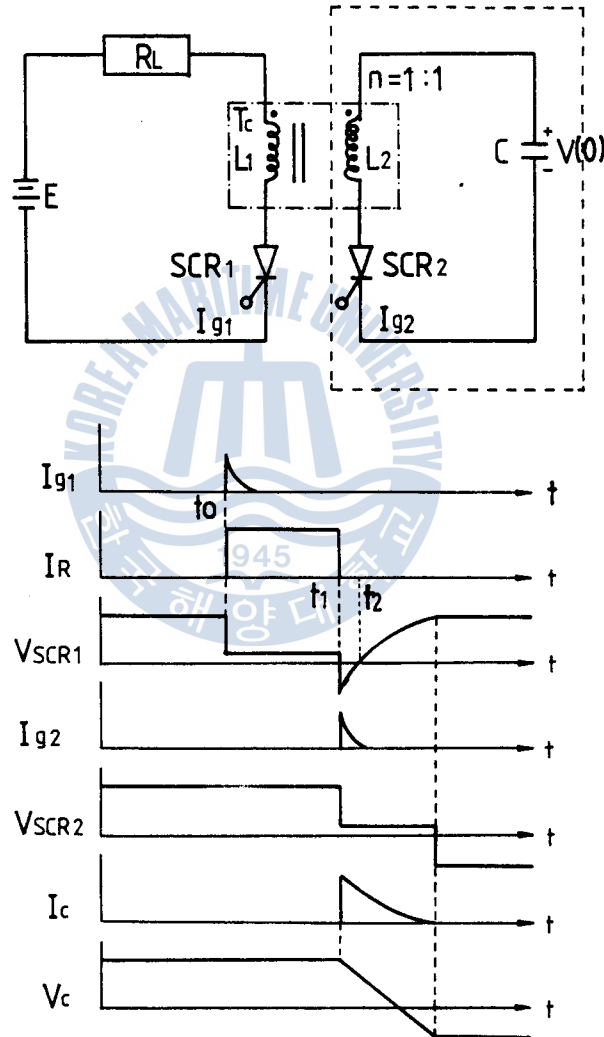


Fig. 1. Basic Commutation Circuit and Waveforms

여기서 $\int^0 i'(t) dt / C = V(0)$

$(k+1)L = L'$ 로 놓으면 (4)式으로부터

$$(R + SL') I(S) = RI'(S) + L' i(0) \quad (6)$$

(5) 式을 (6) 式에 代入하고 $I(S)$ 를 구하면

$$I(S) = \frac{\frac{RV(0)/S}{R+r+l/SC} + L' i(0)}{R + SL' - \frac{R^2}{R+r+l/SC}} \quad (7)$$

(7) 式을 정리하면

$$I(S) = \frac{S i(0) + \frac{CRV(0) + L' i(0)}{L'C(R+r)}}{S^2 + S \frac{L' + CRr}{L'C(R+r)} + \frac{R}{L'C(R+r)}} \quad (8)$$

여기서 $L'C(R+r) = A$ 라 놓으면

$$I(S) = \frac{S i(0) + \{CRV(0) + L' i(0)\} / A}{(S - \alpha + j\beta)(S - \alpha - j\beta)} \quad (9)$$

$$\text{단 ; } \alpha = -(L' + CRr) / 2A \quad (10)$$

$$\beta = \sqrt{4RA - (L' + CRr)^2} / 2A \quad (11)$$

$I(S)$ 를 다음과 같이 놓으면

$$I(S) = \frac{X}{S - \alpha - j\beta} + \frac{Y}{S - \alpha + j\beta}$$

$$= \frac{(X+Y)(S-\alpha) + j\beta(X-Y)}{(S-\alpha-j\beta)(S-\alpha+j\beta)} \quad (12)$$

(9) 式과 (12) 式을 비교하면

$$\left. \begin{aligned} X+Y &= i(0) \\ -\alpha(X+Y) + j\beta(X-Y) &= \{CRV(0) + L'i(0)\} / A \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

(13) 式으로부터

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{i(0)}{2} - j \frac{2CRV(0) + (L' - CRr)i(0)}{4\beta A} \\ Y &= \frac{i(0)}{2} + j \frac{2CRV(0) + (L' - CRr)i(0)}{4\beta A} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

따라서

$$\begin{aligned} i(t) &= Xe^{(\alpha+j\beta)t} + Ye^{(\alpha-j\beta)t} \\ &= \frac{i(0)}{2} e^{\alpha t} (e^{j\beta t} + e^{-j\beta t}) - jBe^{\alpha t} (e^{j\beta t} - e^{-j\beta t}) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\text{단 ; } B = \frac{2CRV(0) + (L' - CRr)i(0)}{4\beta A} \quad (16)$$

(15) 式으로부터 轉流電流를 구하면

$$i(t) = i(0) e^{\alpha t} \cos \beta t + 2Be^{\alpha t} \sin \beta t \quad (17)$$

또한 인덕턴스 양단의 轉流電壓 $V_L(t)$ 는

$$\begin{aligned}
 V_L(t) &= L \frac{di(t)}{dt} \\
 &= (2B\alpha - i(0)\beta) Le^{\alpha t} \sin \beta t \\
 &\quad + (2\beta B + i(0)\alpha) Le^{\alpha t} \cos \beta t \\
 &= \sqrt{(2B\alpha - i(0)\beta)^2 + (2B\beta + i(0)\alpha)^2} \cdot \\
 &\quad Le^{\alpha t} \sin(\beta t + \varphi)
 \end{aligned} \tag{18}$$

따라서

$$V_L(t) = \sqrt{(4B^2 + i(0)^2)(\alpha^2 + \beta^2)} \cdot Le^{\alpha t} \sin(\beta t + \varphi) \tag{19}$$

단 ;

$$\begin{aligned}
 \cos \varphi &= \frac{2B\alpha - i(0)\beta}{\sqrt{(4B^2 + i(0)^2)(\alpha^2 + \beta^2)}} \\
 \sin \varphi &= \frac{2B\beta + i(0)\alpha}{\sqrt{(4B^2 + i(0)^2)(\alpha^2 + \beta^2)}}
 \end{aligned} \tag{20}$$

다음에 $L/C = Z^2$ 으로 두고 (19) 式의 α , β 및 $4B^2 + i(0)^2$ 을 계산하면

(10) 式으로부터

$$\alpha = - \frac{L' + CRr}{2L'C(R+r)} = - \frac{1}{2(1 + \frac{r}{R})} \left(\frac{1}{CR} + \frac{r}{L'} \right) \tag{21}$$

(11) 式으로부터

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{\sqrt{4L'CR(R+r) - (L' + CRr)^2}}{2L'C(R+r)} \\ &= \frac{1}{\sqrt{L'C}} \frac{\sqrt{1 - \frac{1}{4}\left(\frac{Z}{R} - \frac{r}{Z}\right)^2}}{1 + r/R}\end{aligned}\quad (22)$$

(16) 式으로부터

$$\begin{aligned}&4B^2 + i(0)^2 \\ &= \frac{\{2CRV(0) + (L' - CRr)i(0)\}^2}{4L'CR(R+r) - (L' + CRr)^2} + i(0)^2 \\ &= \frac{V(0)^2 + (Z^2/R - r)V(0)i(0) + Z^2i(0)^2}{Z^2\left(1 + \frac{r}{R}\right) - \frac{1}{4}(Z^2/R + r)^2}\end{aligned}\quad (23)$$

또한 轉流中の SCR₁ 에는 $[E - V_L(t)]$ 의 逆電壓이 印加되므로 $V_L(t) = E$ 가 되는 最小의 正의 時間값을 t_1 , SCR₁의 턴오프 時間을 t_q 라 하면 轉流條件은 $t_1 > t_q$ 이어야 한다.

그러나 解析을 간단히 하기 위해서 變壓器의 鐵損과 捲線의 銅損을 無視하면 $R \approx \infty$, $r \approx 0$ 이 되고 (21)式에서 α 가 0이 된다.

따라서 t_1 을 근사적으로 求하면 (19)式으로부터

$$e^{\alpha t} \sin(\beta t + \varphi) = E' \quad (24)$$

여기서 $E' = \frac{E}{\sqrt{4B^2 + i(0)^2} \cdot \beta L}$ 이다.

즉 損失을 무시 함으로써 (25) 式과 같은 最小의 時間 t_0 가 구해진다.

$$\sin(\beta t_0 + \varphi) = E' \quad (25)$$

(25) 式으로부터

$$t_0 = (\sin^{-1} E' - \varphi) / \beta \quad (26)$$

그러나 실제 펄스 變壓器에서는 轉流期間中の 짧은 시간 동안에 있어서 α 가 t 에 따라 變하므로 (24) 式을 α 와 t 에 대해서 미분하면 (φ 와 E' 는 α 와 無關하다.)

$$(t + \alpha \frac{dt}{d\alpha}) e^{\alpha t} \sin(\beta t + \varphi) + e^{\alpha t} \cos(\beta t + \varphi) \beta \frac{dt}{d\alpha} = 0 \quad (27)$$

로 된다. (27) 式에서 dt 는

$$dt = - \frac{\alpha t_0 \sin(\beta t_0 + \varphi)}{\alpha \sin(\beta t_0 + \varphi) + \beta \cos(\beta t_0 + \varphi)} \quad (28)$$

따라서 逆바이어스 時間 t_1 은 (26), (28) 式에서

$$\begin{aligned} t_1 &= t_0 + dt \\ &= \left\{ 1 - \frac{\alpha \sin(\beta t_0 + \varphi)}{\alpha \sin(\beta t_0 + \varphi) + \beta \cos(\beta t_0 + \varphi)} \right\} \cdot t_0 \\ &= \frac{\beta t_0}{\alpha \tan(\beta t_0 + \varphi) + \beta} \\ &= \frac{\sin^{-1} E' - \varphi}{\alpha \tan(\sin^{-1} E') + \beta} \quad (29) \end{aligned}$$

으로써 理論上 最小 逆바이어스 時間이 求해진다.

2-3. 逆바이어스 時間의 理論曲線

펄스 變壓器에서 鐵損抵抗 R과 捲線抵抗 r을 모두 고려하여 逆電壓 바이어스 時間을 求한다는 것은 거의 不可能하므로 $R \approx \infty$, $r \approx 0$ 으로 하여 逆電壓 바이어스 時間을 다음과 같이 近似化 하였다.

즉 (21), (22), (23) 式으로부터

$$\alpha = 0$$

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{L'C}} \quad (\text{以下 } \beta = \omega \text{로 둔다.})$$

$$4B^2 + i(0)^2 = \frac{V(0)^2}{Z^2} + i(0)^2$$

으로 表示된다.

또한 $V(0)/E = \zeta$, $I_R/E = \eta$ (以下 $i(0) = I_R$ 로 둔다)라고 하면 (24) 式은

$$\begin{aligned} \sin(\omega t_1 + \varphi) &= \frac{E}{\sqrt{V(0)^2/E^2 + i(0)^2} \cdot \omega L} \\ &= \frac{k+1}{\sqrt{\zeta^2 + (Z\eta)^2}} \end{aligned} \quad (32)$$

따라서 逆바이어스 時間 ωt_1 은

$$\omega t_1 = \sin^{-1} \frac{k+1}{\sqrt{\zeta^2 + (Z\eta)^2}} - \varphi \quad (33)$$

그리고 (20) 式을 ζ , Z 및 η 로 表示하면

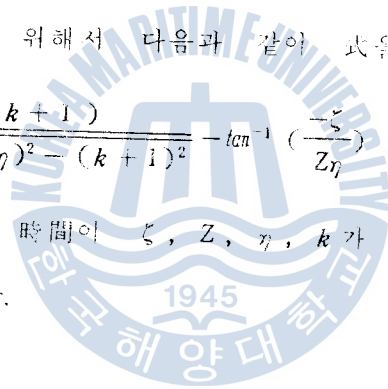
$$\left. \begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{-1}{\sqrt{(\zeta/Z\eta)^2 + 1}} \\ \sin \varphi &= \frac{1}{\sqrt{(Z\eta/\zeta)^2 + 1}} \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

결국 轉流回路의 逆바이어스 時間은 ζ , Z , k 및 η 의 함수로 주어짐을 알 수 있다.

또한 (33), (34) 式의 結果를 利用하여 逆바이어스 時間을 求하기 위한 프로그래밍을 위해서 다음과 같이 式을 변경하였다.

$$\omega t_1 = \tan^{-1} \frac{-(k+1)}{\sqrt{\zeta^2 + (Z\eta)^2 - (k+1)^2}} - \tan^{-1} \left(\frac{-\zeta}{Z\eta} \right) \quad (35)$$

理論上의 逆바이어스 時間이 ζ , Z , η , k 가 變할때 [rad] 或은 [μ s]로서 求해진다.



3. 펄스變壓器를 이용한 轉流回路의 設計

轉流回路에 흐르는 電流 i 가 그림 3 과 같은 커브를 그릴 때 $i \geq I_R$ 의 기간이 턴 오프 시간보다 커야 轉流失敗를 하지 않는다.

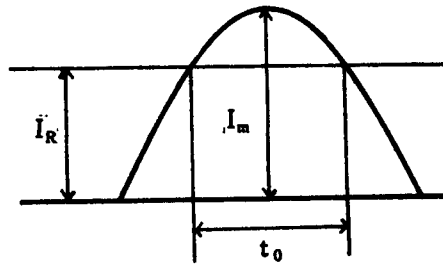


Fig. 3. Commutating Current Pulse

그림 3 에서

$$I_R = I_m \cos \omega \frac{t_0}{2} \text{ 이므로}$$

$$\cos \omega \frac{t_0}{2} = \frac{I_R}{I_m}$$

$$= \frac{I_R}{V(0)} \cdot \sqrt{L/C} \quad (36)$$

또한 制御整流 素子를 턴 오프 시키기 위해서 轉流回路가 供給하는 에너지는

$$W = \frac{1}{2} L \cdot I_m^2 = \frac{1}{2} C \cdot V(0)^2 \quad (37)$$

$$W = \frac{1}{2} \sqrt{LC} \cdot I_m \cdot V(0) \quad (38)$$

여기서 $V(0)$ 는 콘덴서 초기 충전 電壓이다.

(36) 式을 (38) 式에 代入하고 정리하면

$$W = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_0 \cdot I_m \cdot V(0)}{2 \cos^{-1} \left(\frac{I_R}{I_m} \right)} = \frac{t_0 \cdot V(0) \cdot I_R}{4 \cos^{-1} \left(\frac{I_R}{I_m} \right) \cdot \left(\frac{I_R}{I_m} \right)} \quad (39)$$

여기서 $\frac{I_R}{I_m} = \frac{1}{x}$ 이라 하면 (40) 式이 얻어진다.

$$W = \frac{t_0 \cdot V(0) \cdot I_R \cdot x}{4 \cos^{-1} \frac{1}{x}} \text{ 이고}$$

$$\frac{W}{V(0) \cdot I_R \cdot t_0} = \frac{x}{4 \cos^{-1} \frac{1}{x}} = h(x) \quad (40)$$

또 (36) 式에서

$$\frac{t_0}{\sqrt{LC}} = 2 \cos^{-1} \frac{1}{x} = g(x) \quad (41)$$

함수 $h(x)$ 에서 轉流 에너지가 最小值가 되는 x 의 값을 컴퓨터에 의해서 구하면 $x = 1.5$ 이다.

여기에 대응하는 $g(x)$ 는 (41) 式에서 $g(x) = 1.68$ 이다.

이상에서

$$\frac{I_R}{I_m} = \frac{1}{1.5} \quad (42)$$

$$\sqrt{LC} = \frac{t_0}{1.68} \quad (43)$$

轉流回路를 設計할때 $V(0)$ 가 最小, I_R 가 最大의 경우에도 t_q 가

確保되지 않으면 안된다.

그 條件은 (37), (39), (42) 式에서

$$\frac{1}{2} L I_m^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{V(0) \cdot I_m \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left(\frac{I_R}{I_m} \right)} \quad \text{에서}$$

$$L = \frac{V(0) \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left(\frac{I_R}{I_m} \right) \cdot I_m} \quad \text{이다.}$$

$I_m = 1.5 I_R$ 이므로

$$L = \frac{V(0) \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left(\frac{I_R}{I_m} \right) \cdot 1.5 I_R} \doteq 0.397 \frac{V(0) \cdot t_q}{I_R}$$

따라서 구하는 리액터는

$$L = 0.397 \frac{V(0)_{\min} \cdot t_q}{I_{R \max}} \quad (44)$$

또 轉流 콘덴서는

$$\frac{1}{2} C V(0)^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{V(0) \cdot I_m \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left(\frac{I_R}{I_m} \right)} \quad \text{에서}$$

$$C = \frac{V(0) \cdot I_m \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left(\frac{I_R}{I_m} \right) \cdot V(0)^2} = \frac{1.5 I_R \cdot t_q}{2 \cos^{-1} \left(\frac{I_R}{I_m} \right) \cdot V(0)}$$

따라서 구하는 콘덴서 값은

$$C = 0.893 \frac{I_{R \max} \cdot t_q}{V(0)_{\min}} \quad (45)$$

以上에서 求한 (44), (45) 式이 轉流回路의 리액터와 콘덴서 設計의 기초가 될 最適條件이다.



4. 實驗 및 檢討

4-1. 實驗圖와 轉流回路의 電壓波形

그림 4는 本 實驗에서 구성한 磁氣結合型 轉流方式의 실제 回路이다.

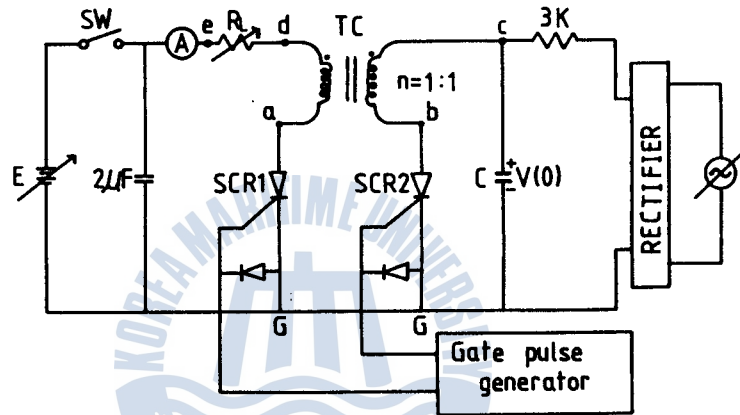


Fig. 4. Schematic diagram of experimental circuit

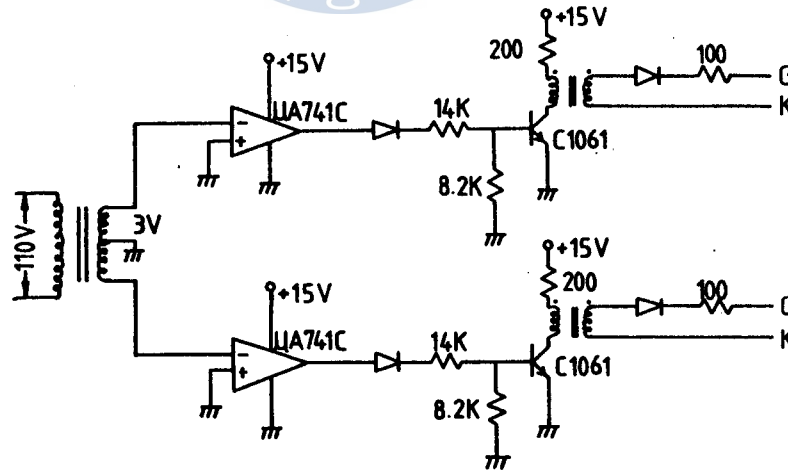


Fig. 5. Gate pulse circuit

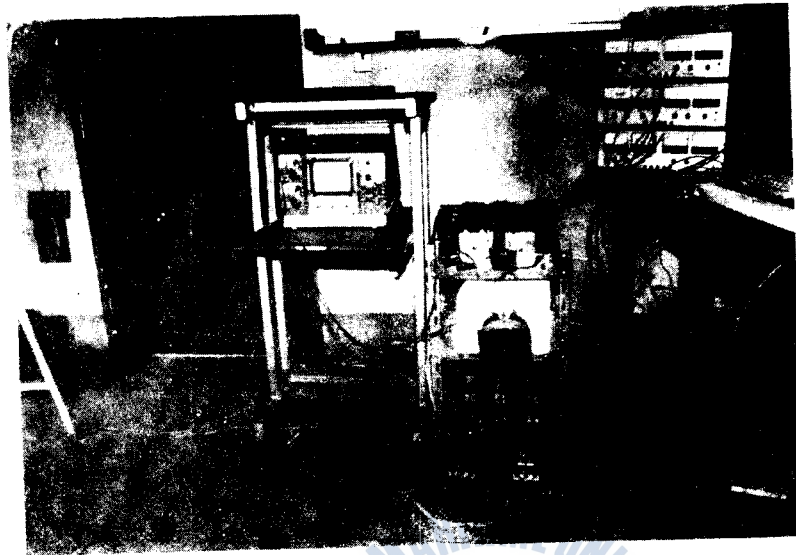


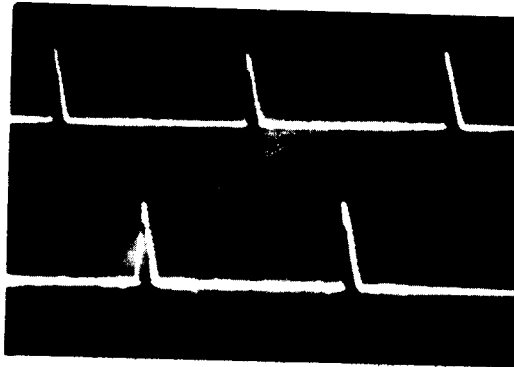
Fig. 6. Overall view of Experimental Apparatus



(a) Ferrite core type (0.98 mH) (b) Silicon steel core type (2.6mH)

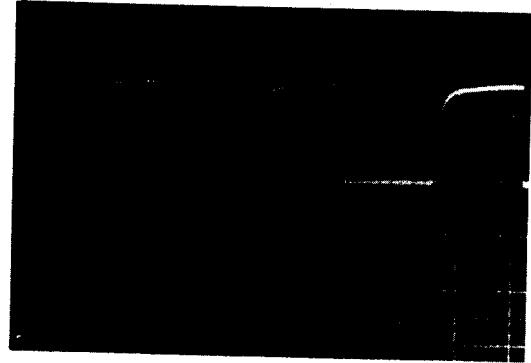
Fig. 7. Overall view of pulse transformer

$$(E = 10 \text{ V}, V(0) = 60 \text{ V}, \zeta = 6, \eta = \frac{1}{20})$$



(a) gate 신호

scale: 1V/div, 5ms/div



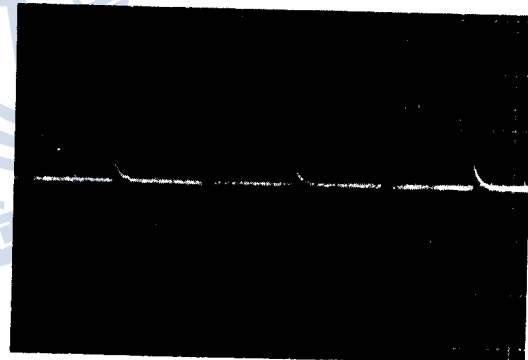
(b) 부하전압 (d-e 사이)

scale: 5V/div, 5ms/div



(c) 펄스변압기 양단전압 (b-c 사이)

scale: 20V/div, 5ms/div



(d) 轉流 콘덴서 放電電壓 (G-c 사이)

scale: 20V/div, 5ms/div

Fig. 8. Waveforms in the circuit of Fig 4.

4-2. 逆바이어스 時間의 理論曲線과 實驗曲線

理論曲線은 (35)式에서 橫축을 $Z (= \sqrt{\frac{L'}{C}})$, 縱축을 ωt_1 이라 두고 k 를 파라메타로 하여 작성하였다.

이러한 回路參數를 다음과 같이 선정하여 逆바이어스 時間은 電子計算機로 計算하였다.

即 누설계수 k 는 거의 0이나 捲線上 0 ~ 0.1 사이라고 가정하고 ζ 를 2, 6, 10으로 定하고 다음과 같은 各組에 대하여 理論曲線을 作成하였다.

$$\begin{matrix} k=0 & k=0 & k=0 & k=0.1 & k=0.1 & k=0.1 \\ \left(\zeta=2 \right) & \left(\zeta=6 \right) & \left(\zeta=10 \right) & \left(\zeta=2 \right) & \left(\zeta=6 \right) & \left(\zeta=10 \right) \end{matrix}$$

이러한 各組의 各하의 ωt_1 의 變換을 $\frac{1}{5}, \frac{1}{10}, \frac{1}{10}, \frac{1}{50}$ 로 하였다. 이 때 強制轉流用 1. C에 $L = 0.1 \sim 10 [\mu H]$, $C = 0.1 \sim 10 [\mu F]$ 사이로 하고 2는 變換率 $1 \sim 120$ 로 되어야 充分하다.

이러한 各組의 各하의 變換率의 結果를 利用하여 作成된 理論曲線의 例을 9-a, b에 표시되어 있다.

또한 逆바이어스 時間의 測定은 그림 4의 回路에서 aG間의 電壓波形을 오실로스코프로 觀측함으로써 실제 逆電壓 바이어스 時間을 測定하였다.

本 實驗에서 使用한 펄스 變壓器는 鈎소강판 鐵心 變壓器와 페라이트 鐵心 變壓器이며 各 펄스 變壓器에 대하여 콘덴서 C는 各各 0.5, 1, 2, 4, 6, 8, 10 [μF]로 바꾸어 Z를 變化시켰다.

또한 E 는 10[V]로 유지하고 $V(0)$ 는 20, 60, 100[V]로 하여 $\zeta = 2, 6, 10$ 으로 하였고 또 이 경우 각각에 대하여 負荷電流 I_R 는 0.2, 0.5, 1.0, 2.0[A]로 하여 $\eta = \frac{1}{50}, \frac{1}{20}, \frac{1}{10}, \frac{1}{5}$ 로 하여 實驗을 行하였다.

그 實驗結果를 具소강판 鐵心變壓器에 대하여 그림 9의 (a-1), (a-2), (a-3)에 페라이트 鐵心變壓器에 대하여 그림 9의 (b-1), (b-2), (b-3)에 표시 하였다.



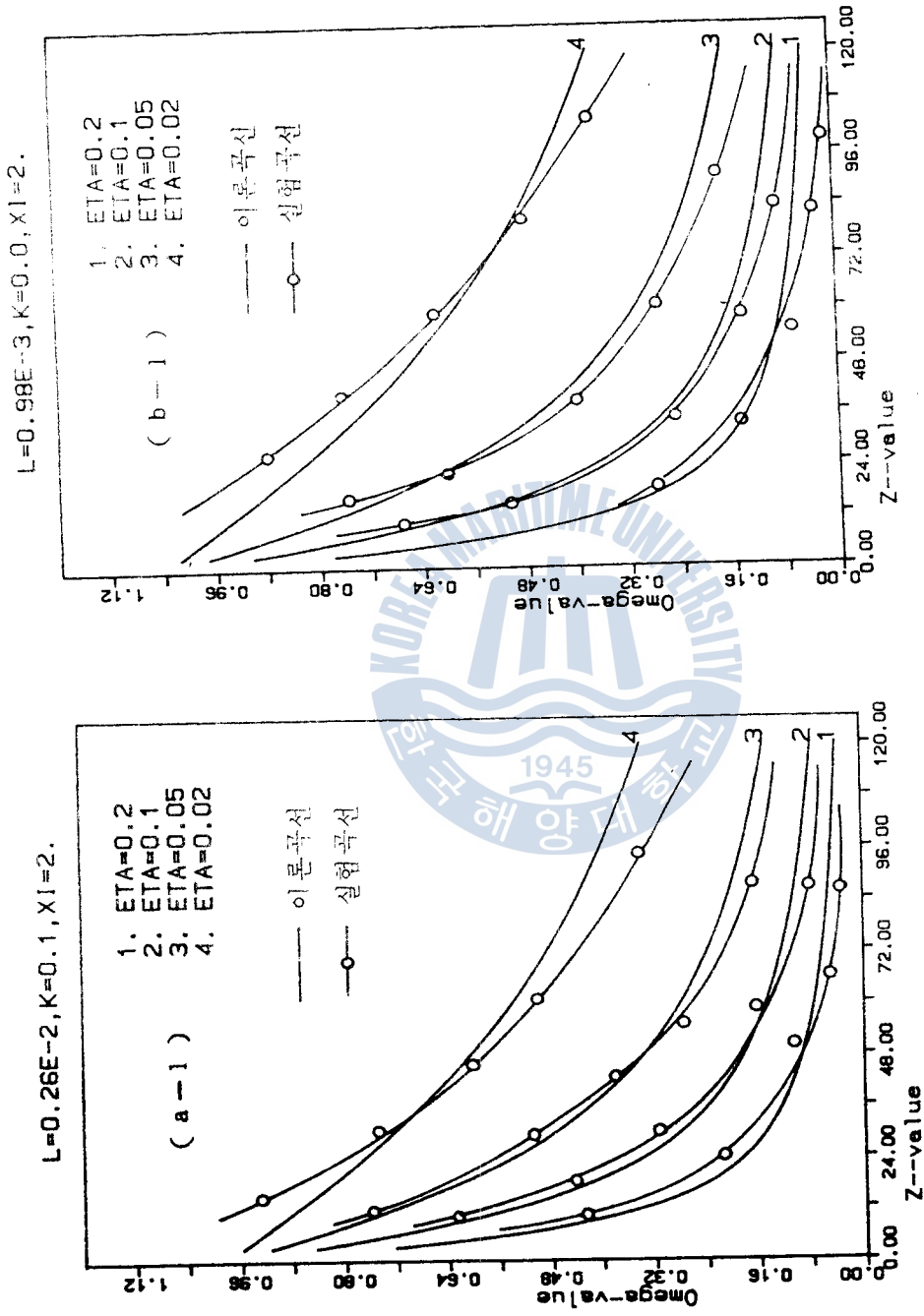


Fig. 9. (a-1), (b-1); ωt_1 versus Z as a parameter of ETA
(ETA에 따른 ωt_1 對 Z 曲線)

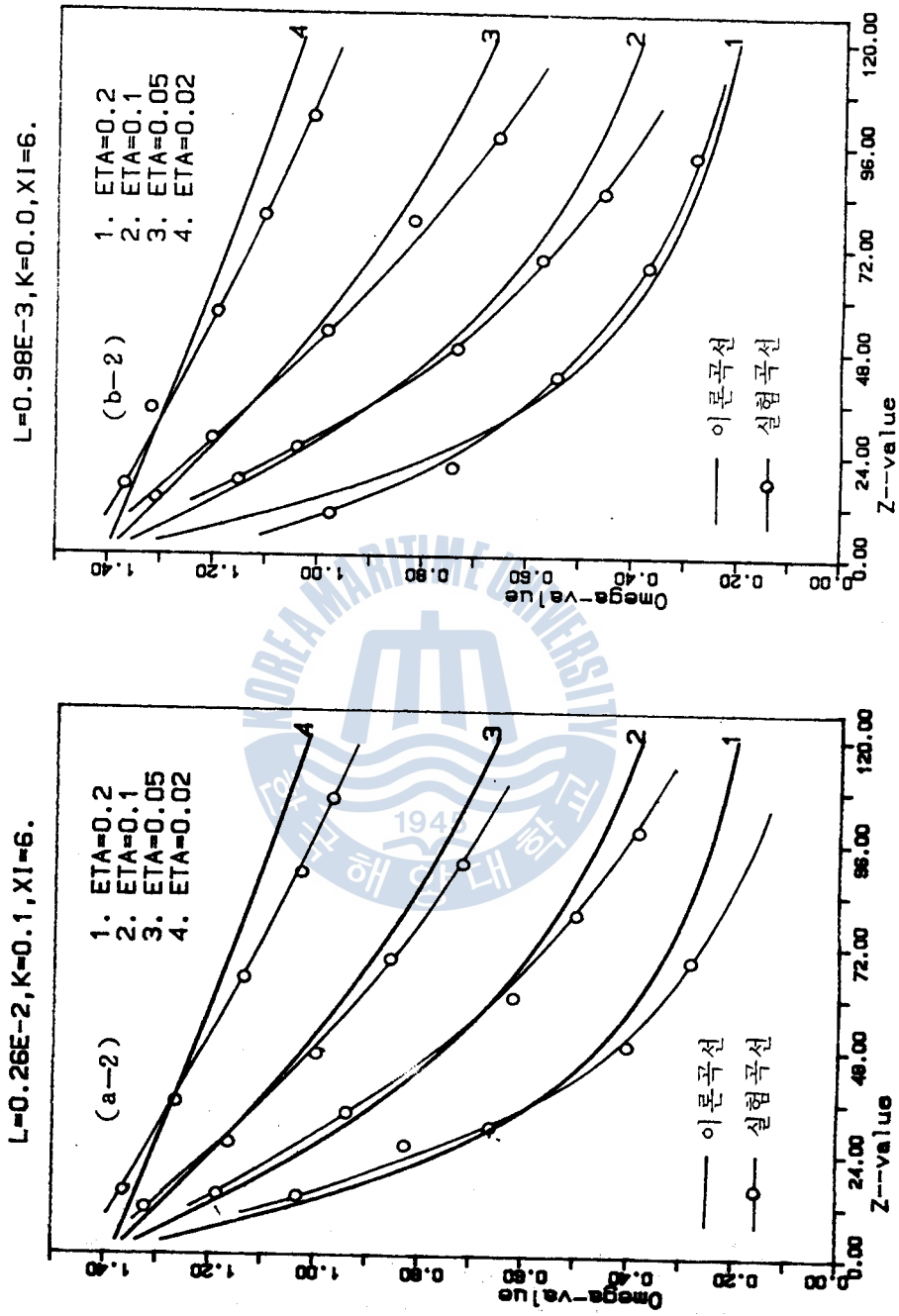


Fig. 9. (a-2), (b-2); ωt_1 versus Z as a parameter of ETA
 (ETA에 따른 ωt_1 對 Z 曲線)

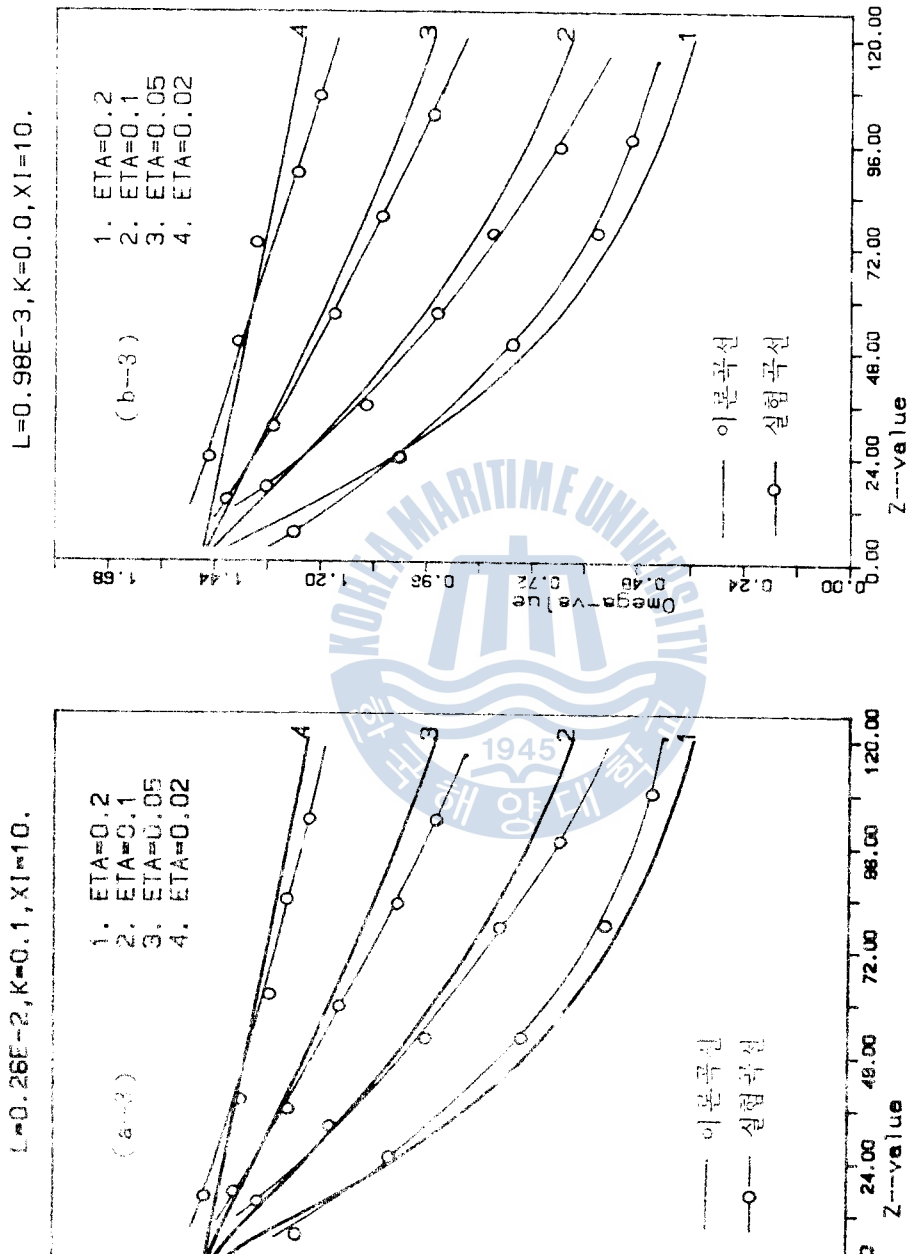


Fig. 9. (a-3), (b-3); ωt_1 versus Z as a parameter of ETA

(ETA에 따른 ωt_1 對 Z 曲線)

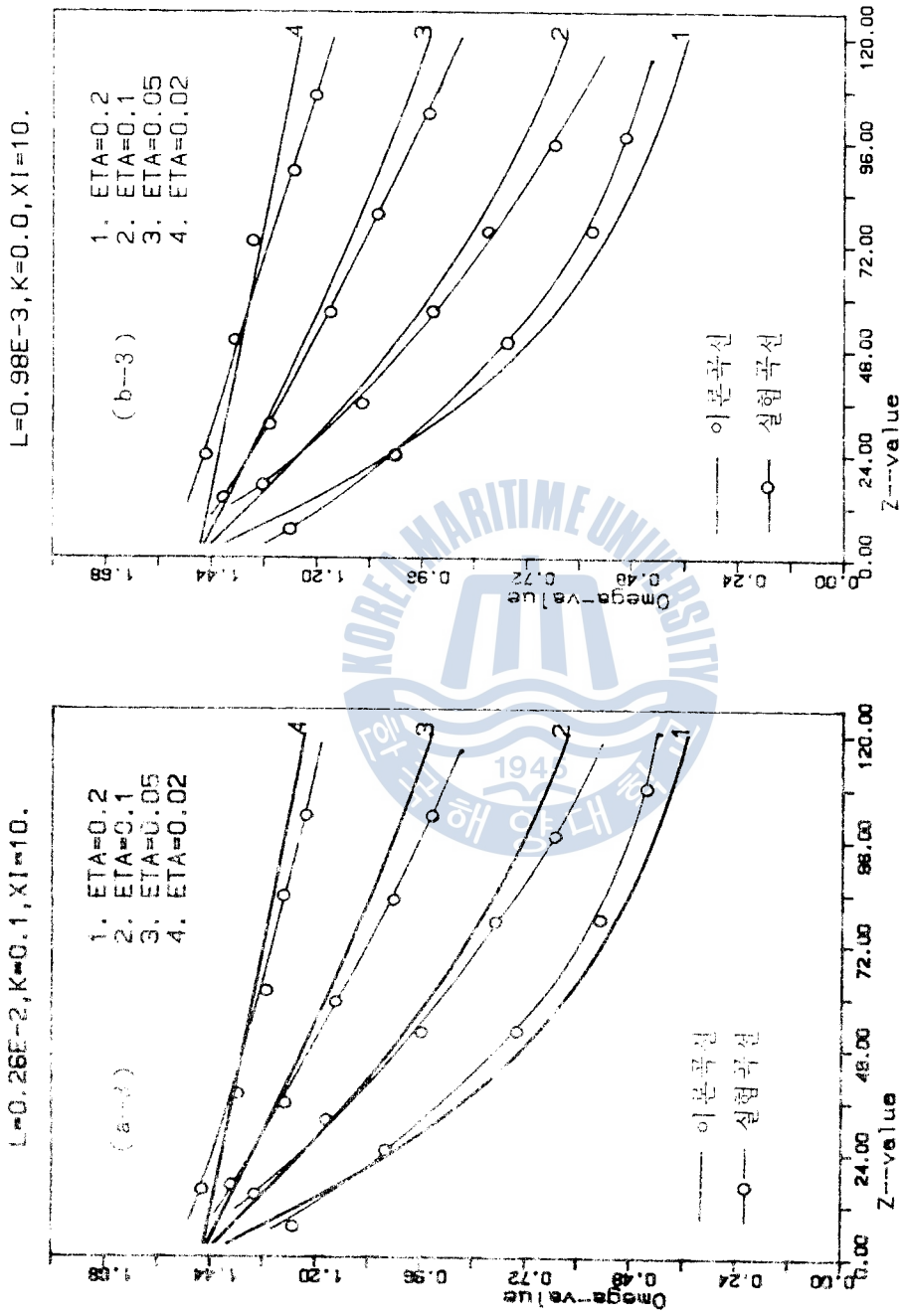
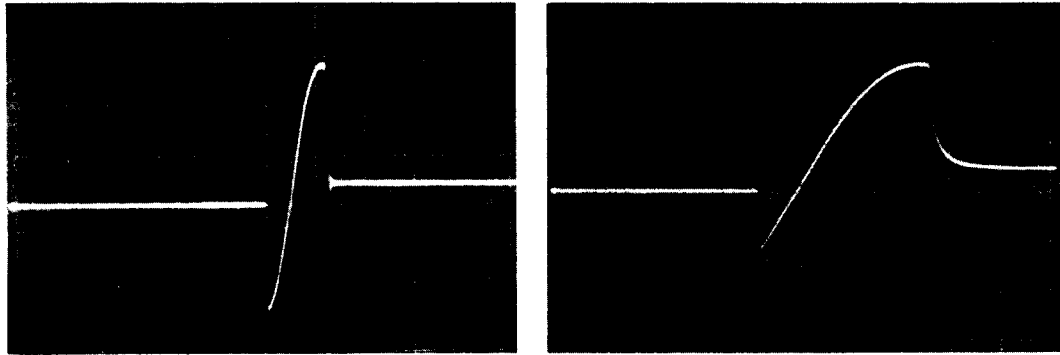


Fig. 9. (a-3), (b-3); ωt_1 versus Z as a parameter of η_A

(η_A 에 따른 ωt_1 對 Z 曲線)

그림 10 은 轉流中인 SCR₁ 의 逆바이어스 時間測定을 위해서 그림 4 의 aG 間의 波形을 時間軸에 對해서 10 배 확대하여 본 것이다.

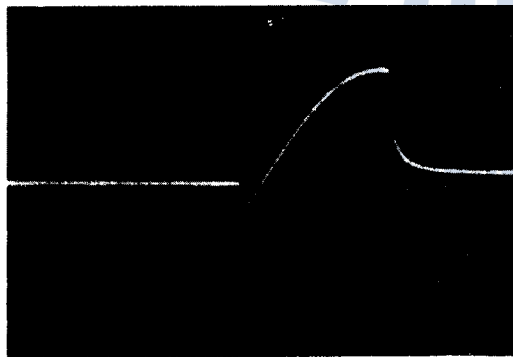


(a) $E = 10, \zeta = 6, \eta = \frac{1}{20}$

종축 20V/div, 횡축 200 μ s/div

(b) $E = 10, \zeta = 6, \eta = \frac{1}{20}$

종축 20V/div, 횡축 200 μ s/div

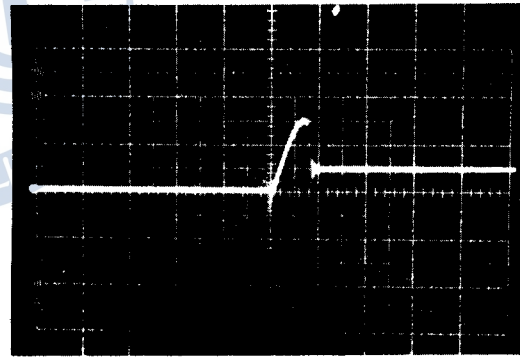


(c) $E = 10, \zeta = 6$

$\eta = \frac{1}{10}, Z = 18$

종축 20V/div

횡축 200 μ s/div



(d) $E = 10, \zeta = 2$

$\eta = \frac{1}{20}, Z = 18$

종축 20V/div

횡축 200 μ s/div

Fig. 10. Waveforms to calculate bias-time in the experimental circuit of Fig. 4 a-G.

4-3. 檢 討

A. 그림 9 (理論曲線과 實驗曲線)에서

- 1) 일정한 Z 에 대해서 ζ 가 클수록 逆電壓 바이어스 時間이 길어지는데 이는 轉流 콘덴서 C 의 초기 전하가 많을 수록 放電時間이 길어짐에 기인하나 이때는 轉流損失이 增加하게 된다.
- 2) 實驗曲線에서 보면 L 혹은 C 의 값을 變化시켜 가면서 즉 Z 의 값이 12 ~ 70의 범위 內에서는 實驗曲線이 理論曲線과 상당히 일치하고 이 범위를 벗어나면 理論曲線과 오차가 많거나 轉流失敗를 하게 되는데, 이는 펄스 변압기의 鐵損 및 銅損을 무시하고, 누설계수를 0 ~ 0.1 범위라고 가정했기 때문에 생긴 오차라고 생각됩니다.
- 3) 理論曲線은 負荷電壓, 負荷電流 및 轉流콘덴서 초기전압의 크기에 따라 SCR의 턴 오프 시간을 알면 轉流要素 L, C 의 값을 設計하기 편리한 曲線이라 생각된다.

B. 그림 10 (轉流中인 SCR_1 의 陽-陰極間波形)에서

- 1) (a), (b)에서 보면 동일 조건하의 $t = 0$ 인 시각에서 페라이트 철심을 사용한 쪽이 규소강판 철심 使用時 보다 逆바이어스 피크 電壓이 크다.
이는 규소강판 쪽이 펄스응답이 늦고 鐵損이 크기 때문이다.
- 2) (b), (c)에서 보면 主 回路의 負荷電流 I_R 가 커질수록 逆電壓 바이어스 時間 t_1 이 짧아짐은 理論式과 일치하고 (c),

d)에서 보면 초기 충전 電壓이 클수록 逆電壓 바이어스 時間이 길어짐을 알 수 있다.

따라서 턴 오프 시간이 긴 SCR 일수록 또한 부하전류가 클수록 콘덴서 초기전압이 큰 것을 要求함을 알 수 있다.



5. 結 論

本 研究에서는 轉流回路를 電氣的으로 分離하고 磁氣的으로 結合시키는 磁氣結合型 펄스變壓器를 使用한 電壓 逆바이어스 強制 轉流方式을 채용하여 SCR를 消弧시키는 實驗을 通하여 다음 結果를 얻었다.

- 1) 펄스 變壓器의 材料에 따른 應答特性은 페라이트 鐵心이 鈷소 강판 鐵心보다 펄스應答이 빠르고 鐵損이 적어 轉流動作이 확실함을 알 수 있었다.
- 2) 主 SCR의 順方向 負荷電流, 陽極電壓, 轉流콘덴서의 初期電壓 및 轉流要素 L, C의 값 等を 파라메타로 하여 逆電壓 바이어스 時間을 求하는 理論式을 유도하였다.
- 3) 轉流失敗를 하지 않기 위한 負荷條件에 맞는 L와 C의 最適 범위를 實驗을 通해서 求했다.
- 4) 磁氣結合型 轉流回路의 最適設計 條件을 提示하고 이 理論式에 따라 負荷電壓 10[V], 負荷電流 0.5[A]일때 턴 오프 시간이 60 [μ sec]인 SCR를 使用하여 行한 實驗에서 最適 L, C의 값이 각각 480 [μ H] 및 3 [μ F] 임을 확인함으로써 轉流 機構設計의 基礎資料를 얻었다.
- 5) 유도성 부하에 대한 實驗과 해석이 연구 과제로 남아있다.

參 考 文 獻

1. James W.A. Wilson : Tolerance analysis of idealized impulse commutation, IEEE. Vol. IECI-25 No.2, p.191-192.(May 1978)
2. B.D. Bedford and R.G. Hoft : Principles of inverter Circuit, John Wiley, London & New York, pp.165-182.
3. 松井景樹 : 轉流効率改善したPWM用 サイリスタインバータ回路, 日本電氣學會論文誌, B99卷7號, p.481~p.487(1980).
4. 小柴典居 : パルストランスの 應用回路, (産報, 1969), p.16~18.
5. 岡久雄 : 最新サイリスタ活用技術, (誠文堂 新光社 昭和49年) p.7~p.8. p.53~p.54. p.112~p.113.
6. J.B. Klaassens : Analysis of a Commutation Circuit for design of thyristor inverter, IEEE Trans Electronics. Vol.IECI No.3 pp.125-129.(Aug. 1973)
7. S.B. Dewan and A. Straughen : Power Semiconductor Circuits, John Wiley & Sons, Inc. pp.134-149.(1975)
8. David Finney : The power thyristor and its Applications, McGraw Hill, pp.50-134.(1979)
9. G.E. Co., : SCR manual, 機電研究社譯, P. 95-107. (1975)
10. Vedam Subrahmanyam : Analysis of Commutation of a Current-Source inverter feeding an Induction motor, Using 2-axis Variables, IEE proceedings Vol.130 pt B No.5 Sept. 1983
11. 朴奉斗 : SCR의 Turn-off 特性과 測定에 관한 研究, 科學教育 Vol.14(1972), p.103~p.111.

12. 金喆禹 : 펄스幅이 一定한 180° 移相型 SCR 게이트 制御回路에 關한 研究, 부산대학교 論文集, No.22, p.79 ~ p.82. (1976.12)
13. 河注植 : 自動制御工學, 韓國海洋大學 圖書出版部 (1974)



液體用 이젝터 性能의 CAD와 實驗 結果와의 比較에 關한 研究

A Study on the Comparison of Experimental Results of
Liquid Ejector Performance to the Calculated
by the Computer Aided Design Program

高 相 喆

Sang-Cheol Ko

〈 目 次 〉

Abstract

記號說明

第1章 序 論

第2章 液體用 이젝터의 基本構造 및 作動原理

第3章 理論解析

3.1 基本理論式의 誘導

3.2 性能限界

第4章 實驗裝置 및 實驗方法

4.1 實驗裝置

4.2 實驗方法

第5章 實驗結果 및 考察

5.1 레이놀즈數의 影響

5.2 목部길이의 影響

5.3 목部의 無次元 壓力係數

5.4 無負荷實驗 및 性能限界

第6章 結 論

參考文獻

附 錄