

Gate turn on thyristor 逆變換裝置의

變換電力限界値에 對하여

論 文
17-2-1

The analysis of the conversive limitation of electric energy for the gate turn on thyristor inverter)

千 熙 英*
(Hee Yung Chun)

The conversive limitation of electric energy for the thyristor inverter is analysed under the boundary conditions which the term of a negative inverse voltage is longer than that of the turn off time of the thyristor under commutation.

It is clear that the maximum electric energy conversion is affected by the turn off time of the thyristor, the reactance of a commutation reactor, the capacity of a commutation condenser and the voltage of Direct current source.

It is useful for design the thyristor inverter and the motor speed control to apply the above conclusion.

序 論

最近半導體整流器가 急進展의으로 發達되고 있다. Selenium 整流器는 二次大戰終了後 約 10 年間に 飛躍의으로 그 性能이 向上된 까닭에 其他의 多結晶半導體整流器는 거의 生産되고 있지 않다. PN 接合에 對한 Mott 氏, Schottky 氏, Bethe 氏의 理論에서 이어 1949 年 W. Shockley 氏에 의한 PN 接合理論이 發表된 以後, 大電流容量의 單結晶半導體整流素子가 發達되고, 1956 年 J.L Moll 氏의 PN PN 4 層 Diode 特性의 發見과 3 端子의 S.C.R.(silicon controlled rectifier)가 整流器의 새로운 分野를 開拓하였다. 즉 S.C.R.는 順變換裝置로서의 應用外에 逆變換裝置로서 直流送電, 周波數變換, 定周波 電源과 高速電動機運轉應用등에 漸次 그 範圍를 擴大해가고 있다.

逆變換裝置는 Tröger 氏에서부터 W.Memurray 氏에 의한 歸還 Diode 를 갖인 自動式單相並列逆變換裝置의 特性改善에 이어 現今에는 強制轉流方式에 의한 他勵式多相逆變換裝置(3 相 Birdge 型)가 開發되고 있다. 自動式逆變換裝置로서 誘導電動機를 變速運轉하는 경우에는 低周波低電壓에서 轉流電壓이 低下하여 轉流가 不可能한 경우가 생기고 周波數가 높을때는 效率低下 등의 問題가 생긴다. 保守가 容易하고 價格이 低廉한 交流電動機를

直流機와 같이 效率 좋게 自由롭게 速度制御하기 위하여서는, 逆變換裝置의 主回路와는 別途로 轉流用의 直流電壓에 의한 3 強制電流方式인 3 相 Bridge 型 逆變換裝置가 있다. 逆變換裝置에서 轉流失敗없이 轉流가 이루어지려면 轉流리액턴스에 의한 重複角과 順阻止能을 回復할 때까지의 turnoff 時間 및 直流電源側電壓의 過渡의인 變動과 交流回路電壓의 定常的, 過渡의 低下 및 交流回路의 3 相不平衡, 波形歪形등을 考慮한 餘裕角등이 考慮되어야 한다. 重複角과 餘裕角은 水銀逆變換裝置應用的 경우와 같은 比重을 차지하나, Gate turn on thyristor 逆變換裝置에 가장 큰 影響을 주는 것이 thyristor 的 turn off 時間이다. turn off 時間은 thyristor 的 溫度¹⁾, 逆電壓의 크기²⁾, 順電壓의 上昇峻度³⁾, 順電壓의 크기⁴⁾, 逆阻止에 들어가기 前의 順電流의 크기⁵⁾ 逆阻止에 들어가기 前의 順電流의 消滅速度⁶⁾ Carrier 蓄積效果에 의한 逆電流의 크기⁷⁾ 등이 그 parameter 이며, 普通 5~200μs 範圍이다. Thyristor 를 使用한 逆變換裝置의 變換電力은 優秀한 整流素子의 開發과 逆變換式의 改良에 의하여 漸次的으로 增加하고 있다. 本論文에서 基本的인 自動式逆變換裝置와 強制轉流에 의한 他勵式逆變換裝置에 對하여, 轉流時 Thyristor 에 걸리는 負의 逆電壓期間이 turn off 時間보다 길어야 한다는 條件을 適用하여 逆變換裝置에 對한 變換電流의 限界値를 구함으로서 變換電力의 限界値에 對하여 解析코져 한다.

* 正會員 : 仁荷工科大學教授

論

[1] 強制轉流 3 相逆變換方式(A)

이 방식은 轉流리액터로 結合하는 轉流補助回路와 變流器로 饋還하는 饋還回路로 構成된 逆變換回路方式이다.

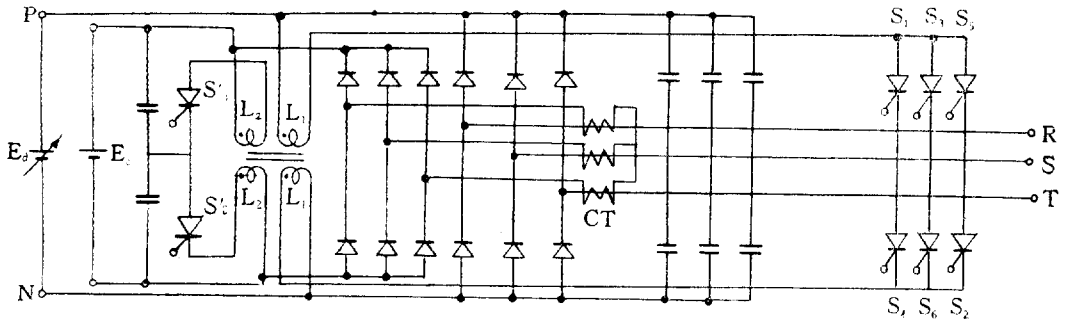


그림 1

$$V_{i1} = E_d - e_0 - a_1(E_c + V_{c2} - i_{c2}Z_2) - i_0Z_1 \dots\dots(1)$$

$$i_{c2} = i_{c20} \varepsilon^{-R_{st}/2L_2} \cos \frac{t}{\sqrt{L_2C_2}} = a_1 i_0 \varepsilon^{-R_{st}/2L_2} \cos \frac{t}{\sqrt{L_2C_2}} = a_1 i_0 F(t) \dots\dots(2)$$

$$V_{c2} = V_{c20} - \frac{1}{C_2} \int_0^t i_{c2} dt = V_{c20} - \frac{1}{C_2} \int_0^t a_1 i_0 F(t) dt = V_{c20} - \frac{a_1}{C_2} i_0 F_1(t) \dots\dots(3)$$

$$V_{c20} = V_{c2} \Big|_{t=0} = 1 + \left(\frac{a_2}{a_1} \right) E_c \dots\dots(4)$$

$$e_0 = -(E_d + a_2 E_c) \dots\dots(5)$$

위에서 $i_{c20} = i_{c2} \Big|_{t=0}$ 이다.

(2), (3), (4), (5)式을 (1)式에 代入하면

$$V_{i1} = 2(E_d - a_1 E_c) + \left\{ \frac{a_1^2}{C_2} F_1(t) + a_1^2 F(t) Z_2 - Z_1 \right\} i_0$$

turn off 時間 t_F 期間중에는 $V_{i1} \leq 0$ 이니까 $t = t_F$ 일 때 $V_{i1} = 0$ 되는 極限을 取하면 이때 主回路電流 i_0 는 限界出力電流 i_{0m} 가 된다.

$$i_0 = \frac{V_{i1} + 2(a_1 E_c - E_d)}{\frac{a_1^2}{C_2} F_1(t) + a_1^2 F(t) Z_2 - Z_1} \dots\dots(6)$$

$$\therefore i_{0m} = \frac{2(a_1 E_c - E_d)}{\frac{a_1^2}{C_2} F_1(t_F) + a_1^2 F(t_F) Z_2 - Z_1} \dots\dots(7)$$

위의 結果式을 吟味하면 分子에서 E_d 가 낮을수록 出力電流는 增加함을 알 수 있다. 또 分母에서 가장 影響이 큰 第1項에 對하여 檢査하면 C_2 가 클수록 또 turn off 時間이 짧을수록 出力이 增加하며, 리액터 임피던스가 적은 것도 出力增加의 要因이 된다.

[2] 強制轉流 3 相逆變換方式(B)

逆變換主回路의 Thyristor 3相 Bridge 의 直流側電位는 固定하고, Thyristor 의 交流端子側에 接續된 電極의 電位를 補助電壓으로, 變動시켜 強制轉流하는 方式이며 그림(3)은 그 回路圖이다.

그림(3)에서 $S_1 S_6 S_2$ 의 導電에서 $S_1 S_3 S_2$ 의 導電으로 바꾸어지는 $S_6 \rightarrow S_3$ 의 轉流를 考察한다.

Thyristor B를 點孤하면 轉流리액터 L_r, L_s, L_t 와 C-에 의하여 振動回路가 形成되어, 振動電流가 흐르며 Thyristor S_6 에 걸리는 逆電流 V_{6r} 는 $(+V_s) \rightarrow S_1 \rightarrow$ 負荷 $R-S \rightarrow$

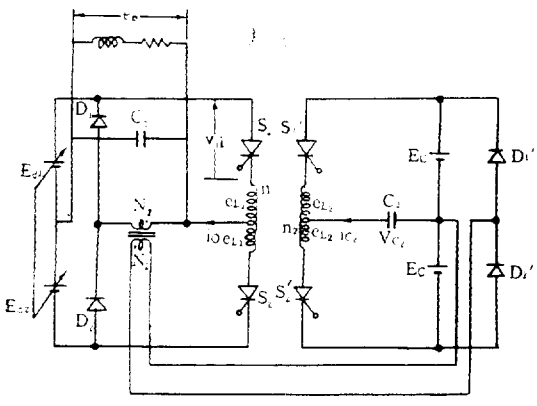


그림 2

그림(1)은 이 방식의 3相逆變換回路이고 그림(2)는 Thyristor S_1 에서 S_2 로의 轉流를 解析하기 위한 相當의 逆變換回路이다. 그림(2)에서 다음의 轉流를 위하여 S_6, S_2' 를 點孤하면 S_1 에 加해지는 逆電壓 다음과 같이 求해진다. 記號를 다음과 같이 定한다.

E_d : 直流電源壓

e_0 : 負荷端子電壓

a_1 : 轉流리액터의 捲線比 $\left(\frac{N_1}{N_2} \right)$

a_2 : 變流器의 捲線比 $\left(\frac{N_1}{N_2} \right)$

E_c : 轉流補助回路 直流電源電壓

V_{c2} : 轉流補助回路 蓄電器 C_2 의 端子電壓

i_{c2} : 轉流補助回路의 放電電流

i_0 : 主回路電流

Z_1, Z_2 : 轉流리액터의 임피던加

V_{i1} : S_1 에 加해지는 逆電壓

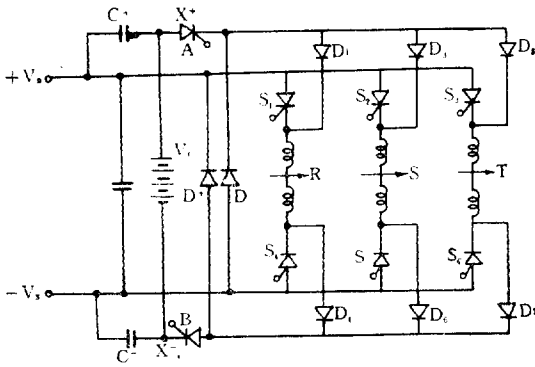


그림 3

C → (+Vs)의 閉回路에서부터 다음과 같이 구해진다.
記號를 다음과 같이 定한다.

L_r, L_s, L_t : 轉流리액타의 인덕턴스

i_{rc}, i_{sc}, i_{tc} : L_r, L_s, L_t 와 C의 振動電流

i_R, i_S, i_T : 負荷電流

C: 蓄電器 C의 靜電容量

V_{RS}, V_{ST}, V_{TR} : 負荷端子電壓

$$L_r \frac{di_{rc}}{dt} + \frac{1}{c} \int i_{rc} dt = 2V_s \dots\dots\dots(1)$$

$$L_s \frac{di_{sc}}{dt} + \frac{1}{c} \int i_{sc} dt = 0 \dots\dots\dots(2)$$

$$L_t \frac{di_{tc}}{dt} + \frac{1}{c} \int i_{tc} dt = 0 \dots\dots\dots(3)$$

$$\frac{1}{2} L_r \left(\frac{di_R}{dt} + \frac{di_{rc}}{dt} \right) + V_{RS} + \frac{1}{2} L_s \left(\frac{di_S}{dt} + \frac{di_{sc}}{dt} \right) + \frac{1}{c} \int (i_R + i_{rc} + i_{sc} + i_{tc}) dt = 2V_s \dots\dots(4)$$

$$\frac{1}{2} L_r \left(\frac{di_R}{dt} + \frac{di_{rc}}{dt} \right) + V_{RT} + \frac{1}{2} L_t \left(\frac{di_T}{dt} + \frac{di_{tc}}{dt} \right) + \frac{1}{c} \int (i_R + i_{rc} + i_{sc} + i_{tc}) dt = 2V_s \dots\dots(5)$$

$$V_{6i} = \frac{1}{c} \int i_{sc} dt \dots\dots\dots(6)$$

(1), (2), (3)에 對하여 Laplace 變換하고 初期條件을 適用하여, 振動電流를 구한다. (1)式을 Laplace 變換하면,

$$L_r S I_{rc}(s) - i_{rc}(0_+) + \frac{1}{cs} I_{rc}(s) + \frac{1}{cs} i_{rc}^{(-1)}(0_+) = \frac{2V_s}{S}$$

$$= \frac{2V_s}{S}$$

初期條件 $i_{rc}(0_+) = 0, \frac{1}{c} i^{(-1)}(0_+) = -V_r$

$$\therefore I_{rc}(s) = \frac{2V_s + V_r}{S(L_r s + \frac{1}{cs})} = \frac{c(2V_s + V_r)}{(CL_r S^2 + 1)}$$

$$i_{rc}(t) = \mathcal{L}^{-1}[I_{rc}(s)] = (2V_s + V_r) \sqrt{\frac{C}{L_r}} \sin \sqrt{\frac{t}{L_r C}}$$

같은 方法으로 $i_{sc}(t) = V_r \sqrt{\frac{C}{L_s}} \sin \sqrt{\frac{t}{L_s C}}$

$$i_{tc}(t) = V_r \sqrt{\frac{C}{L_t}} \sin \sqrt{\frac{t}{L_t C}}$$

(1), (2), (3), (5), (6)式에서

$$V_{6i} = L_r \frac{di_{rc}}{dt} + 2L_t \frac{di_{tc}}{dt} - 2V_{RS} - L_r \frac{di_R}{dt} - L_s \frac{di_S}{dt} - \frac{2}{c} \int i_{rc} dt \dots\dots\dots(7)$$

(4), (5)式에서

$$V_{TS} + \frac{1}{2} L_s \left(\frac{di_S}{dt} + \frac{di_{sc}}{dt} \right) - \frac{1}{2} L_t \left(\frac{di_T}{dt} + \frac{di_{tc}}{dt} \right) = 0 \dots\dots\dots(8)$$

$i_R = i_s + i_t$ 이고 轉流時($S_6 \rightarrow S_3$)에 負荷供給電流는 一定하니까

$$\frac{di_R}{dt} = \frac{di_s}{dt} + \frac{di_t}{dt} = 0 \quad \therefore \frac{di_t}{dt} = -\frac{di_s}{dt} \dots\dots(9)$$

(9)式을 (8)式에 代入하면

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_s + L_t} \left\{ L_t \frac{di_{tc}}{dt} - L_s \frac{di_{sc}}{dt} - 2V_{TS} \right\} \dots\dots(10)$$

(9), (10)式的 關係를 (7)式에 代入하면

$$V_{6i} = L_r \frac{di_{rc}}{dt} + 2L_t \frac{di_{tc}}{dt} - 2V_{RS} + \frac{1}{L_s + L_t} \left\{ L_s \frac{di_{sc}}{dt} + 2V_{TS} - L_t \frac{di_{tc}}{dt} \right\} - \frac{2}{c} \int i_{rc} dt \dots\dots(11)$$

轉流가 成功하기 爲하여서는 逆電壓 $V_{6i} \leq 0$ 되는 期間이 turn off 時間보다 長어야 한다. 萬一 turn off 時間 t_f 에 서, $V_{6i} = 0$ 된다고 하면, 이때 負荷供給電流 i_R 는 限界 出力電流 i_{Rm} 가 된다.

$$i_{Rm} = \frac{C}{t_f} \left[\frac{L_r}{2} \frac{di_{rc}}{dt} + \left(L_t - \frac{L_t}{2(L_s + L_t)} \right) \frac{di_{tc}}{dt} + \frac{1}{2} \cdot \frac{L_s}{(L_s + L_t)} \cdot \frac{di_{sc}}{dt} - V_{RT} - \frac{1}{L_s + L_t} V_{TS} \right]_{t=t_f} = \frac{C}{t_f} \left[\frac{(2V_s + V_r)}{2} \cdot \cos \frac{t_f}{\sqrt{L_r C}} + \left\{ L_t - \frac{L_t}{2(L_s + L_t)} \right\} \frac{V_r}{L_t} \cos \frac{t_f}{\sqrt{L_t C}} + \frac{V_r}{2(L_s + L_t)} \cos \frac{t_f}{\sqrt{L_s C}} - V_{RT} - \frac{1}{(L_s + L_t)} V_{TS} \right] \dots\dots\dots(12)$$

$L = L_r = L_s = L_t$ 이면

$$i_{Rm} = \frac{C}{t_f} \left[\left(V_s + \frac{V_r}{2} \right) \cos \frac{t_f}{\sqrt{LC}} - V_{RT} - \frac{1}{2L} V_{TS} \right] \dots\dots\dots(13)$$

위의 結果式을 檢討하면 3 強制轉流方式 (A)의 경우와 같이 turn off 時間이 짧을수록 또 轉流用蓄電器 C가 클수록 限界出力電流는 커진다 또 主回路直流電壓과 補助回路의 直流電壓이 클수록 負荷端子電壓이 낮을수록 또 轉流리액타의 리액크턴스가 클수록 限界出力電流는 增加한다.

〔3〕 自勵式單相逆變換方式

自勵式單相逆變換方式에는 直列逆變換裝置와 並列逆變換裝置가 있다. 並列式에는 單純型和 改良型的 두 가지가 있다. 直列式和 單純並列式은 負荷임피던스에 의하여 電壓波形이 決定됨으로 電壓變動率이 커서 一般電源으로서는 適合치 못하나, 改良型은 逆變換裝置의 出力電壓을 一定한 波形으로 하고 負荷가 變動하여도 電壓值가 一定하며, 饋還 Diode 에 의하여 交流側에서 直流側에 電力을 되돌아 보낼 수 있고, 特性을 顯著하게 改善하였다. 本論文에서는 直列式和 單純並列式에 對한 限界出力에 對하여 論하고 改良型並列式은 다음 機會에 미룬다.

(A) 直列式逆變換方式

S_1 導電時의 電流를 i_1 , S_1 turn off, S_2 導電時의 電流를 i_2 라 하면, L.C.R. 振動電流는 각각 다음의 電壓方程式에서 구하여야 한다.

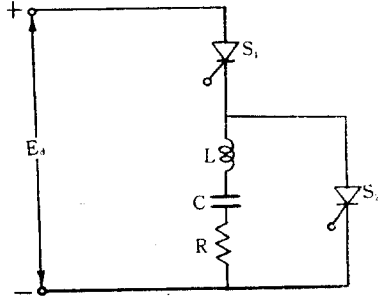


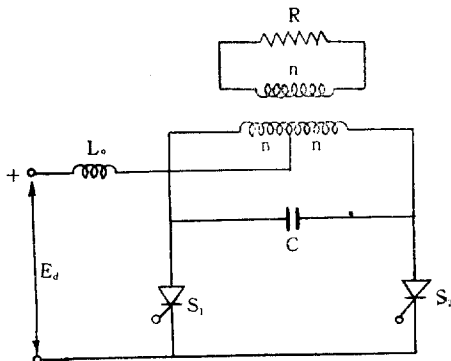
그림 4

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 + \frac{1}{c} \int i_1 dt = E_d$$

$$L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 + \frac{1}{c} \int i_1 dt = 0$$

윗 두式에서

$$i_1 = \frac{2E_d}{\sqrt{4\frac{L}{C} - R^2}} \epsilon^{-Rt/2L} \sin \frac{1}{2L} \sqrt{4\frac{L}{C} - R^2} \cdot t$$



$$= \frac{2E_d}{2L\beta} \epsilon^{-\alpha t} \sin \beta t$$

$$i_2 = \frac{-2E_d}{\sqrt{4\frac{L}{C} - R^2}} \epsilon^{-\alpha t} \sin \beta t = -\frac{2E_d}{2L\beta} \epsilon^{-\alpha t} \sin \beta t$$

$$\left(\text{여기서 } \alpha = \frac{R}{2L}, \beta = \frac{1}{2L} \sqrt{4\frac{L}{C} - R^2} \right)$$

Thyristor의 電壓降下를 無視하고 抵抗負荷時의 1cycle 內의 平均電力 P라 하면

$$P = \frac{2}{T_n} \int_0^{T_n/2} i_1^2 R dt + \frac{2}{T_n} \int_{T_n/2}^{T_n} i_2^2 R dt \quad (T_n = \frac{2\pi}{\beta} : \text{周期})$$

$$= \frac{2}{T_n} \int_0^{T_n/2} \frac{RE_d^2}{L^2\beta^2} \epsilon^{-2\alpha t} \sin^2(\beta t) dt$$

$$+ \frac{2}{T_n} \int_{T_n/2}^{T_n} \frac{RE_d^2}{L^2\beta^2} \epsilon^{-2\alpha t} \sin^2(\beta t) dt$$

$$= \frac{CR\beta}{4\pi\alpha L} (1 - \epsilon^{-4\pi/\beta}) E_d^2$$

LCR 直列回路의 半周期마다 S_1, S_2 가 turn on, turn off가 反復된다면, 이때 交流波形이 가장 좋아지고 同時의 轉流良好條件의 限界值가 된다.

$$\text{즉 } t_p = \frac{T_n}{2} = \frac{\pi}{\beta} \text{ 이면}$$

$$P = \frac{R}{4\frac{\pi}{\beta} \cdot \frac{R}{2L} \cdot L^2 \frac{1}{LC}} (1 - \epsilon^{-4 \cdot \frac{R}{2L} \cdot \frac{\pi}{\beta}}) E_d^2$$

$$= \frac{C}{2t_p} (1 - \epsilon^{-\frac{R}{2L} t_p}) E_d^2$$

즉 限界出力은 turn off 時間이 적을수록 轉流蓄電器의 容量이 클수록 커지고 直流電源電壓의 自乘에 比하여 증가한다.

(B) 並列逆變換裝置(單純型)

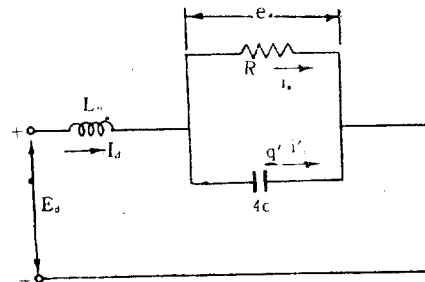


그림 5

그림(5)는 單純型並列逆變換裝置回路圖이고 그림(6)은 그의 等價回路이다. 그림(6)의 等價回路에서 다음과 같은 式이 成立한다. (直流捲線과 交流捲線の 捲線比 2n:n)

$$\left. \begin{aligned} I_d &= i_c' + i_a \\ e_a &= Ri_a = \frac{q'}{4c} \\ i_c' &= \frac{dq'}{dt} \\ i_c' &= 2i_c \\ q' &= 2q \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

(1)式에서

$$q' = 4CRI_d \left(1 - \frac{2\varepsilon^{mt}}{1 + \varepsilon^{mT}} \right)$$

$$\left(m = -\frac{1}{4CR} \right)$$

$T: S_1$ 또는 S_2 의 turn on 時間

$$i_c' = \left(\frac{\varepsilon^{mt}}{1 + \varepsilon^{mT}} \right) I_d$$

S_1 의 逆電壓 V_{i1} 는

$$V_{i1} = \frac{1}{c} \int i_c dt = 2R \left(1 - \frac{2\varepsilon^{mt}}{1 + \varepsilon^{mT}} \right) I_d \dots\dots\dots (2)$$

$V_{i1} \leq 0$ 의 期間이 turn off 時間 t_F 보다 커야 하며, 그 限界를 取하여 $t = t_F$ 라 하면

$$2R \left(1 - \frac{2\varepsilon^{m t_F}}{1 + \varepsilon^{mT}} \right) I_d = 0$$

$$\varepsilon^{mT} = 2\varepsilon^{m t_F} - 1$$

$$\therefore mT = \log_e(2\varepsilon^{m t_F} - 1) \dots\dots\dots (3)$$

平均電力을 P 라 하면,

$$P = \left(\frac{1}{1 - \frac{2}{mT} \tanh \frac{mT}{2}} \right) \cdot \frac{E_d^2}{R} \dots\dots\dots (4)$$

따라서 限界出力은 (4)式을 (3)式에 代入하여

$$P_m = \frac{1}{1 - \frac{2}{\log_e(2\varepsilon^{m t_F} - 1)} \cdot \tanh \left[\frac{1}{2} \log_e(2\varepsilon^{m t_F} - 1) \right]} \cdot \frac{E_d^2}{R} = \frac{1}{1 - \frac{1}{\ln(2\varepsilon^{-t_F/4CR} - 1)} \cdot \tanh \times \left[\frac{1}{2} \ln(2\varepsilon^{-t_F/4CR} - 1) \right]} \cdot \frac{E_d^2}{R} \dots\dots\dots (5)$$

$$\frac{\ln(2\varepsilon^{-t_F/4CR} - 1)}{\ln(2\varepsilon^{-t_F/4CR} - 1) - 2 \tanh \left[\frac{1}{2} \ln(2\varepsilon^{-t_F/4CR} - 1) \right]} \times \frac{E_d^2}{R} \dots\dots\dots (6)$$

즉 이경우도 限界出力은 turn off 時間 t_F 이 짧을수록 또 轉流蓄電器의 容量이 클수록 커지며, 또 直流電源電壓의 自乘에 比例한다.

結 論

Gate turn on thyristor 逆變換裝置에서 thyristor의 電壓降下를 無視하고 thyristor 許容溫度內에서 轉流時 thyristor에 걸리는 負의 逆電壓이 turn off 時間보다 길어야 한다는 條件으로부터 限界出力電流 및 限界出力에 對한式을 誘導하고 다음 結論을 얻음.

(1) 強制轉流三相逆變換方式 (A)에서는 thyristor의 turn off 時間이 짧을수록 또 轉流蓄電器의 容量이 클수록 直流電源電壓이 낮을수록 限界電流가 增加함을 알 수 있다.

(2) 強制電流三相逆變換方式 (B)에서는 thyristor의 turn off 時間이 짧을수록 轉流蓄電器의 容量이 클수록 轉流리액타의 리액던스가 클수록 또 直流電源電壓과 負荷端子電壓이 낮을수록 限界電流가 增加한다.

(4) 直列式 및 單純型並列式單相逆變換裝置의 경우는 turn off 時間이 짧을수록 限界出力이 증가하며, 限界出力은 또 直流電源電壓의 自乘에 比例한다. 直列式의 경우는 限界出力이 轉流蓄電器의 容量에 正比例하나 單純型並列式의 경우 轉流蓄電器容量이 클수록 증가한다.

參 考 文 獻

- 1) F.E. Gentry F.W. Gutzwiller: Semiconductor Electric Controlled Rectifier
- 2) General Electric Co. Charles Bldg: General Controlled Rectifier Manual
- 3) 小谷鈇治著: 金屬整流器와 그의 應用
- 4) 甲斐弘道編: 整流器
- 5) Wylie 著: Advanced Engineering Mathematics
- 6) 額田巖著: 電氣過渡現象論
- 7) 日本電氣學會誌: 1966年 1月號~1968年 2月號