

# 超電導 에너지貯藏裝置의 電力變換器에 관한 研究

金 潤 植

## On the Power Transformer in Superconducting Energy Storage System

Yoon-Sik Kim

### 〈目 次〉

- |                                  |                                |
|----------------------------------|--------------------------------|
| 1. 序 論                           | 2-4 브릿지內의 非對稱制御-(4制御角<br>制御方式) |
| 2. 自然轉流形電力變換器의 力率改善              | 3. 同時轉流動作에 對한 檢計               |
| 2-1 非對稱制御에 依한 力率改善               | 4. 結 論                         |
| 2-2 2臺의 브릿지의 非對稱制御               | 參考文獻                           |
| 2-3 브릿지內에서의 非對稱制御-(2制御<br>角制御方式) |                                |

### 1. 序 論

超電導코일을 利用한 에너지貯藏方法은 揚水發電等的 從來의 方法에 비해, 에너지密度, 效率, 速應性等的 面에서 뛰어난 뿐아니라 電力系統의 安定化, 尖頭電力의 平均化 및 核融合時의 瓖스大電力의 供給等に 應用이 期待되고 있다.

그러나 實用化에는 臨界溫度가 높은 超電導線材의 開發과 電磁力, 冷却等を 考慮한 超電導코일의 最適設計·實用的 永久電流스위치의 開發, 에너지貯藏·回生用電力變換器의 最適制御 및 퀸치(quench)에 對한 保護方式의 確立等的 많은 問題點이 남아 있다. 本研究는 에너지貯藏·回生用電力變換器와 그 制御方式에 關한 檢討를 非對稱制御를 中心으로 行하였다. 電力變換器는 2臺의 다이리스터를 종속 接續하여 두 制御角을 入力側 基本波 無效電力이 最小가 되도록 制御하는 方法이 一般의이다.

本研究에서는 一臺의 다이리스터 브릿지內에 있어서도 正側 및 負側의 다이리스터群의 制御角을 獨立의으로 調整하여 基本波 無效電力을 일층 減少시킬 수 있음과 非對稱制御方式의 채택에 依한 得失에 對한 檢討를 하였다.

## 2. 自然轉流形 電力變換器의 效率改善

### 2-1. 非對稱制御에 依한 力率改善

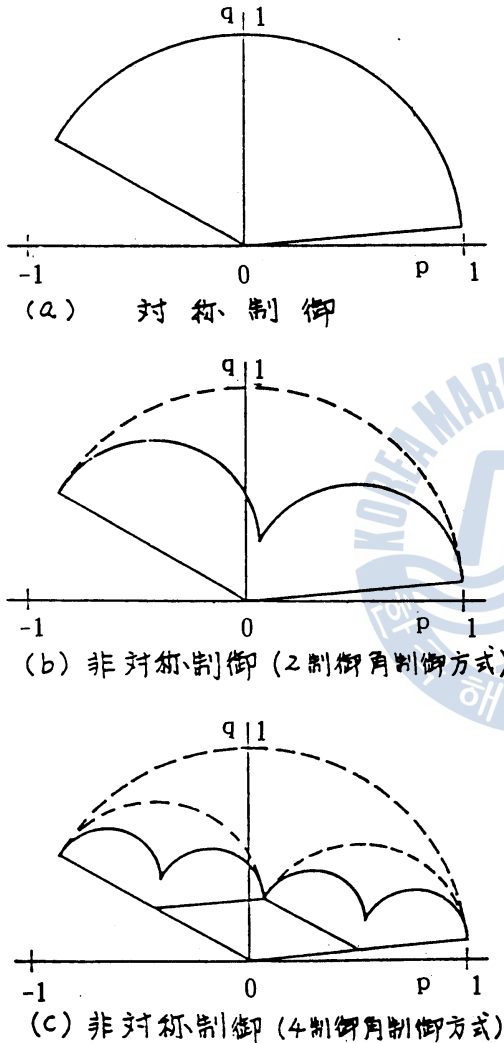


圖 1. 各制御方式에서의 P-Q關係

다이리스터 브릿지회로를 複數台接續하거나 制御角을 非對稱制御함으로 力率을 改善할 수 있다. 1台的 다이리스터브릿지의 境遇, 電流波形이 方形波狀이기 때문에 많은 高調波成分을 包含하고 있다. 이것은 變壓器를  $\Delta-\Delta$ ,  $\Delta-Y$  結線하여, 2台的 다이리스터 브릿지로 入力側의 位相을 어긋나게하는 縱續接續으로 改善할 수 있다. 하지만 이 制御方式은 圖 1-a에 나타난 것과 같이 低出力時의 基本波無効電力이 相當히 큰 값을 가진다. 이것을 低減하는 方法으로 2台的 다이리스터 브릿지를 各各의 制御角으로 非對稱制御하는 方法이 要請된다.

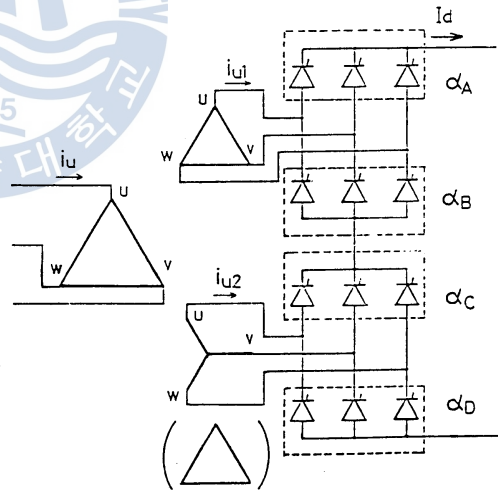


圖 2. 非對稱 制御變換器의 主回路

이 方法에 對해서는 2-2에서 檢討하기로 한다. 또한 1台的 다이리스터브릿지內에 있어서도 正側 및 負側의 다이리스터群의 制御角을 非對稱制御할 수 있고, 이 方法에서는 低出力時 電流의 還流期間이 생겨, 變壓器 2次側의 力率도 改善된다. 이러한 브릿지內에서의 非對稱制御에 對해서는 2-3, 2-4에서 檢討한다. 實驗的 確認은 IMJ 超電導 에너지 貯藏裝置를 利用하였다. 實驗裝置의 變換器회로는 圖 2와 같다. 變換器는  $\Delta-\Delta$ ,  $\Delta-Y$  結線되어 있다. 制御形式은 2個의 制御角에 依한

制御方式은 圖 3 (a), 4 個의 制御角에 依한 制御方式은 圖 3 (b)와 같고, (a), (b) 모두 基本波 無効電力이 항상 最少가 되도록 1 個의 變化하는 制御角 以外는 반드시 最大, 혹은 最少에 固定하는 形式을 取했다. 制御角의 可變範圍는 5°부터 150°까지로 하였다. 또한 理論值에 對한 評價는 이 貯藏裝置의 各定數를 利用해서 算出한 것이다.

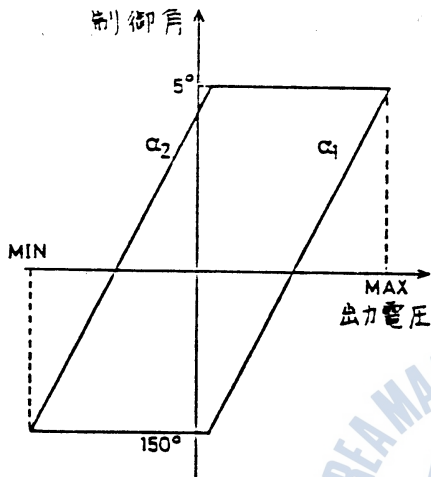


圖 3—(a) 2 制御角 制御方式

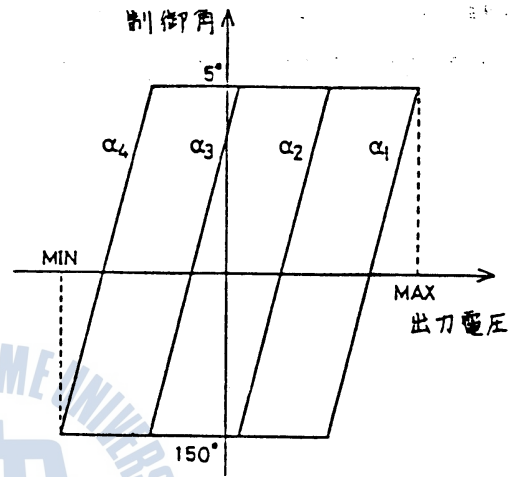


圖 3—(b) 4 制御角 制御方式

2—2. 2 臺의 브릿지의 非對稱制御

여기서의 非對稱制御는 圖 2의 回路에서  $\alpha_A = \alpha_B, \alpha_C = \alpha_D$ 로 하여 2 臺의 다이리스터 브릿지의 制御角을 非對稱的으로 制御함을 말한다. 2 個의 制御角에 따른 制御方式을 利用하면 有效電力  $P(p \cdot u)$ , 基本波 無効電力  $Q(p \cdot u)$ 는 電源側 리액턴스 損失을 無視하면 다음과 같이 表現된다.

$$P = \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2} \dots\dots\dots (1)$$

$$Q = \frac{\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2}{2} \dots\dots\dots (2)$$

여기서,  $\alpha_1$  과  $\alpha_2$  는 2 臺의 다이리스터브릿지의 各各의 制御角이다.

制御形式을 圖 3—a에 나타난 바와 같이 制御하면  $Q$ 는 恒常 最小가 되고  $P-Q$ 의 關係는 圖 1—b와 같이 된다.

圖 4는  $\alpha_A = \alpha_1, \alpha_B = \alpha_1, \alpha_C = \alpha_2, \alpha_D = \alpha_2$ , 變壓器 結線을  $\Delta-\Delta, \Delta-Y$ 로 하여 實驗한 境遇의  $P, Q$ 의 測定結果를 나타낸다. 또한 上記의 條件을 이

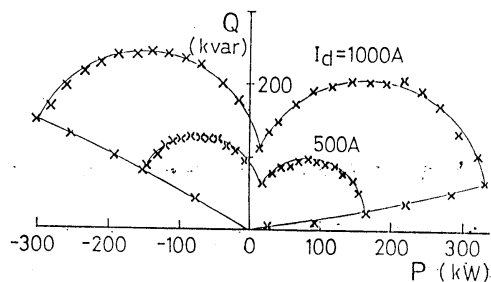


圖 4. 有效電力과 基本波 無効電力의 關係(2 制御角)

下에서는  $(\alpha_1, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_2) - (\Delta, Y)$ 로 나타내기로 한다. 結果를 보면 對稱制御에 比해 全範圍, 特히 低出力時의  $Q$ 가 大幅 줄어들고 있음을 알 수 있다. 같은 非對稱度의 非對稱制御의 境遇, 式(1),

(2)에서 알 수 있듯이  $P, Q$ 의 關係는 어떤 制御角, 結線의 組合에도 變하지 않지만, 1次側電流高調波 및 歪形率은 달라진다. 여기에서, 다음과 같은 3가지의 境遇가 豫測된다. 즉  $(\alpha_1, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_2) - (\Delta, Y)$ 와  $(\alpha_2, \alpha_2, \alpha_1, \alpha_1) - (\Delta, Y)$  및  $(\alpha_1, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_2) - (\Delta, \Delta)$ 이다. 最大出力時 基本波 實效值  $I_{1m}$ 로써 規格化한 低次의 一次側 電流高調波  $I_n/I_{1m}$  및 歪形率  $\mu$ 의 理論值를 圖5-a, b에 나타내고 比較하여 보면,  $(\alpha_1, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_2) - (\Delta, Y)$ 와  $(\alpha_2, \alpha_2, \alpha_1, \alpha_1) - (\Delta, Y)$ 는 같은 特性을 나타내어 結局 두가지의 境遇로 되지만, 이 두 境遇도 全般的으로 큰 差異는 없고, 이 制御方式은  $(\Delta - \Delta), (\Delta - Y)$ 의 어느 쪽이나 同等한 改善效果를 나타내고 있다.

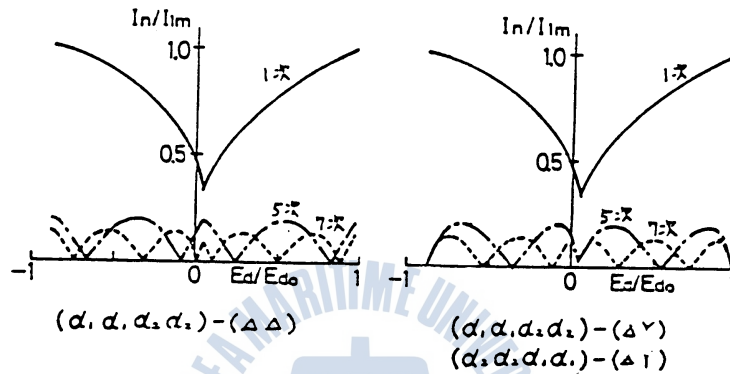


圖 5—(a) 變壓器1次側電流高調波

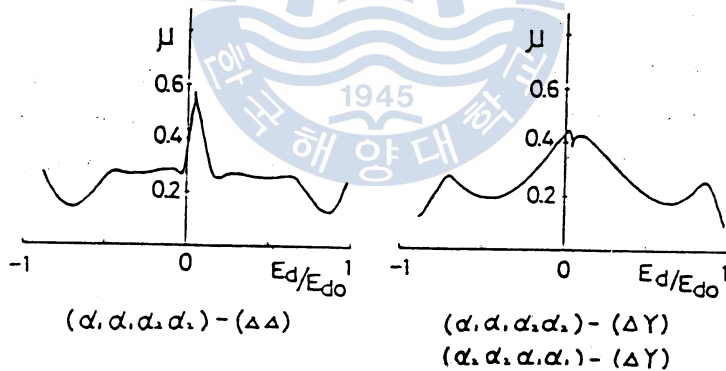


圖 5—(b) 電流波形 歪形率

圖 5. 2臺의 브릿지 非對稱制御의 高調波 및 歪形率

### 2—3. 브릿지內에서의 非對稱制御—(2 制御角制御方式)

브릿지內에서 非對稱制御를 行하면, 2個의 制御角의 關係에 依해 同一相의 다이리스터를 통하여 電流가 還流하는 期間이 생긴다. 이것을 模式的으로 나타내면 圖 6과 같다. 이로 인해 變壓器 2次側의 電流實效值가 減少하여 卷線抵抗에 依한 損失이 低減되는 利點이 있다.

여기서는 4個의 制御角을 2種의 制御角으로 制御하는 2制御角 制御方式에 對해서 檢討한다. 이 境遇 制御角은 2種이기 때문에  $P, Q$ 의 特性은 2—2에서 記述한 바와 같으나 高調波 및 歪形率

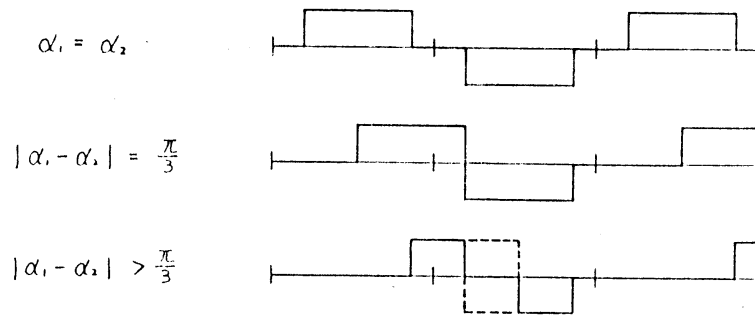


圖 6. 브릿지內 非對稱制御時 變壓器 2次側 電流波形模式圖

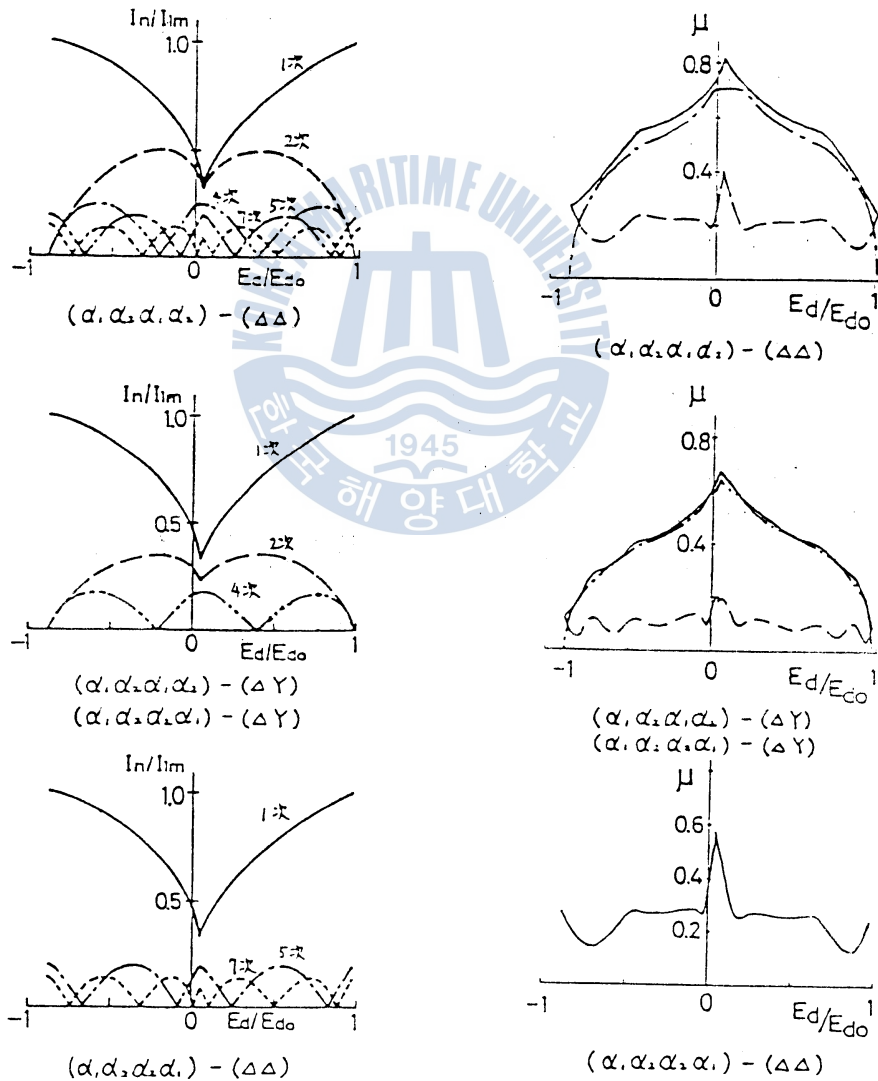


圖 7. 브릿지內의 非對稱制御(2制御角)時 變壓器 1次側 電流高調波

圖 8. 브릿지內 非對稱制御(2制御角)時 變壓器 1次側 電流歪形率

같은 程度라고 하면, 2次側 力率이 改善된 만큼 有效한 것이 된다. 實際로 可能한 全形式에 對하여 高調波 및 歪形率을 算出하여 보면 圖7, 圖8과 같이 된다. 브릿지內에서 非對稱制御를 行하면 2次, 4次等의 偶數次 高調波成分이 나타남을 알 수 있다. 또한 一般的으로 高調波成分은 增加하여 電流의 歪形率이 커짐을 알 수 있다. 하지만  $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4) - (\Delta, \Delta)$ 에서는 發生한 偶數次高調波成分을 2台의 브릿지에서 서로 削除하여 2-2에서 나타낸  $(\alpha_1, \alpha_1, \alpha_3, \alpha_3) - (\Delta, \Delta)$ 와 같은 特性을 나타내어 이 制御方式이 有效함을 確認하였다.

2-4. 브릿지內의 非對稱制御-(4 制御角制御方式)

여기서는 圖2의  $\alpha_A \sim \alpha_D$ 의 4個의 制御角을 全部 非對稱的으로 制御하는 境遇를 檢討한다. 有效電力  $P(p \cdot u)$ , 基本波 無效電力  $Q(p \cdot u)$ 는 이 境遇 다음과 같이 表現된다.

$$P = \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 + \cos \alpha_4}{4} \dots\dots\dots(4)$$

$$Q = \frac{\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2 + \sin \alpha_3 + \sin \alpha_4}{4} \dots\dots\dots(5)$$

단,  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 는 4種의 制御角이다.

이 4個의 制御角을 圖3-b와 같이 制御하면  $Q$ 는 恒常 最小가 되어, 圖1-c와 같은 特性을 나타낸다. 圖9에  $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4) - (\Delta, Y)$ 일 境遇의 實驗結果를 나타낸다. 이것을 보면 2制御角의 非對稱制御時보다 無效電力이 훨씬 低減되어 있음을 알 수 있다. 특히 出力電壓 絕對值가 最大值的 50% 附近에서의 改善效果가 큼을 알 수 있다.

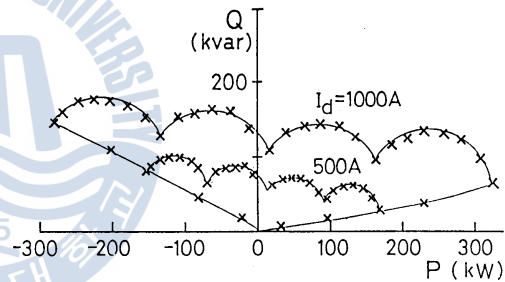


圖 9. 有效電力과 基本波 無效電力의 關係 (4 制御角 制御方式의 測定結果)

4個의 制御角,  $\alpha_A \sim \alpha_D$ 와 制御形式의  $\alpha_1 \sim \alpha_4$ (圖

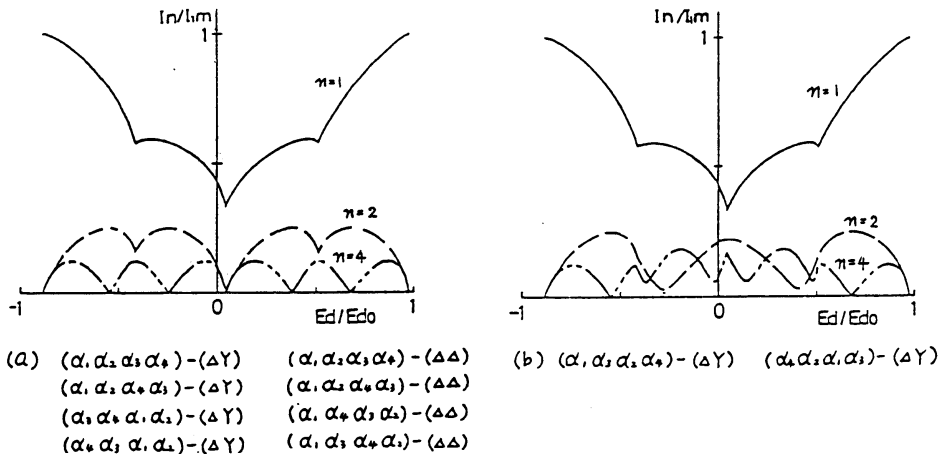


圖 10. 브릿지內 非對稱制御(4 制御角)時 變壓器 1次側 電流의 偶數次 高調波와 電壓關係

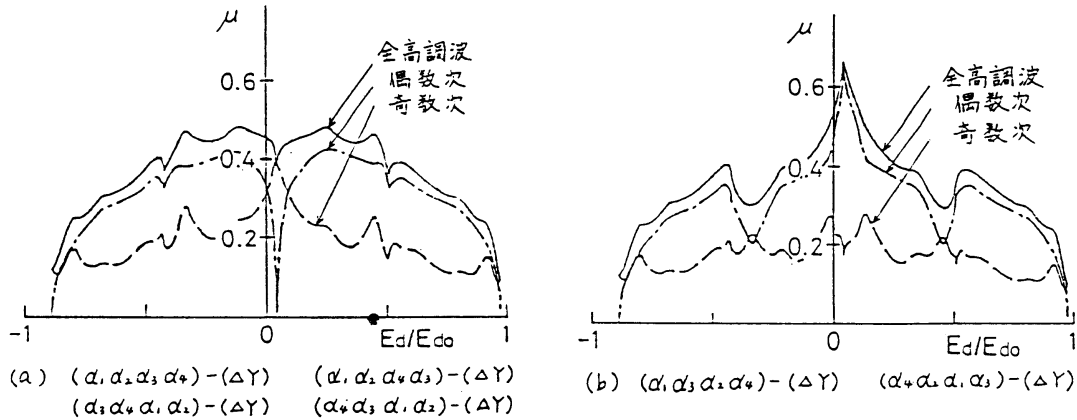
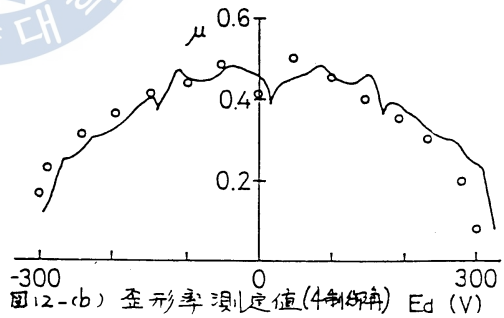
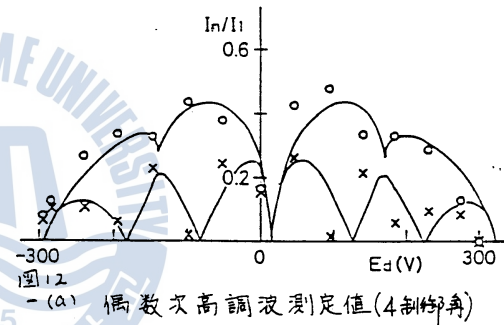


圖 11. 브릿지內 非對稱制御(4 制御角)時 變壓器 1 次側 電流歪形率과 出力電壓의 關係

3-b)의 對應되는 組合은 24種이고, 여기에 變壓器 結線을 考慮하면 36種의 制御方式이 存在한다. 어느 境遇에나 偶數次成分이 나타나고, 그 크기는 出力電壓 絶對值가 最大值의 50% 이상의 領域에 있어서는 同一하지만, 그 以下에서는 6種의 境遇가 있음을 알았다. 이 가운데 偶數次 高調波가 가장 작은 두 境遇에 對해 出力電壓과의 關係를 圖 10에 나타낸다. 이 各形式 가운데 變壓器 結線이 (Δ, Δ)인 것은 5次, 7次의 高調波가 크기 때문에 除外하고 나머지 形式에 對하여 歪形率을 圖 11에 나타낸다. (a)의 形式이 (b)에 比해 歪形率이 작고 良好한듯 하나, 어느쪽이나 50% 程度나 된다. 이것은 非對稱度를 增加한 境遇의 問題點의 하나이다. 圖 12는  $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4) - (\Delta, Y)$ 일 境遇의 偶數次高調波와 歪形率의 實測結果이다.



以上과 같이, 非對稱制御는 入力側 基本波力率 및 變壓器 2次側力率改善에는 極히 有效하며, 非對稱度를 增加할수록 效果는 커진다. 한편, 問題點으로는 1次側電流의 歪形率이 增加한다는 點이다.

實際, 超電導코일의 電力變換器에 非對稱制御를 行할 境遇에는 歪形率과 P 및 Q를 考慮한 最適 制御形式과 變壓器 結線을 行할 必要性이 있다.

### 3. 同時轉流動作에 對한 檢討

1 臺의 브릿지內에서 非對稱制御를 行하면 두 制御角의 關係에 依해 한 쪽의 轉流가 進行中 다른

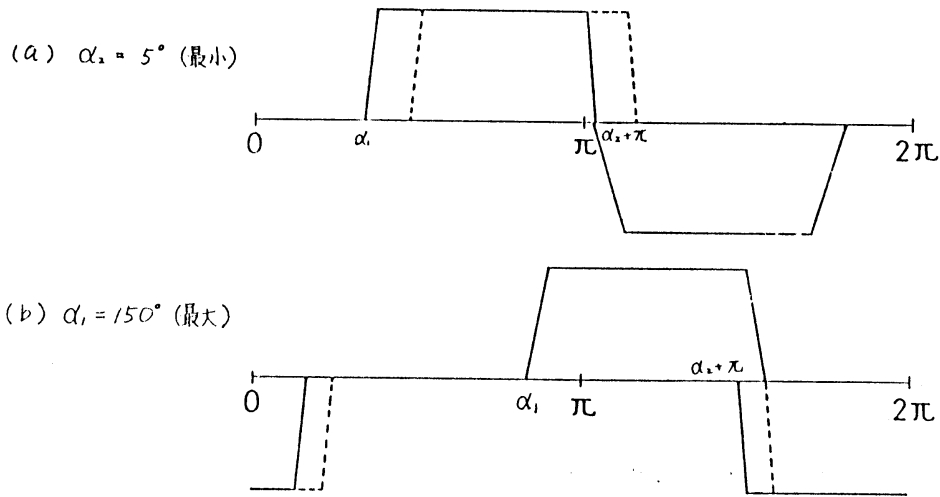


圖 13. 轉流가 同時에 일어난는 境遇의 模式圖

한 쪽에서 轉流가 始作하는 境遇가 存在한다. 圖 6의  $|\alpha_1 - \alpha_2| = \pi/3$  附近이 여기에 相當한다. 圖 3의 制御形式을 利用한 境遇, 圖 13과 같이 2種의 轉流겹침이 豫測된다. (a)는 한 쪽이 最小  $5^\circ$  이고 다른 쪽이  $65^\circ$  附近, (b)는 한 쪽이 最大  $150^\circ$  이고 다른 쪽이  $90^\circ$  附近의 境遇이다. 이 動作에 對해 圖 14에 나타내는 回路로써 解析한다. 그림과 같이 各相電流를  $i_u, i_v, i_w$  各相의 正側 및 負側 다이리스터를  $U, V, W, X, Y, Z$ 로 하고, 正側 制御角 및 負側 制御角을  $\alpha_1, \alpha_2$ , 相電壓 最大值를  $V_p$ , 出力電流를  $I_d$ , 轉流리액턴스를  $\omega L$ 로 한다. 어느 相을 中心으로 생각해도 同一하므로  $U$ 相을 中心으로 檢討한다.

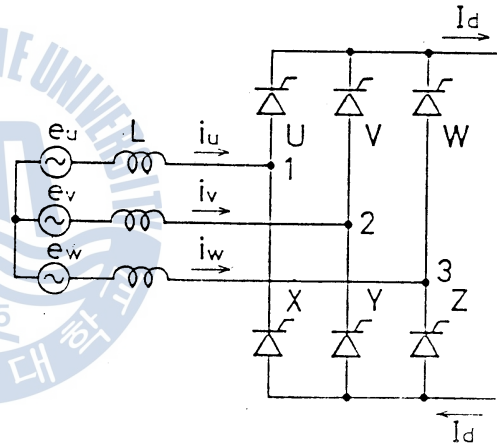


圖 14. 解析에 利用한 變換器回路

轉流의 중첩에는 크게 둘로 나누어진다.

(1)  $U \rightarrow V$ 의 轉流中  $Z \rightarrow X$ 가 始作되는 境遇

(2)  $Z \rightarrow X$ 의 轉流中  $U \rightarrow V$ 가 始作되는 境遇

이 (1), (2)의 境遇에 있어서 한 쪽이 轉流中에 다른 쪽의 轉流가 始作될 수 있는가는 圖 14의 1, 2, 3의 電位에 依해 判定할 수 있다. 圖 15에서 破線 1-2, 1-3은 各各  $U \rightarrow V, Z \rightarrow X$ 가 먼저 일어났을 때의 電位이다. 이것으로부터 同時에 轉流가 일어날 수 있는 條件은 各各 다음과 같다.

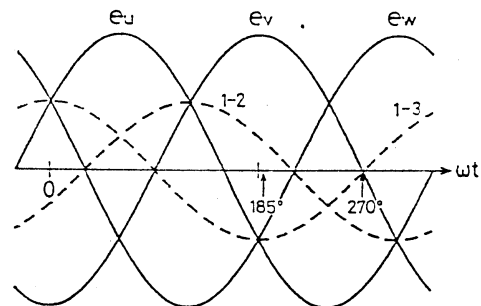


圖 15. 電壓波形

$$(1) \omega t \leq \pi/6, \omega t \geq 7\pi/6 \dots \dots \dots (6)$$



(2)  $\pi/2 \leq \omega t \leq 3\pi/2$ .....(7)

式(6), (7)의 條件 以外에는 먼저 始作한 轉流가 끝남을 기다려 다음의 轉流가 開始하게 된다. 具體的인 動作解析을 轉流失敗의 可能性이 있는 制御角 즉,  $\alpha_1$ 이  $150^\circ(5\pi/6)$ ,  $\alpha_2$ 가  $90^\circ(\pi/2)$ 附近의 境遇를 例로 들어 說明한다.

制御角  $\alpha_1, \alpha_2$ 의 轉流接點角을  $u_1, u_2$ 라고 하면, 上記의 判定法에 依해 (1)은 同時에 轉流가 進行하고, (2)는 먼저 일어난 轉流가 終了함을 기다려서 다음의 轉流가 始作함을 알 수 있다. (1) 및 (2)를 各 모—드別로 나누어 보면

(1)  $U \rightarrow V$ 가 먼저 일어나, 同時轉流가 可能한 境遇

모—드(I); 먼저 轉流가 일어난 때(電氣角  $\phi_0$ )부터 다음 轉流가 시작할 때까지( $\phi_0 \rightarrow \phi_1$ ).

$$i_u = \frac{\sqrt{3}V_p}{2\omega L} \left\{ \cos\left(\omega t + \phi_0 - \frac{2}{3}\pi\right) - \cos\left(\phi_0 - \frac{2}{3}\pi\right) \right\} + I_{u0} \dots\dots\dots(8)$$

(단,  $0 \leq \omega t \leq (\phi_1 - \phi_0)$ ,  $I_{u0}$ : 初期值, 이 境遇는  $\phi_0 = \alpha_1 + \frac{2}{3}\pi$ ,  $\phi_1 = \alpha_2 + \pi$ ,  $I_{u0} = I_d$ 이다.)

모—드(II); 同時轉流로부터 同時轉流가 끝날 때까지( $\phi_1 \rightarrow \phi_2$ ).

$$i_u = \frac{V_p}{\omega L} \left\{ \cos\left(\omega t + \phi_1 - \frac{5}{6}\pi\right) - \cos\left(\phi_1 - \frac{5}{6}\pi\right) \right\} + I_{u1} \dots\dots\dots(9)$$

$$i_v = -\frac{V_p}{\omega L} \left\{ \sin(\omega t + \phi_1) - \sin \phi_1 \right\} + I_{v1} \dots\dots\dots(10)$$

$$i_w = \frac{V_p}{\omega L} \left\{ \sin\left(\omega t + \phi_1 + \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\phi_1 + \frac{\pi}{3}\right) \right\} + I_{w1} \dots\dots\dots(11)$$

(단,  $0 \leq \omega t \leq \phi_2 - \phi_1$ ,  $I_{u1}, I_{v1}, I_{w1}$ : 初期值)

모—드(III); 同時轉流狀態가 終了後, 最終的으로 轉流가 끝날 때까지( $\phi_2 \rightarrow \phi_3$ ).

①  $i_v = 0$ 이면  $V$ 가 off,  $Z \rightarrow X$ 가 單獨으로 進行, 終了後  $U \rightarrow V$ 가 잇달아서 일어난다.  $Z \rightarrow X$ 의 等價回路는 圖 16-a의  $u, v$ 를  $u, w$ 로 한 것과 같다 이 때의  $u$ 相의 電流  $i_u$ 는 다음과 같다.

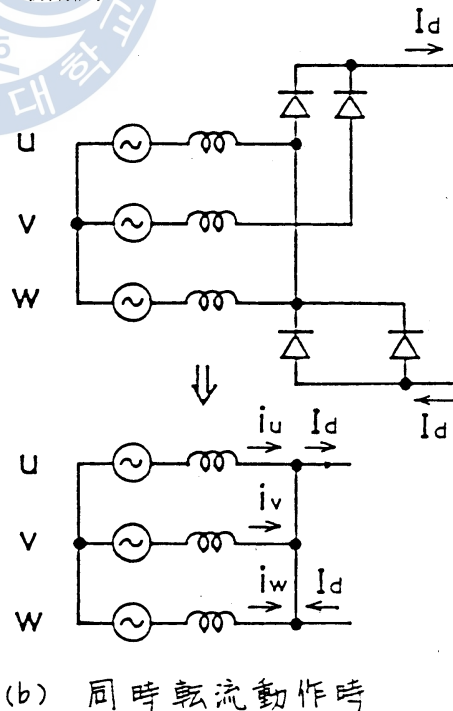
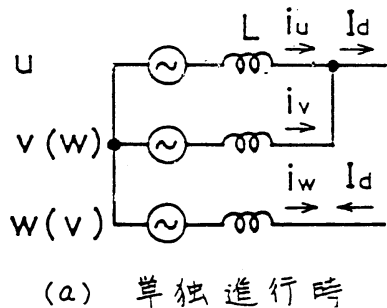


圖 16. 轉流時等價回路

$$i_u = -\frac{\sqrt{3}V_p}{2\omega L} \left\{ \cos(\omega t + \phi_2) - \cos \phi_2 \right\} + I_{u2} \dots \dots \dots (12)$$

(단,  $0 \leq \omega t \leq \phi_2'$ ,  $I_{u2}$ ; 初期值)

$\phi_2'$ 以後는 (8)式에  $\phi_0 = \phi_2 + \phi_2'$ ,  $I_{u0} = 0$ 로 한 것으로 된다.

②  $i_u = I_d$ 로 되어  $U \rightarrow V$ 가 終了하고 계속해서  $Z \rightarrow X$ 가 單獨으로 進行된다. 이 境遇는 (12)式과 같다.

③  $i_u = 0$ 로 되어  $Z \rightarrow X$ 가 終了한 後  $U \rightarrow V$ 가 계속해서 일어난다. 이 境遇는 (8)式에서  $\phi_0 = \phi_2$ ,  $I_{u0} = I_{u2}$ 로 置換한 것과 같다.

以上 ①~③은 어느 境遇나 最終的으로는  $i_u = -I_d$ 로 되는  $\omega t = \phi_3$ 에서 轉流는 完全히 끝난다.

(2)  $Z \rightarrow X$ 가 먼저 일어나 同時轉流가 될 수 없는 境遇

(i) 먼저 轉流가 始作된 瞬間( $\phi_0$ )부터 그 轉流가 끝날때까지는  $Z \rightarrow X$ 가 單獨進行하므로 (12)式에  $\phi_2 = \phi_0 = \alpha_2 + \pi$ .  $I_{u2} = I_d$ 한 것이 되고,  $i_u = 0$ 에서 轉流가 끝난다.

(ii) 먼저 일어난 轉流가 끝나는 時點( $\phi_1$ )부터 연달아 다음의 轉流가 일어나므로 나중의 轉流가 끝나는 時點( $\phi_2$ )까지는  $U \rightarrow V$ 가 單獨進行하므로 (8)式에  $\phi_0 = \phi_1$ ,  $I_{u0} = 0$ 로 한 것과 같다. 또 한 이 境遇는  $\phi_1 = \alpha_2 + \pi + u_2$ 이고,  $i_u = -I_d$ 에서 끝난다.

以上の 結果로부터 (1), (2)의  $i_u$ 式으로부터 波形을 算出하고, 轉流중첩角이 어떻게 變化하는가를 求했다. 制御角이  $5^\circ$ ,  $65^\circ$ 의 境遇도 各狀態에서의 等價回路 및  $i_u$ 의 式은 上記의 關係를 適用할 수 있다. 다만 電壓의 位相에 따라 轉流의 波形이나 條件等이 달라진다.

또한 轉流가 同時進行 가능한 條件을 滿足하는 特別한 境遇로서, 實際 轉流는 중첩되어 있지 않지만, 먼저 일어난 轉流가 끝난후 다이리스터의 turn-off 期間以內에 다음의 轉流가 始作되면, 電壓의 條件에 依해 다시 電流를 通하게 되어 各相의 電流는 (1)의 (ii)와 같은 結果가 되며, 初期值가 달라질 뿐이다.

다음으로, 이 解析結果로부터 算出한 各相電流 및 轉流중첩角의 結果를 提示하고 實驗結果와 比較 檢討한다. 計算에는 IMJ 超電導코일의 各定數를 利用하였다.

圖 13-(a)는  $5^\circ$  및  $65^\circ$  附近의 境遇로 變換器는 整流動作中이므로 중첩각이 多少 變化하여도 致命的인 問題는 일어나지 않는다. 따라서 이 境遇의 數值的 檢討는 생략한다. 圖 17에  $\alpha_1 \geq 65^\circ$ ,  $\alpha_2 = 5^\circ$ , 즉  $Z \rightarrow X$ 가 먼저 일어난 境遇의 波形사진과 이 條件下의 一例로  $\alpha_1 = 72^\circ$ ,  $\alpha_2 = 5^\circ$ 인 境遇의 1周期 電流波形과 轉流部分을 擴대한 各相電流의 算出結果

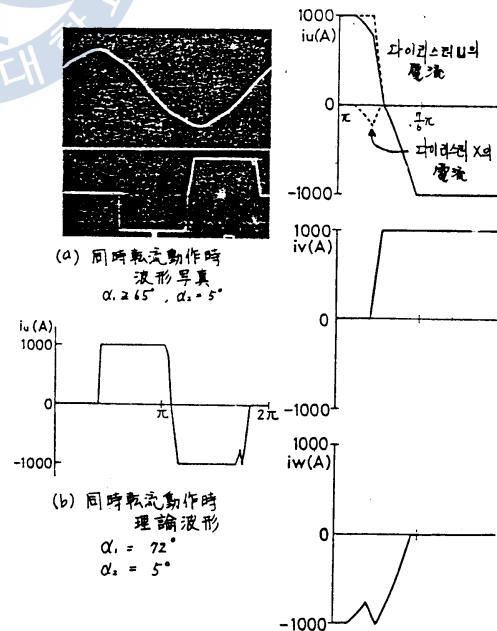


圖 17. 同時轉流 動作時의 電流波形사진(a), 理論波形(b) 및 轉流時 各相電流波形(c)

를 提示한다. 사진과 計算에 따른 電流波形이 一致하여 上記의 解析이 妥當함을 確認할 수 있다. 圖 13-(b)의 境遇는 變換器가 인버터 動作領域이고, 轉流가 늦어지면 轉流失敗를 일어킬 可能性이 있다.  $\alpha_1=150^\circ$ ,  $\alpha_2<90^\circ$ 의 境遇는 解析(2)에 相當하며  $Z \rightarrow X$ 의 轉流가 끝남을 기다려  $U \rightarrow V$ 의 轉流가 始作된다. 이 境遇의 1周期 電流波形과 各相電流의 算出例를 圖 18-a, 圖 19-a에 나타낸다.

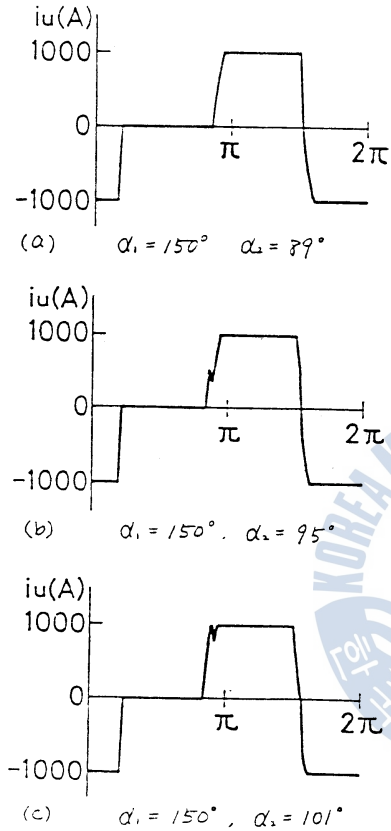


圖 18 同時轉流 動作時 1周期 電流波形 (理論波形)

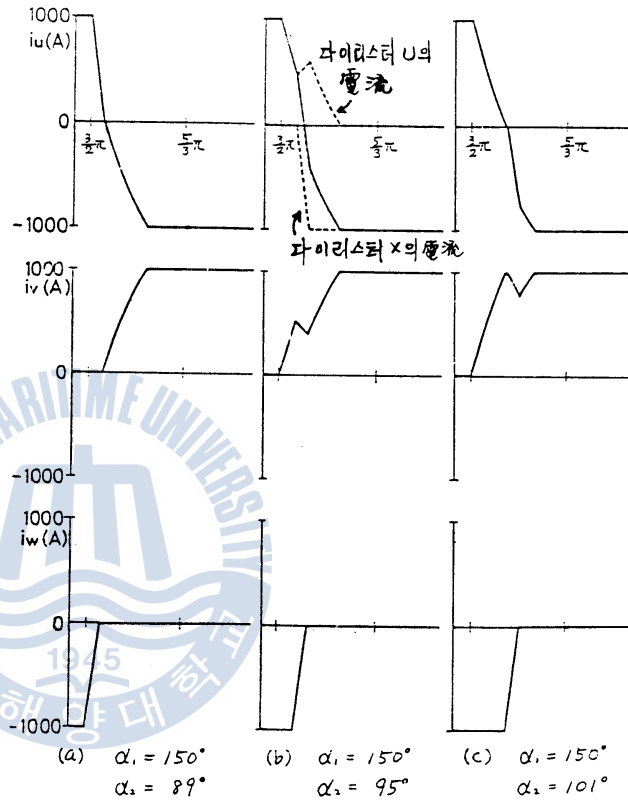


圖 19. 同時轉流 動作時 各相 電流波形 (理論波形)

이 境遇는  $U \rightarrow V$ 의 制御角  $\alpha_1$ 이 커진 것과 等價이므로 波形은 普通의 波形이다. 다만  $\alpha_1=150^\circ$ 의 轉流가 遲延됨을 알 수 있다. 이 境遇 轉流중첩角의 總合은 最大 約  $19^\circ$ 程度이다. 따라서 單獨轉流時 餘裕角  $19^\circ$ 가  $11^\circ$ 로 減少한 結果와 같다. 다음에  $\alpha_2 \geq 90^\circ$ 의 境遇는 解析(1)에 相當한다. 이 條件의 1周期 電流波形과 各相 電流 算出例를 圖 18-b, 圖 19-b에 나타낸다. 이 境遇 轉流가 同時에 進行하기 때문에  $U, X$ 의 다이리스터 電流도 圖 19-b의 破線으로 表示하였다. 電流波形은  $Z \rightarrow X$ 가 轉流를 開始하면  $U \rightarrow V$ 의 轉流는 相對的으로 減少하기 때문에 特異한 모양을 하고 있다. 이 때의  $U \rightarrow V$ 의 轉流중첩角은 最大 約  $20^\circ$ 程度가 되어  $\alpha_2 < 90^\circ$ 보다 더욱 餘裕角이 작음을 알 수 있다.

또한 이 條件下에서는  $90^\circ \leq \alpha_2 < 90^\circ + u_1$ 에서 거의 變化가 없다. 最後에  $Z \rightarrow X$ 가  $U \rightarrow V$ 의 轉流終了後부터 다이리스터 Turn-off 期間 以內에 始作한 境遇에 對해서 檢討한다. 이 境遇  $U \rightarrow V$ 는 일단 終了했지만 電壓의 關係로 다시 다이리스터  $U$ 가 導通狀態가 되어 轉流는 減少되고  $Z \rightarrow X$ 가 끝난 後

$U \rightarrow V$ 가 進行되어 終了되는 過程을 거친다. 이 境遇의  $U \rightarrow V$ 의 轉流期間은 다이리스터의 Turn-off 期間에 依해 相當히 달라진다.

實驗에는 Turn-off 期間이  $30\mu s$ 의 高速型 다이리스터를 使用하였고, 이 값을 利用하여 計算한 結果 轉流期間은 約  $20^\circ$  程度이다.

#### 4. 結 論

本研究에서 에너지貯藏, 回生用的 電力變換器로써 非對稱 制御方式을 利用한 自然轉流形 變換器에 對하여 理論的 및 實驗的으로 檢討를 하여 다음과 같은 結果를 얻었다.

- (1) 2臺의 다이리스터 브릿지로 構成되는 電力變換器를 非對稱 制御하면, 非對稱度에 따라 基本波 力率과 더불어 變壓器 2次側 力率도 改善되지만, 同時에 1次側 電流의 波形 歪形率이 커지는 問題點이 생긴다. 이것은 各制御形式에 依해 差異가 있고, 歪形率을 最小로 하는 最適制御形式이 存在함을 確認하였다.
- (2) 1臺의 브릿지內에서 非對稱 制御를 한 境遇에 생기는 同時轉流 動作에 對해서 解析法을 確立 하여, 한편의 制御角이 最大일 때 轉流失敗의 原因이 됨을 確認하였다.

#### 參 考 文 獻

- (1) R. W. Boom, et al ; Wisconsin Superconducting Energy Storage Project, Vol. 1, 1974.
- (2) W. McMurray, IEEE Trans on Industry Applications, Vol. 1A-8, No. 3, p289~295.