變壓器 回路의 突入電流 計算에 關한 實用式의 誘導

論文資料 10—3

朴　　永　　文

序　論

本 論文에서 追求하고저 하는 對象은 이미 筆者가 紙上에 發表한 바 있는 "過渡時에 있어서의 鐵心變壓器 回路의 解析"에서 誘導한 結果式을 母體로 하여, 突入電流를 解析함과 同時에 突入電流 實用式을 誘導하였다. 이렇게 誘導한 實用式은 過大한 突入電流의 抑制條件을 究明하는 데 有用할 뿐만 아니라, 突入 電流의 發生빈도를 評價하는 尺度가 되는 突入電流發生確率式 (probability equations of inrush current occurrence)의 誘導를 可能케 한다. 그리고 이렇게 誘導한 諸 實用式의 正當함을 뒷받침하기 위하여 實驗도 並行하였으며, 그 結果는 實驗數値와 實驗 曲線으로 나타내어 實用式에 依據한 計算値와 比較하였다. 筆者의 原來의 意圖는 變壓器의 二次側의 負荷를 非單 抵抗 負荷에만 局限할 것이 아니라, 더욱 一般的인 임피던스 負荷(impedance load)의 범위까지 擴大시키려는 것이었으나, 그 解析이 너무 複雜하고 量이 방대하므로, 自信을 喪失한 나머지 이를 斷念하고 말았다.

그리고 여기서 誘導한 諸 實用式은 商用 周波數에서 使用되는 電力用 一般 變壓器에 適用되나, 그 밖의 特殊 目的으로 設計된 變壓器에 對해서는 何等의 保障이 없음을 附言한다.

記 號 說 明

i_1 : 一次側電流의 순시치

i_2 : 二次側　〃　　〃

I_{1mS} : 定常時의 一次側磁化電流振幅

I_{1LS} : 定常時의 一次側負荷電流振幅

L_1 : 可變一次側인덕턴스

L_2 : 可變二次側인덕턴스

L_{1S} : 定常時의 一次側인덕턴스

T_1 : 一次側時定數$\left(=\dfrac{L_1}{R_1}\right)$

T_2 : 二次側時定數$\left(=\dfrac{L_2}{R_2+R}\right)$

T_{1M} : T_1의 代數的 平均値

N_1 : 一次側捲線回數

N_2 : 二次側捲線回數

r_1 : 一次側으로 換算된 等價全抵抗

x_1 : 一次側으로 換算된 等價全리액턴스

Kr : 殘留磁束의 定常時 磁束振幅에 對한 比

w : 電源周波의 角速度

θ : 電源電壓의 初期位相角

t : 回路閉鎖時로 부터의 經過時間

(一) 變壓器 一次回路의 閉鎖時의 突入電流 實用式

"過渡時에 있어서의 鐵心變壓器回路의 解析"에서 誘導한 一次側 및 二次側回路의 電流式

$$i_1 \fallingdotseq \frac{L_{1S}}{L_1} I_{1mS}\left\{\frac{T_1}{T_1+T_2}(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{t}{\frac{T_{1M}}{T_1}(T_1+T_2)}}-\cos(wt+\theta)\right\}$$

$$+I_{1LS}\left\{-\sin\theta\,\varepsilon^{-\frac{r_1w}{x_1}t}+\sin(wt+\theta)\right\}\cdots\cdots(1)$$

$$i_2 \fallingdotseq \frac{N_1}{N_2} I_{1mS}\left\{\frac{T_2}{T_1+T_2}(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{t}{\frac{T_{1M}}{T_1}(T_1+T_2)}}\right\}-\frac{N_1}{N_2}I_{1LS}\left\{-\sin\theta\,\varepsilon^{-\frac{r_1w}{x_1}t}+\sin(wt+\theta)\right\}\cdots\cdots(2)$$

는 本 論文을 展開하는 데 있어 基本的 母體가 된다.

서울大學校 工科大學 講師

그러나 實際的 問題를 다루기 위해서는 電流의 크기를 論하는 것보다는 過渡時의 電流 곧 突入電流가 正常時의 몇 倍가 되느냐를 아는 것이 더 實用的일 뿐만 아니라, 이의 解析上에도 極히 便利한 點이 많다. 正常電流의 振幅에 對한 突入電流의 比를 各各 P, S라 하면 위의 兩式은 다음과 같이 된다.

$$P=\frac{i_1}{I_{1LS}}\fallingdotseq\frac{L_{1S}}{L_1}\,\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{\frac{T_1}{T_1+T_2}(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{t}{\frac{T_{1M}}{T_1}(T_1+T_2)}}-\cos(wt+\theta)\right\}+\left\{-\sin\theta\,\varepsilon^{-\frac{r_1w}{x_1}t}+\sin(wt+\theta)\right\}\cdots\cdots(3)$$

$$S=\frac{i_2}{I_{2LS}}\fallingdotseq\frac{i_2}{\frac{N_1}{N_2}I_{1LS}}\fallingdotseq\frac{L_{1S}}{L_1}\,\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{\frac{T_2}{T_1+T_2}(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{t}{\frac{T_{1M}}{T_1}(T_1+T_2)}}\right\}-\left\{-\sin\theta\,\varepsilon^{-\frac{r_1w}{x_1}t}+\sin(wt+\theta)\right\}\cdots\cdots(4)$$

다음에는 實際的인 變壓器에서 時定數 T_1, T_2와 이들의 關係를 檢討해 보기로 한다. 于先 T_1과 T_2의 比를 생각하면,

$$\frac{T_1}{T_2}=\frac{L_1}{R_1}\Big/\frac{L_2}{R_2+R}=\frac{L_1}{L_2}\,\frac{R_2+R}{R_1}\fallingdotseq\frac{\left(\frac{N_1}{N_2}\right)(R_2+R)}{R_1}$$

의 關係가 成立하나, 위의 式 右邊의 分子는 一次側으로 換算된 二次回路의 全 抵抗을 意味하게 된다. 따라서 實際의 變壓器에서는 $R_1<<(N_1/N_2)^2(R_2+R)$이므로,

$$\left.\begin{array}{l}T_1>>T_2\\ \frac{T_2}{T_1}\fallingdotseq 0\\ \frac{T_1}{T_2+T_1}\fallingdotseq 1\\ \frac{T_2}{T_1+T_2}\fallingdotseq 0\end{array}\right\}\cdots\cdots(5)$$

라 놓아도 實用上 別 誤差가 없다. 이들 關係를 式 (3) 및 (4)에 代入하면 實用上 許容限度內에 있는 다음과 같은 簡潔한 式을 얻는다.

$$P\fallingdotseq\frac{L_{1S}}{L_1}\,\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{t}{T_{1M}}}-\cos(wt+\theta)\right\}+\left\{-\sin\theta\,\varepsilon^{-\frac{r_1w}{x_1}t}+\sin(wt+\theta)\right\}\cdots\cdots(6)$$

$$S\fallingdotseq\sin\theta\,\varepsilon^{-\frac{r_1w}{x_1}t}-\sin(wt+\theta)\cdots\cdots(7)$$

이들 兩式을 吟味하건데, 變壓器의 一次回路의 閉鎖時 發生하는 電流가 鐵心의 磁氣飽和에 基因하여 顯著하게 영향을 받는 部分은 主로 一次電流뿐이며(式 (6)右邊의 첫 項), 二次電流는 거의 그 영향을 받지 아니함을 알 수 있다. 即 結論的으로 말하자면, 變壓器의 一次回路의 急激한 閉鎖에 뒤따르는 電流의 異常現象은 實際에 있어 1次側에서만 發生한다고 할 수 있다. 이러한 結論의 理論的 根據는 純解析的 方法으로 誘導한 위의 兩式 (6) 및 (7)에 依한 것이나, 이를 正當化하기 위한 實驗에 依하여도(Fig. 1의 오씰로 그램 參照) 그 事實이 充分히 立證되고 있다.

그런데 위의 兩式을 다시 檢討해 보건데, 實用에 供할 수 있는 最終式은 아니며, 이 式으로부터 더욱 簡潔한 實用式을 얻을 수 있는 可能性을 提出해 준다. 即 實際의 變壓器에서 一次로 換算된 全 等價 漏洩리액탠스(equivalent leakage reactance) x_1은 역시 一次로 換算된 全 等價抵抗(equivalent resistance) r_1에 比하여 極히 적으므로, 比 $\frac{r_1w}{x_1}$의 값은 極히 크다. 筆者가 實驗한 變壓器의 경우에 依하면 $\frac{r_1w}{x_1}=1.3\times10^4$ 程度이다. 이 比의 逆數($=\frac{x_1}{r_1w}$)는 위의 兩式에서 時定數를 意味하게 되고 電源電壓의 周期에 比하여, 거의 零에 가까운 값이라 할 수 있다. 따라서 위의 兩式에서 $-\sin\theta\,\varepsilon^{-\frac{r_1w}{x_1}t}$ 의 項은 實用上 消滅되며, 筆者가 촬영한 오씰로그램(Fig. I)에도 그 영향이 나타나지를 않았다.

따라서 實用에 供할 수 있는 가장 簡潔한 突入電流에 對한 近似式을 다음과 같이 표시할 수 있다.

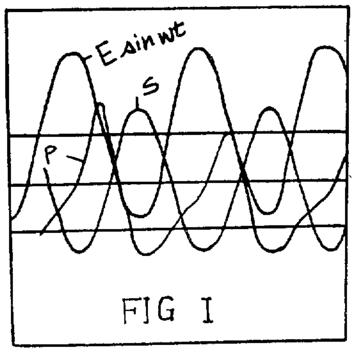

Fig 1. P와 S의 오씰로그램(定格抵抗負荷連結時)

$$P=\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{t}{T_{1M}}}-\cos(wt+\theta)\right\}$$

$$+\sin(wt+\theta) \cdots\cdots(8)$$

$$S=-\sin(wt+\theta) \cdots\cdots(9)$$

Fig 1의 오씰로그램은 위의 式 (8) 및 (9)의 正當性을 立證하는 한 實例이다. 오씰로그램에서 보는 바와 같이 一次電流를 표시하는 P는 時定數 T_{1M}의 어면 값에 의하여 徐徐히 감쇠하며 鐵心의 磁氣飽和現象으로 말미암아(L_1의 非常數性) 波形이 歪曲된다. 한편 오씰로그램에서 S는 거 正弦波임을 표시하고 있다.

(二) 突入電流尖頭值에 關한 式

變壓器의 二次側에 抵抗負荷를 接續한 채로 初期電源電壓位相角 θ時에 一次回路를 急激히 닫으면 一次側에 異常電流가 發生하게 되는데, 이 電流는 磁化電流分과 負荷電流分의 合成値로서 볼 수 있다. 그런데 回路를 닫은 後 一定 時間이 經過하여 正常値에 達하면 磁化電流分이 負荷電流分의 數 %밖에 되지 않으나 初期의 몇 週期에서는 鐵心의 飽和現象에 基因하여 오히려 前者가 後者의 數倍에 達하는 경우가 있다(勿論 前者가 後者보다 적을 수도 있음). 따라서 式 (8)의 P의 尖頭値(peak value) P는 磁化電流의 尖頭値에서 發生하는 경우도 있고 負荷電流의 尖頭値에서 發生하는 경우도 있다. 그런데 P의 負荷電流分 P_L과 磁化電流分 P_m은

$$P_L\equiv\sin(wt+\theta) \cdots\cdots(10)$$

$$P_m\equiv\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{(Kr+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{t}{T_{1M}}}-\cos(wt+\theta)\right\} \cdots\cdots(11)$$

이므로, P_L의 尖頭値 P_{LP}의 絕對値는 恒常 1이어서 別로 問題될 것이 없다. 그러나 P_m의 尖頭値 P_{mP}를 解析的으로 언으려면 多少 複雜한 手續을 要한다. 即 式 (11)에서부터 P_{mP}의 正値 P_{mP+}는

$K_r+\cos\theta>0$, $-\frac{\pi}{2}<\theta<\frac{\pi}{2}$면 $t=\frac{\pi-\theta}{w}$時,

$K_r+\cos\theta>0$, $\pi<\theta<\frac{3}{2}\pi$면 $t=\frac{3\pi-\theta}{w}$時,

$K_r+\cos\theta>0$, $\frac{\pi}{2}<\theta<\pi$면 $t=\frac{\pi-\theta}{w}$時

에 發生하고

$$P_{mP+}\equiv\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{\pi-\theta}{T_{1Mw}}}+1\right\} \cdots\cdots(12)$$

但, $K_r+\cos>0$, $-\frac{\pi}{2}<\theta<\frac{\pi}{2}$

$$P_{mPt}\equiv\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{3\pi-\theta}{T_{1Mw}}}+1\right\} \cdots\cdots(13)$$

但, $K_r+\cos\theta>0$, $\pi<\theta<\frac{3}{2}\pi$

$$P_{mPt}\equiv\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{(K_r+\cos\theta)\theta^{-\frac{\pi-\theta}{T_{1Mw}}}+1\right\} \cdots\cdots(14)$$

但, $K_r+\cos\theta>0$, $\frac{\pi}{2}<\theta<\pi$

로서 표시된다. 마찬가지로 P_{mP}의 負値 P_{mP-}도 위와 같은 方法으로 생각하여,

$$P_{mP-}\equiv\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{2\pi-\theta}{T_{1Mw}}}-1\right\} \cdots\cdots(15)$$

但, $K_r+\cos\theta<0$, $\frac{\pi}{2}<\theta<\frac{3}{2}\pi$

$$P_{mP-}\equiv\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{\frac{\theta}{T_{1Mw}}}-1\right\} \cdots\cdots(16)$$

但, $K_r+\cos\theta<0$, $-\frac{\pi}{2}<\theta<0$

$$P_{mP-}\equiv\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{2\pi-\theta}{T_{1Mw}}}-1\right\} \cdots\cdots(17)$$

但, $K_r+\cos\theta<0$, $0<\theta<\frac{\pi}{2}$

를 얻는다. 위의 式 (12)~(17)은 位意 位相角 θ와 位意 殘留磁束比 K_r에 對한 尖頭値를 求하는 公式이다. 萬若 $\theta=0$이고 K_r이 正의 最大値(即 $K_r=[K_r]_{max}$)인 경우에는 P_{mP+}는 正의 最大値가 되고, $\theta=\pi$이고 K_r이 負의 最大値(即 $K_r=[K_r]_{max-}=-[K_r]_{max}$)인 경우에는 P_{mP-}는 負의 最大値가 된다. 이들 값을 各各 $[P_{mP+}]$, $[P_{mP-}]$라 놓으면, 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$[P_{mP+}]\equiv\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{([K_r]_{max}+1)\varepsilon^{-\frac{\pi}{T_{1Mw}}}+1\right\} \cdots\cdots(18)$$

但, $\theta=0$, $K_r=[K_r]_{max}$

$$[P_{mP-}] \equiv -\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{([K_r]_{max}+1)\,\varepsilon^{-\frac{\pi}{T_{1M}w}}\right.$$

$$\left.+1\right\} \cdots\cdots(19)$$

但, $\theta=\pi$, $K_r=[K_r]_{max-}=-[K_r]_{max}$

따라서,

$$[P_{mP+}]=-[P_{mP-}] \cdots\cdots(20)$$

이다. 위의 式 (18) 또는 (19)는 變壓器에서 異常電流가 가장 尤甚하게 發生되는 경우 그 값을 決定하는 데 使用되는 式으로, 變壓器의 設計時 이 式에 의하여 그 變壓器의 突入電流의 最大値를 計算할 수 있다.

한편, 前述한 바와 같이 負荷電流分에 對해서는

$$|P_{LP+}|=|P_{LP-}|=1 \cdots\cdots(21)$$

但, $t=\dfrac{\frac{(2n-1)\pi}{2}-\theta}{w}$, $n=1,\ 2,\ 3,\cdots\cdots$

이다.

(三) 無負荷時의 突入電流에 關한 式

여태까지는 變壓器의 二次側에 對抗負荷를 接續한 경우를 取扱하였다. 그러나, 實際에 있어서는 二次側을 開放한 채로 一次回路를 急激히 닫는 경우도 빈번하므로 이러한 경우에 對한 異常電流의 公式도 誘導해 둘 必要가 있다. 이들 公式은 여태까지의 公式을 誘導할 때 使用한 方法과 節次를 그대로 따른다면 얻어질 수 있겠으나, 無負荷는 二次側에 無限大의 抵抗負荷를 接續한 경우이라는 點에 着眼한다면 여태까지 誘導한 여러 公式을 그대로 適用할 수 있다. 即 式 (5)에 $R\to\infty$를 代入하면

$$\left.\begin{array}{l} T_1>>T_2=0 \\ \dfrac{T_1}{T_2}=0 \\ \dfrac{T_1}{T_1+T_2}=1 \\ \dfrac{T_2}{T_1+T_2}=0 \end{array}\right\} \cdots\cdots(22)$$

이 되고, 또 無負荷時에는 負荷電流 成分은 發生하지 않게 되므로 式 (8) 및 (9)는

$$P=P_m=\frac{L_{1S}}{L_1}\frac{I_{1mS}}{I_{1LS}}\left\{(K_r+\cos\theta)\,\varepsilon^{-\frac{t}{T_{1M}}}\right.$$

$$\left.-\cos(wt+\theta)\right\} \cdots\cdots(23)$$

$$S=0 \cdots\cdots(24)$$

가 된다. Fig. 2의 오씰로그램은 위의 式 (23)의 正當性을 立證하는 한 實例이다. 오씰로그램에서 一次電流를 표시하는 P는 Fig. 1에서와 같이 時定數 T_{1M}의 어떤 값에 의하여 徐徐히 감쇠하며, 鐵心의 磁氣飽和現象에 基因하여 波形이 歪曲되는 現象도 Fig. 1의 경우와 흡사하다. 다만 다른 點은 이 電流波形에 負荷電流를 의미하는 正弦波가 包含되지 않았다는 事實이다. 即 $P=P_m$이다.

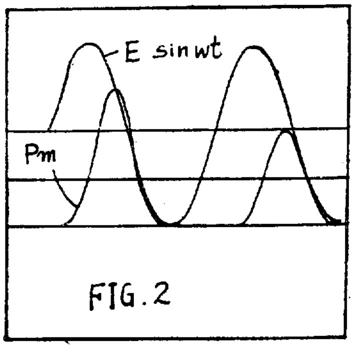

FIG. 2

Fig. 2. P_m의 오씰로그램(二次側 開放狀態)

그리고 P의 尖頭値에 關한 式 (12)~(20)은 그대로 (조금도 修正없이) 適用됨은 勿論이며 式 (10)과 (21)은 無意味하다.

(四) 公式의 使用實例 및 實驗値와의 比較

어느 特定의 鐵心變壓器에 있어서 過渡時의 異常電流가 正常値의 몇 倍가 되는지를 豫測하거나, 또는 變壓器의 設計時 이 異常電流를 어느 特定의 許容限度內에 머물게 하는 條件을 얻기 위해서는 여태까지 求한 式들을 利用하면 된다. 本 論文에서는 以上의 兩 目的에 寄與하는 使用 實例를 例擧할뿐만 아니라, 이에 附加해서 여태까지의 誘導式이 實際와 어느 程度 符合되는지를 檢討하기 위하여, 公式에 依한 計算値와 쌤플·變壓器(sample transformer)에 依하여 實驗的으로 얻은 값(experimented values)과를 比較하였다. 그런데 쌤플로서 使用한 變壓器의 規格은 다음과 같다.

電源變壓(實効値) 115V	一次側捲線回數 300回
一次電流(實効値) 1.5A	二次側捲線回數 150回
二次電流(實効値) 3.0A	
周波數 60c/s	

A. 公式 使用을 위한 資料의 獲得

突入電流의 豫測 또는 計算을 위하여, 여태까지 誘導한 公式을 使用하기 위해서는, 이에 앞서 必要한 資料(데이타)를 얻거나, 혹은 資料를 얻기 위하여 必要한 實驗을 하여야 한다. 式 (8), (9) 및 (23)은 異常電流를 計算하는 데 있어 가장 便利한 實用式이며, 이의 尖頭値는 式 (12)~(17)에 依하여 얻어지는데 이들

公式을 使用하려면 다음의 3개 資料를 먼저 確定할 必要가 있다.

即, K_r, T_{1M}, $\dfrac{L_{1S}\ I_{1mS}}{L_1\ I_{1LS}}$

앞으로 代入 또는 計算되는 具體的 數值는 위의 샘플·變壓器에 依한 것이다. 그리고 위의 3 개 資料를 얻기 위하여, 샘플·變壓器에 對하여 다음과 같은 實驗的 過程을 밟는다.

(a) 過渡(初期)磁化特性曲線(transient magnetization characteristic curves)의 決定

過渡時의 異常電流值를 支配하는 가장 決定的인 要素로서, 이 曲線은 過渡時에 있어서의 變壓器 鐵心의 磁氣飽和 現象을 說明해 준다. Fig. 3에서 보는 바와 같이, 縱軸의 눈금은 定常狀態의 磁束尖頭值(振内) ϕ_S에 對한 過渡時의 磁束瞬時值 ϕ의 比 π로서 表示하고, 橫軸의 눈금은 定常狀態의 一次側負荷電流(近似的으로 一次側 電流)의 尖頭值(振幅) I_{1L}에 對한 過渡時의 磁化電流의 瞬時值 i_{1m}의 比 P_m으로서 表示하였다. ϕ_S와 I_{1L}은 變壓器가 定해지면 따라서 決定되는 常數이므로 이 曲線은 磁束의 瞬時值를 磁化電流의 瞬時值의 函數로서 表示하는 曲線이라고도 볼 수 있다. 그리고 또 이 曲線은 殘留磁束比 K_r을 媒介變數로 하고 있음도 그 特徵의 하나이며, 처음에는 上下가 非對稱的인 큰 曲線을 그리다가 싸이클을 거듭함에 따라서 범위를 점차 축소하여 正常時에 달하면 우리가 보통 보는 上下가 對稱的인 히스테리시스·루우프(hysteresis loop)로 축소된다. 그러나 이러한 過程을 그대로 實驗하기란 容易한 일이 아닐뿐만 아니라, 우리가 必要로 하는 것은 처음의 1싸이클로서도 充分하므로, Fig. 3에서는 첫 싸이클의 曲線과 最終的으로 固定되는 히스테레시스·루우프만 표시하였다. 그리고 이 曲線은 磁束計法(flux meter method)에 依한 實驗으로 얻었다.

磁束比 π와 電流比 P_m사이에는 다음의 關係가 成立한다.

$$\pi = \frac{\phi}{\phi_S} = \frac{L_1 I_{1LS} P_m}{L_{1S} I_{1mS}} = \frac{L_1 I_{1LS}}{L_{1S} I_{1mS}} P_m \cdots\cdots\cdots\cdots (25)$$

따라서, π의 尖頭值 $\pi_{P\pm}$에 對해서는

$$\pi_{P\pm} = \frac{\phi_{P\pm}}{\phi_S} = \frac{L_1 I_{1LS} P_{mP\pm}}{L_{1S} I_{1mS}} = \frac{L_1 I_{1LS}}{L_{1S} I_{1mS}} P_{mP\pm} \cdot (26)$$

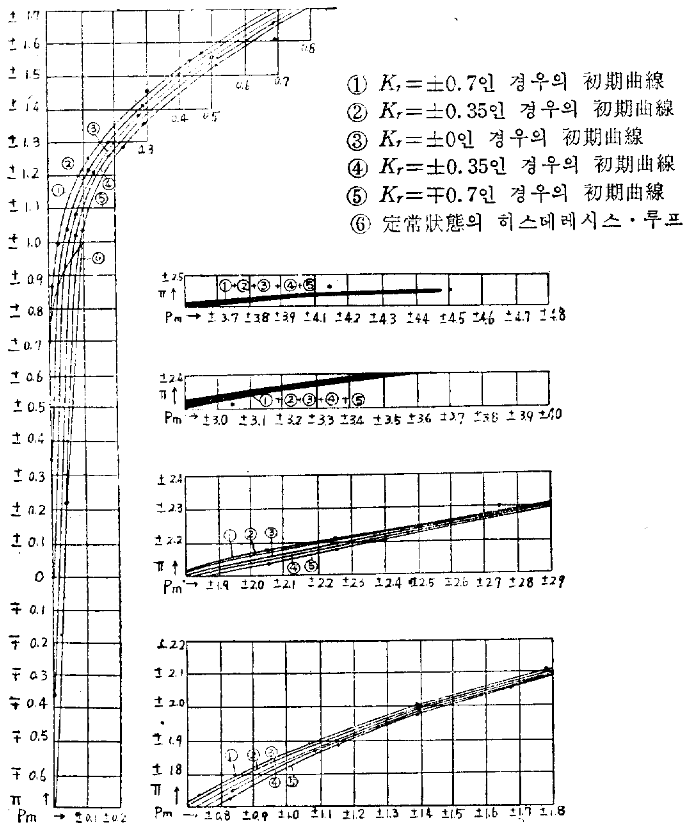

Fig. 3 過渡(初期)磁化特性曲線($\pi - P_m$曲線)

(b) 히스테레시스·루우프(hysteresis loop)에 依한 殘留磁束比 K_r의 決定

定常時에 있어서 磁束과 磁化電流의 關係를 表示하는 히스테레시스·루우프로부터 殘留磁束의 最大値 $[\phi_r]_{max}$ 또는 殘留磁束比의 最大値 $[K_r]_{max}$를 決定할 수 있다. 即 Fig. 4는 쌤플 變壓器의 一次側에 定格電壓을 印加한 경우의 히스테레시스·루우프를 캐소드·레이·오씰로그래프(cathode ray oscillograph)로 찍은 寫眞인데, 루우프가 縱軸과 交叉하는 點의 縱軸눈금이 바로 $[\phi_r]_{max}$에 該當한다. 따라서 $[K_r]_{max}$는 다음과 같이 된다.

$$[K_r]_{max}=\frac{\phi_r}{\phi_S}=0.7 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (27)$$

定格電壓 以上의 電壓을 印加하지 않는 限 如何한 경우에도 이 쌤플·變壓器의 $[K_r]_{max}$는 以上의 값을 초과할 수 없다.

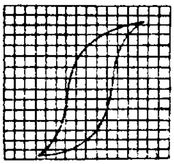

Fig. 4 히스테레시스·루우프

(c) 主磁氣回路 時定數 T_{1M}의 決定

主磁氣回路 時定數는 $T_{1M} \fallingdotseq L_{1M}/R_1$으로서 表示되므로, 이를 決定하기 위해서는 一次捲線 抵抗 R_1을 開路試驗으로서 測定하고(本 쌤플·變壓器의 경우는 $R_1=1.65\Omega$), L_{1M}은 原來 주어진 定義에 의하여, 利用하기에 便利한 式으로 變形하여서 그 값을 決定한다. 即

$$L_{1M} \equiv \frac{1}{[i_{rm}]_{max\,\theta=\text{const}}}\int_0^{[i_{1m}]^{max}_{\theta=\text{const}}} L_1 di = \frac{N_1}{[i_{1m}]^{max}_{\theta=\text{const}}}\left\{[\phi_1]_{max} - \frac{T_1}{T_1+T_2}\phi_r\right\}$$

$$\fallingdotseq \frac{N_1}{[i_{1m}]^{max}_{\theta=\text{const}}}\left\{[\phi]_{max}-\phi_r\right\}$$

$$= \frac{N_1\phi_S\{\pi_{max}-K_r\}}{[i_{1m}]^{max}_{\theta=\text{const}}}$$

$$= \frac{I_{1mS}L_{1S}\{\pi_{max}-K_r\}}{I_{1LS}[P_m]^{max}_{\theta=\text{const}}}$$

$$\fallingdotseq \frac{E}{\omega I_{1LS}}\,\frac{\pi_{max}-K_r}{[P_m]^{max}_{\theta=\text{const}}}$$

따라서, 尖頭値 $\pi_{P\pm}$, $P_{mP\pm}$에 對한 T_{1M}은 다음 式으로 表示된다.

$$T_{1M} \fallingdotseq \frac{E}{\omega I_{1LS}R_1}\,\frac{\pi_{P\pm}-K_r}{P_{mP\pm}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (28)$$

本 쌤플·變壓器에 關하여 實際의 값을 代入하면, 다음과 같다.

$$T_{1M} \fallingdotseq \frac{1}{0.0215w}\,\frac{\pi_{P\pm}-K_r}{P_{mP\pm}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (28')$$

(d) 其他 要素의 決定

보다 正確한 異常電流値를 얻기 위해서는 二次捲線抵抗 R_2와 等價全抵抗 r_{1eq}, 等價 漏洩리액턴스(equivalent leakage reactance) x_{jeq}, 漏洩磁氣回路 時定數 T_S도 求하여야 하나, 實用上으로는 이를 省略하여도 無妨함은 前述한 誘導過程에서 分明히 알 수 있다. 本 쌤플·變壓器에 對하여 計算한 T_S의 값은 1/376.8×34.6이다.

B. 쌤플·變壓器에 對한 式의 構成 및 異常(突入)電流値의 計算.

本 쌤플·變壓器의 경우에 對하여 突入電流를 計算하는 過程은 抵抗負荷의 경우 다른 電力用 變壓器에 對해서도 그대로 적용된다. 그러므로 이미 誘導한 여러公式과 獲得한 資料에 依據하여 異常流値를 計算하는 實例를 보이고, 다음에는 實測値와 比較하기로 한다.

式 (26)과 式 (28)을 式 (12)~(17)에 代入하면

$$\pi_{P+}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{I_{1LS}R_1}{E}(\pi-\theta)\frac{P_{mP+}}{\pi_{P+}-K_r}}+1 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (12')$$

但, $K_r+\cos\theta>0$, $-\frac{\pi}{2}<\theta<\frac{\pi}{2}$

$$\pi_{P+}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{I_{1LS}R_1}{E}(3\pi-\theta)\frac{P_{mP+}}{\pi_{P+}-K_r}}+1 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (13')$$

但, $K_r+\cos\theta>0$, $\pi<\theta<\frac{3}{2}\pi$

$$\pi_{P+}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{I_{1LS}R_1}{E}(\pi-\theta)\frac{P_{mP+}}{\pi_{P+}-K_r}}+1 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (14')$$

但, $K_r+\cos\theta>0$, $\frac{\pi}{2}<\theta<\pi$

$$\pi_{P-}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{I_{1LS}R_1}{E}(2\pi-\theta)\frac{P_{mP-}}{\pi_{P-}-K_r}}-1 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (15')$$

但, $K_r+\cos\theta<0$, $\frac{\pi}{2}<\theta<\frac{3}{2}\pi$

$$\pi_{P-}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{I_{1LS}R_1}{E}\theta\frac{P_{mP-}}{\pi_{P-}-K_r}}-1 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (16')$$

但, $K_r+\cos\theta<0$, $-\frac{\pi}{2}<\theta<0$

$$\pi_{P-}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-\frac{I_{1LS}R_1}{E}(2\pi-\theta)\frac{P_{mP-}}{\pi_{P-}-K_r}}-1 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (17')$$

但, $K_r+\cos\theta<0,\ 0<\theta<\frac{\pi}{2}$

이 되고, 本 셈플·變壓器에 對하여 위의 式들을 適用하면,

$$\pi_{P+}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-0.0215(3.14-\theta)\frac{P_{mP+}}{\pi_{P+}-K_r}}+1 \cdots\cdots (12'')$$

但, $K_r+\cos\theta>0,\ -\frac{\pi}{2}<\theta<\frac{\pi}{2}$

$$\pi_{P+}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-0.0215(3\times 3.14-\theta)\frac{P_{mP+}}{\pi_{P+}-K_r}}+1 \cdots\cdots (13'')$$

但, $K_r+\cos\theta>0,\ \pi<\theta<\frac{3}{2}$

$$\pi_{P+}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-0.0215(3.14-\theta)\frac{P_{mP+}}{\pi_{P+}-K_r}}+1 \cdots\cdots (14'')$$

但, $K_r+\cos\theta>0,\ \frac{\pi}{2}<\theta<\pi$

$$\pi_{P-}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-0.0215(2\times 3.14-\theta)\frac{P_{mP-}}{\pi_{P-}-K_r}}-1 \cdots\cdots (15'')$$

但, $K_r+\cos\theta<0,\ \frac{\pi}{2}<\theta<\frac{3}{2}\pi$

$$\pi_{P-}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{0.0215\theta\frac{P_{mP-}}{\pi_{P-}-K_r}}-1 \cdots\cdots (16'')$$

但, $K_r+\cos\theta<0,\ -\frac{\pi}{2}<\theta<0$

$$\pi_{P-}=(K_r+\cos\theta)\varepsilon^{-0.0215(2\times 3.14-\theta)\frac{P_{mP-}}{\pi_{P-}-K_r}}-1 \cdots\cdots (17'')$$

但, $K_r+\cos\theta<0,\ 0<\theta<\frac{\pi}{2}$

위의 式 (12″)~(17″)에서 初期電壓位相角 θ와 殘留磁束比 K_r이 定해지면, **Fig. 3**의 過渡磁化特性曲線($\pi-P_m$曲線)에서 위의 式을 滿足하는 $\pi_{P\pm}$와 $P_{mP\pm}$를 求할 수 있다. 이와 같은 方法으로 求한 값들을 다음 表 1에 表示한다.

表 1. 突入電流의 첫 尖頭値(負荷電流成分除外)의 計算値實例

	$K_r=0.70$		$K_r=0.35$		$K_r=0$		$K_r=-0.35$		$K_r=-0.70$	
θ in rad.	$\pi_{P\pm}$	$P_{mP\pm}$	$\pi_{P\pm}$	$P_{mP\pm}$	$\pi_{P\pm}$	$P_{mP\pm}$	$\pi_{P\pm}$	$P_{mP\pm}$	$\pi_{P\pm}$	$P_{mP\pm}$
$-\frac{6\pi}{12}$	1.657	0.605	1.342	0.265	±1.000	±0.055	−1.350	−0.212	−1.685	−0.655
$-\frac{5\pi}{12}$	1.880	1.045	1.585	0.515	1.256	0.155	−1.091	−0.061	−1.437	−0.277
$-\frac{4\pi}{12}$	2.080	1.650	1.805	0.905	1.487	0.393	1.140	0.110	−1.199	−0.085
$-\frac{3\pi}{12}$	2.240	2.300	1.980	1.350	1.680	0.700	1.357	0.260	1.006	0.080
$-\frac{2\pi}{12}$	2.360	3.000	2.120	1.780	1.830	0.990	1.505	0.440	1.166	0.177
$-\frac{1.5\pi}{12}$	2.400	3.400	2.170	2.010	1.880	1.155	1.553	0.507	1.209	0.161
$-\frac{\pi}{12}$	2.410	3.940	2.210	2.180	1.920	1.210	1.601	0.591	1.266	0.206
0	2.440	※ <u>4.200</u>	2.240	2.340	1.956	1.305	1.636	0.650	1.299	0.230
$\frac{\pi}{12}$	2.443	4.000	2.223	2.230	1.930	1.240	1.605	0.598	1.266	0.207
$\frac{2\pi}{12}$	2.400	3.310	2.143	1.950	1.838	1.012	1.510	0.450	1.166	0.177
$\frac{3\pi}{12}$	2.300	2.610	2.010	1.410	1.690	0.715	1.357	0.262	1.007	0.081
$\frac{4\pi}{12}$	2.130	1.820	1.825	0.960	1.495	0.405	1.150	0.115	−1.196	−0.084
$\frac{5\pi}{12}$	1.925	1.165	1.597	0.535	1.259	0.160	−1.090	−0.060	−1.426	−0.267
$\frac{6\pi}{12}$	1.685	0.655	1.350	0.212	±1.000	±0.055	−1.342	−0.205	−1.657	−0.605
$\pi-\frac{6\pi}{12}$	1.685	0.655	1.350	0.212	±1.000	±0.055	−1.342	−0.265	−1.657	−0.605

$\pi-\frac{5\pi}{12}$	1.437	0.277	1.091	0.061	−1.256	−0.155	−1.585	−0.513	−1.880	−1.045
$\pi-\frac{4\pi}{12}$	1.199	0.085	1.140	0.110	−1.487	−0.393	−1.805	−0.905	−2.080	−1.650
$\pi-\frac{3\pi}{12}$	−1.006	−0.80	−1.357	−0.260	−1.680	−0.700	−1.980	−1.350	−2.240	−2.300
$\pi-\frac{2\pi}{12}$	−1.160	−0.177	−1.505	−0.440	−1.830	−0.990	−2.120	−1.780	−2.360	−3.000
$\pi-\frac{1.5\pi}{13}$	−1.209	−0.161	−1.553	−0.507	−1.880	−1.155	−2.170	−2.010	−2.400	−3.400
$\pi-\frac{\pi}{12}$	−1.266	−0.206	−1.601	−0.591	−1.920	−1.210	−2.210	−2.180	−2.410	−3.940
π	−1.299	−0.230	−1.636	−0.650	−1.956	−10305	−2.240	−2.340	−2.445	※ −4.200
$\pi+\frac{\pi}{12}$	−1.266	−0.207	−1.605	−0.598	−1.930	−1.240	−2.223	−2.230	−2.443	−4.000
$\pi+\frac{2\pi}{12}$	−1.166	−0.177	−1.510	−0.450	−1.838	−1.010	−2.143	−1.950	−2.400	−3.310
$\pi+\frac{3\pi}{12}$	−1.007	−0.081	−1.357	−0.262	−1.690	−0.715	−2.010	−1.410	−2.300	−2.610
$\pi+\frac{4\pi}{12}$	+1.196	+0.084	−1.150	−0.115	−1.495	−0.405	−1.825	−0.960	−2.130	−1.820
$\pi+\frac{5\pi}{12}$	+1.426	+0.267	+1.090	+0.060	−1.259	−0.160	−1.597	−0.535	−1.925	−1.165
$\pi+\frac{6\pi}{12}$	+1.657	+0.605	+1.342	+0.205	+1.000	±0.055	−1.350	−0.212	−1.685	−0.655

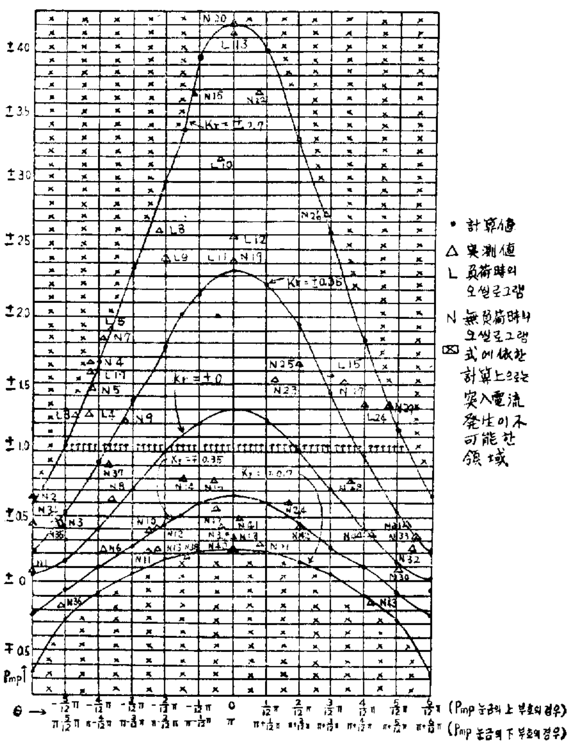

Fig. 5 $\theta-P_{mP}$ 曲線

本 셈플·變壓器의 突入電流의 定格負荷電流에 對한 比의 最大値 $[P_{mP+}]$, $[P_{mP-}]$는 위의 計算에서

$[P_{mP^+}]=-[P_{mP-}]=4.200$

이며 이 값은 式 (18) 및 (19)에 該當하는 값이다.

위의 表 1의 計算値를 利用하여 $\theta-P_{mP}$ 曲線을 그리면(K_r을 媒介變數로 함) Fig. 5와 같다. Fig. 5에서 突入電流의 發生 領域은 $K_r=0.7$의 曲線과 $K_r=-0.7$의 曲線과 $\theta=-\frac{6}{12}\pi$, $\theta=\frac{6}{12}\pi$ 直線으로서 包圍된 範圍이다. 그러나 實際的인 關心의 對象은 突入電流가 定格電流値보다 클 경우이므로 이에 該當하는 領域은 $K_r=0.7$의 曲線과 $P_{mP}=1$로서 包圍된 部分이며, 過大한 突入電流가 發生할 確率이 적기 위해서 이 領域의 橫幅이 좁아야 하며, 縱幅이 좁으면 電流値가 적다는 것을 意味한다. 따라서 突入電流를 피하는 見地에서는 이 領域의 面積이 可能한 限 적어야 한다는 結論이 나온다.

C. 異常(突入)電流의 實測

本 셈플·變壓器에 對한 突入電流를 實測하여 위의 計算値와 比較할 目的으로 變壓器의 二次側에 定格 抵抗負荷를 걸었을 경우와 開放한 경우의 各各에 對하여 오씰로·그램을 都合 68枚를 찍었으며 以上의 各 오씰로·그램으로부터 表 2 및 3의 實驗資料를 얻었다.

表 2. 定格負荷狀態의 突入電流 오씰로·그램에 依한 實測値

osci. No.	θin deg.	S_P	$P_{mP\pm}$	$P_{P\pm}$	Osci. No.	θin deg.	$S_{P\pm}$	$P_{mP\pm}$	$P_{P\pm}$
L 1	−90	±1	<1	±1	*L*13	0	±1	※ 4.12	※ 4.12
L 2	−88	±1	<1	±1	*L*14	5	±1	<1	±1
L 3	−69	±1	1.28	1.28	*L*15	45	±1	1.58	1.58
L 4	−64	±1	1.28	1.28	*L*16	180−80	±1	<1	±1
L 5	−55	±1	1.89	1.89	*L*17	180−63	±1	−1.60	−1.60
L 6	−46	±1	<1	±1	*L*18	180−39	±1	<1	±1
L 7	−40	±1	<1	±1	*L*19	180	±1	<1	±1
L 8	−35	±1	2.62	2.62	*L*20	180+4	±1	<1	±1
L 9	−30	±1	2.45	2.45	*L*21	180+4	±1	<1	±1
*L*10	− 7	±1	3.17	3.17	*L*22	180+30	±1	<1	±1
*L*11	0	±1	2.40	2.40	*L*23	180+35	±1	<1	±1
*L*12	0	±1	2.59	2.59	*L*24	180+60	±1	−1.33	−1.33

表 3. 無負荷狀態의 突入電流 오씰로그램에 依한 實測値

Osci. No.	θ in deg.	$P_{mP\pm}$	θSci. No.	θ in deg.	$P_{mP\pm}$	Osci. No.	θ in deg	$P_{mP\pm}$
N 1	−90	0.09	*N*16	−8	0.78	*N*31	79	0.44
N 2	−90	0.63	*N*17	−7.5	0.56	*N*32	81	0.27
N 3	−74	0.44	*N*18	0	0.33	*N*33	83	0.37
N 4	−62	1.64	*N*19	0	2.41	*N*34	180−90	−0.45
N 5	−62	1.48	*N*20	0	※4.21	*N*35	180−77	−0.48
N 6	−59	0.22	*N*21	12	0.27	*N*36	180−77	0.18
N 7	−59	1.84	*N*22	12	3.68	*N*37	180−55	−0.91
N 8	−52	0.62	*N*23	19	1.52	*N*38	180−19	−0.20
N 9	−47	1.22	*N*24	25	0.60	*N*39	180−4	−0.44
*N*10	−36	0.40	*N*25	30	1.67	*N*40	180	−0.23
*N*11	−35	0.22	*N*26	42	2.76	*N*41	180+2	−0.49
*N*12	−33	0.41	*N*27	51	1.52	*N*42	180+30	−0.42
*N*13	−32	2.34	*N*28	54	0.78	*N*43	180+63	0.11
*N*14	−23	0.78	*N*29	71	1.33	*N*44	180+63	110.39
*N*15	−18	3.67	*N*30	75	0.13			

表 2 및 3의 實測値를 計算値와 比較하기 위하여, Fig. 5의 $\theta-P_{mP}$曲線에 △標로서 記載하였다. 그 結果의 檢討에 依하면 上表의 實測値의 座標는 前述한 理論的 發生領域을 거의 벗어나지 아니하였으며 또한 $[P_{mP+}]$의 計算値 4.20에 該當하는 實測値는 負荷時는 4.12이고 無負荷時는 4.21로서 거의 計算値와 맞는다.

結 論

(1) 鐵心變壓器에 있어, 二次側에 定格抵抗 負荷를 接續하였을 경우, 一次側의 回路를 닫은 直後에 發生하는 數 사이클 동안의 異常(突入)電流는 主로 鐵心의 磁化特性에 의하여 현저한 영향을 받으며, 鐵心에 磁氣飽和現象이 일어날 경우에는 定格電流의 數倍 乃至 數10倍에 達하는 수도 있다.

(2) 突入電流値에 영향을 주는 其他 要素로서는 다음과 같은 것들이 있다.

a. 鐵心回路內의 殘留磁氣
b. 鐵心과 捲線의 휘지칼·디멘젼(physical dimension)
c. 捲線의 抵抗値
d. 二次側에 연결한 解荷의 種類
e. 電源側의 임피던스
f. 變壓器 回路 閉鎖時의 電壓位相角
g. 變壓器 回路의 漏洩리액턴스

(3) 磁化電流는 過渡時 鐵心의 飽和現象에 基因한 인덕탠스의 變化 即 透磁率의 變化와 主時定數 T_h의 영향을 받으며, 突入電流의 過大値도 主로 이 磁化電流分에 基因한 것이다. 그러나 負荷電流는 二次에 抵抗負荷가 연결되어 있는 限, 거의 磁氣飽和의 영향을 받지 아니한다.

(4) 漏洩時定數 Ts는 磁氣飽和의 영향을 거의 받지 않는 常數로 간주될 수 있으며, 그 값은 實用上 0으로 보아도 別 支障을 초래하지 아니한다.

(5) 漏洩係數 σ는 1에 比하여 매우 적게 設計되어 있으므로, 二次에 誘導負荷가 연결되어 있지 아니하는 限 負荷電流의 過渡成分은 거의 無視할 수 있다.

(6) 突入電流式 (1) 및 (2)는 式 (6) 및 (7)에 表示한 바와 같은 簡潔한 實用式으로 變形될 수 있으며, 이를 더욱 簡潔한 實用的 近似式으로 表示하면 式 (8) 및 (9)와 같게 된다.

(7) 突入電流의 磁化電流分의 첫 尖頭値는 式 (12)~(17)으로서 表示되며, 그中, 가장 尤甚한 尖頭値는 式 (18) 및 (19)에 依한다.

(8) 突入電流를 計算하기 위해서는 式 (12′)~(17′)와 過渡磁化特性曲線(本 샘플·變壓器의 경우는 Fig. 3의 $\pi-P_m$曲線)을 使用한다. 가장 尤甚한 값은 $\theta=0$, $K_r=[K_r]_{max}$와 $\theta=\pi$, $K_r=[K_r]_{max-}=-[K_r]_{max}$의 條件을 代入함으로써 얻는다.

(9) $[K_r]_{max}$의 값은 히스테레시스·루우프에 依하여 決定된다.

(西紀 1963年 1月22日 接受)

參 考 文 獻

1. Transient Performance of Electrical Power Systems by Reinhold Rüdenberg
2. Magnetic Circuits and Transformers by members of the staff of the Department of Electrical Engineering, M.I.T. —John Wiley & Sons, Inc.
3. Electrical Circuits by members of the Staff of the Department of Electrical Engineering, M. I. T. —John Wiley & Sons, Inc.
4. Experimental Electrical Engineering by the late V. Karapetoff —John Wiley & Sons, Inc.
5. Electrical Heasurements by Forest K. Harris —John Wiley & Sons, Inc.