三相誘導電動機의 短絡電流에 關한 研究

盧　彰　注

A study for calculation of short circuit current of 3 phase induction motors

by
Chang-Joo No

< 目　　次 >

Abstract

When circuits of running 3phase induction motore is suddenly shorted, several times of rated currents will flow and then will be decreased according to time elapse.

The calculation of this current is very complicated and demands a hard effort, but author derives an applicable and comparatively simple formula, and applies its formula to an induction motor which is used on the marine vessels.

In calculating process, author establishes a differential equation, using the symmetrical coordinate method, transformes it into "s" function, gets its residues, and retransformes it into time function.

1. 序　論

比較的 小容量의 發電機에 多數의 誘導電動機를 運轉하고 있는 것이 船舶의 實情이다.

運轉中의 誘導電動機에 단락이 생기면 定格電流의 數倍에 達하는 電流가 發生하여 減衰되어 가는 것이 알려져 있다.

勿論 이電流의 크기와 減衰度는 電動機, 極數, 出力 등에 따라 다르다. 전류도 交番減衰分과 直流減衰分의 두가지가 있음도 알려져 있다.

이 電流의 計算法은 對稱座標法을 적용하여 상당히 論議되었으나 상당히 복잡하고 實計算에 상당한 힘을 要하고 있다.

여기서는 몇가지 條件을 假定하여 短絡이 發生하였을 때 전류의 값을 實用的이고 比較的 간단한 式으로 計算할 수 있는 式을 誘導하였으며 實船舶에 많이 볼 수 있는 電動機에 적용시켜 計算하

였다.

2. 本 論

i. 式의 誘導

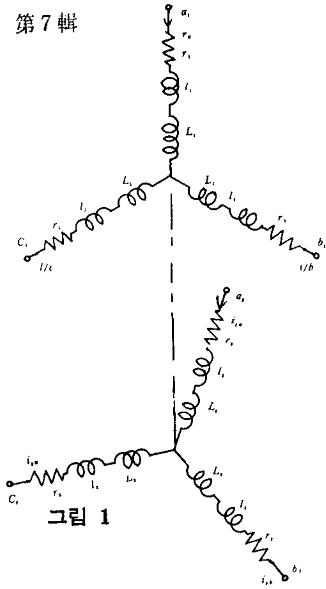

그림 1

誘導電動機는 回轉磁界를 利用하고 있고 回轉磁界를 三相電流의 三軸으로 나누어 생각하는데는 對稱 座標法이 便利하므로 이를 적용키로 하였다.

$a_1\,b_1\,c_1$: 固定子 捲線의 端子

$a_2\,b_2\,c_2$: 回轉子 捲線의 端子

$r_1\ r_2$: 固定子 및 回轉子의 捲線抵抗

$l_1\ l_2$: 固定子 및 回轉子의 漏洩 리액턴스

$L_1\ L_2$: 固定子 및 回轉子의 自己 리액턴스

M : 固定子 捲線과 回轉子 捲線과의 最大相互 誘導係數

θ : 回轉子가 固子定에 對해서 θ角 回轉한 位置

回轉子가 固定子에 對해서 ω'의 角速度로 回轉하고 있다면 이 θ의 값은

$$\theta=\theta_0+\int\omega'\alpha t \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(1)$$

로 될 수 있을 것이다.

그런데 이 ω'의 값은 定常運轉일때는 一定하지만 過度時에는 變한다. θ_0는 回轉子가 돌기 始作한 初期角度로써 여기서는 영(zero)으로 잡는다.

三相誘導電動機에 平衡 三相電壓이 印加하고 있는 것으로 가정하면 a 相의 電壓을

$e_a=\sqrt{2}\ E_a\cos(\omega t+\varphi_1)$으로 하면

이것을 瞬時對稱 座標法으로 나타내면

$$e_0=0 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(2)$$

$$e_1=\frac{\sqrt{3}\ E_m}{2}\varepsilon^{j(\omega t+\varphi_1)} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(3)$$

$$e_2=\frac{\sqrt{3}\ E_m}{2}\varepsilon^{-j(\omega t+\varphi_1)} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(4)$$

(2).(3).(4)………Appendix Ⅰ 참조

즉 零相分은 없고, 正相分과 逆相分은 서로 共軛관계를 이루고 있다. 지금 正常運轉中인 三相 誘導電動機의 固定子側 三線이 短絡되면 이때의 흐르는 電流를 구하는 것이 短絡電流計算인 것이다. 우선 方程式을 세우기 위해서 固定子의 正相分 電壓을 e_{11}, 電流를 i_{11} 回轉子의 正相分 電流을 i_{21} 라고 보면

$$\begin{bmatrix} r_1+L_{11}\dfrac{d}{dt} & M_m\dfrac{d}{dt}\varepsilon^{j\theta} \\ M_m\dfrac{d}{dt}\varepsilon^{-j\theta} & r_2+L_{22}\dfrac{d}{dt}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{21}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} e_{11} \\ o\end{bmatrix} \qquad \cdots\cdots(5)$$

$$L_{11}+l_1+\frac{3}{2}L_1 \qquad M_m=\frac{3}{2}M, \qquad L_{22}=l_2+\frac{3}{2}L_2$$

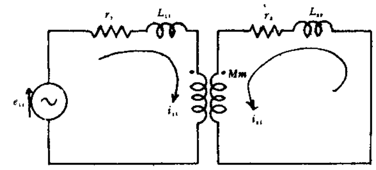

그림 2

$$\theta=\theta_0+\omega' t=\omega' t$$

ω' 는 實은 時間과 더불어 변하고 있지만 短絡되는 時間도 짧고 電動機의 慣性도 있고 하므로 一定으로 보고 ωt 의 변수를 새로운 변수 τ 로 바꾸고 나면

$L\dfrac{d}{dt}=\omega L\dfrac{d}{d\tau}=x\dfrac{d}{d\tau}$ 로 바뀌진다.

따라서 (5)式은

$$\begin{bmatrix} e_{11} \\ o \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} r_1+x_{11}\dfrac{d}{d\tau} & x_m\dfrac{d}{d\tau}\varepsilon^{j\theta} \\ x_m\dfrac{d}{d\tau}\varepsilon^{-j\theta} & r_2+x_{22}\dfrac{d}{d\tau}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{21}\end{bmatrix} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(6)$$

(6) 式에서 短絡解를 求하면 要求하는 電流解가 된다.

解의 便宜를 위하여

時刻 $t=0$에 固定子端子에 三相對稱電壓을 加하여 過渡상태를 지난후 즉 充分한 時間이 지난후에 다시 $T=2k\pi$(k는 正整數) 될때 처음 加한 電壓과 크기가 같고 位相이 反對인 電壓을 加했을때 이때의 電流를 구하는 것이 바로 短絡電流를 구하는 것이된다.

(6)式을 Laplace 變換하기 위해서

$$\varepsilon^{-j\theta}i_{11}=i_1 \quad \varepsilon^{j\theta}i_{21}=i_2 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(7)$$

로 置換하고서 變換시키면

$$E_{11}-\varepsilon^{-Ts}E_{11}=(r_1+x_{11}s)I_{11}+x_m sI_2 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(8)$$

$$0=x_m sI_1+(r_2+x_{22}s)I_{21} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(9)$$

로 될것이다.

이것을 다시 置換하여 I_{11}과 I_2式을 세우면

$$\begin{bmatrix} E_{11}(1-\varepsilon^{-Ts}) \\ 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} r_1+x_{11}s & x_m s \\ x_m(s-jn) & r_2+x_{22}(s-jn)\end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{11} \\ I_2\end{bmatrix} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(10)$$

단 $\dfrac{\omega'}{\omega}=n$

Appendix Ⅱ 참조

(10)式에서 I_{11}를 구하면

$$I_{11}=\frac{[r_2+x_{22}(s-jn)](1-\varepsilon^{-TS})\;E_{11}}{(r_1+x_{11}s)[r_2+x_{22}(s-jn)]-x^2{}_m s(s-jn)} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(11)$$

(11)式의 分母는 S의 二次 함수이므로 두 根을 구할려면

分母式의 根

$$0=(r_1+x_{11}s)\{r_2+x_{22}(s-jn)\}-x^2{}_m s(s-jn) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(12)$$

이 根을 s_1 s_2 라고 한다면

(12)式은

$$I_{11}=\frac{r_2+x_{22}(s-jn)}{\sigma x_{11}x_{22}(s-s_1)(s-s_2)}E_{11}(1-\varepsilon^{-Ts}) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(13)$$

단 $\sigma=\dfrac{x_{11}x_{22}-x^2{}_m}{x_{11}\cdot x_{22}}$

$$s_1,s_2=-\frac{1}{2}\left(\frac{k_1+k_2}{\sigma}-jn\right)\pm\frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{k_1+k_2}{\sigma}-jn\right)^2-4\cdot\frac{k_1(k_2-jn)}{\sigma}}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots(14)$$

$$k_1=\frac{r_1}{x_{11}} \qquad k_2=\frac{r_2}{x_{22}}$$

Appendix Ⅲ 참조

따라서

두 根은 s_1, s_2 라고 하고 複素數이므로

$$\left.\begin{aligned} s_1&=\alpha_1+j\beta_1 \\ s_2&=\alpha_2+j\beta_2 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(15)$$

로 놓고 보면

$$\alpha_1, \alpha_2=-\frac{k_1+k_2}{2\sigma}\pm\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(n^2-m^2)+\frac{4n^2(k_2-k_1)^2}{\sigma^2}}-(n^2-m^2)\right)}$$

$$\beta_1, \beta_2=\frac{n}{2}\mp\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(n^2-m^2)+\frac{4n^2(k_2-k_1)^2}{\sigma^2}}+(n^2-m^2)\right)}$$

(13)式을 역변환하여 i_{11} 을 구하면 固定子의 正相分 電流가 된다. 固定子 a 相에 加한 電壓을 e_1

$e_{1a}=E_m\cos(\tau+\varphi_1)$라고 하면

(3)式에서 알 수 있듯이

$$E_{11}=\mathcal{L}\left\{\frac{\sqrt{3}}{2}E_m\varepsilon^{j(\tau+\varphi_1)}\right\}$$

$$=\frac{\sqrt{3}}{2}E_m\varepsilon^{j\varphi_1}\frac{1}{s-j} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(16)$$

이 Unit 函數의 電壓이 T 의 간격을 두고 「+」와 「−」가 加해진 것으로 가정한 電流의 값은 (13)式의 逆變換式에서 求해진다.

$$i_{11}=\frac{1}{2\pi j}\int_{C-j\infty}^{C+j\infty}\frac{r_2+x_{22}(s-jn)}{\sigma x_{11}x_{22}(s-s_1)(s-s_2)(s-j)}\cdot\frac{\sqrt{3}E_m}{2}\cdot\varepsilon^{j\varphi_1}\cdot\varepsilon^{s\tau}\cdot ds$$

$$-\frac{1}{2\pi j}\int_{C-j\infty}^{C+j\infty}\frac{r_2+x_{22}(s-jn)}{\sigma x_{11}\cdot x_{22}(s-s_1)(s-s_2)(s-j)}\cdot\frac{\sqrt{3}E_m}{2}\cdot\varepsilon^{j\varphi_1}\cdot\varepsilon^{(\tau-T)s}\cdot ds$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots(17)$$

(17)은 各各 過渡解와 定常解를 가지고 있다. 그런데 後項은 前項과 다른점이 時間 τ가 T 만큼 늦은 것만이 다르다. (17)式의 값은 $\tau=0$로 부터 값이 意義를 가지지만 短絡電流만을 求할려면 $\tau\geqq T$로 부터 구해나가야 한다.

T 는 상당히 큰 時間을 잡고서 電動機가 定常運轉에 들어 갔을 때를 말하고 있으므로 (17)式의 전항의 過渡치는 없고 正常値만 남아 있다. 또 (17)式의 후항은 定常値와 과도치를 가지겠지만 정상치는 前項値와 서로 同一하므로 생략되고 結局 後項의 過渡値만 구하면 된다.

그러나 後項은 時間이 T 만큼 늦어 있을 따름이므로

$$i_{11}=-\frac{1}{2\pi j}\int_{C-j\infty}^{C+j\infty}\frac{r_2+x_{22}(s-jn)}{\sigma x_{11}\cdot x_{22}(s-s_1)(s-s_2)(s-j)}\cdot\frac{\sqrt{3}E_m}{2}\varepsilon^{j\varphi_1}\cdot\varepsilon^{s\tau}\cdot ds$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots(18)$$

의 값과도 서로 同一하다.

(18)式의 極 s_1, s_2, j 의 값에 대한 數에 $2\pi j$ 를 곱한 것을 R_1, R_2, R_3 라 하고

$$R_1=\frac{k_2+s_1-jn}{\sigma\cdot x_{11}(s_1-s_2)(s_1-j)}\cdot\frac{\sqrt{3}\,E_m}{2}\,\varepsilon^{j\varphi_1}\cdot\varepsilon^{s_1\tau} \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(19)$$

$$R_2=\frac{k_2+s_2-jn}{\sigma\, x_{11}(s_2-s_1)(s_2-j)}\cdot\frac{\sqrt{3}\,E_m}{2}\,\varepsilon^{j\varphi_1}\cdot\varepsilon^{s_2\tau} \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(20)$$

$$R_3=\frac{k_2+j-jn}{\sigma x_{11}(j-s_1)(j-s_2)}\cdot\frac{\sqrt{3}\,E_m}{2}\,\varepsilon^{j\varphi_1}\cdot\varepsilon^{j\tau} \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(21)$$

$$R_1+R_2+R_3=\frac{\sqrt{3}\,E_m\varepsilon^{j\varphi_1}}{2\sigma x_{11}}\left[C_1\varepsilon^{j\rho_1}\cdot\varepsilon^{s_1\tau}+C_2\varepsilon^{j\rho_2}\cdot\varepsilon^{s_2\tau}+C_3\varepsilon^{j\rho_3}\cdot\varepsilon^{j\tau}\right] \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(22)$$

단
$$C_1\varepsilon^{j\rho_1}=\frac{k_2+s_1-jn}{(s_1-s_2)(s_1-j)} \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(23)$$

$$C_2\varepsilon^{\rho_2}=\frac{k_2+s_2-jn}{(s_2-s_1)(s_2-j)} \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(24)$$

$$C_3\varepsilon^{j\rho_3}=\frac{k_2+j(1-n)}{(j-s_1)(j-s_2)} \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(25)$$

따라서

$i_{11}=-(R_1+R_2+R_3)$가 되지만 第一項과 第二項은 과도치가 되고 第三項은 正常値로써 持續的인 振動函數이다.

이 값은 事實 (17)式의 前項의 正常值와 相殺되어 결국 구하는 단락 電流는

$$i_{11}=-\frac{\sqrt{3}\,E_m}{2\sigma\, x_{11}}\left[C_1\varepsilon^{j(\rho_1+\varphi_1+\beta_1\tau)}\varepsilon^{\alpha_1\tau}+C_2\varepsilon^{j(\rho_2+\varphi_1+\beta_2\tau)}\varepsilon^{\alpha_2\tau}\right] \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(26)$$

이 값으로 부터 固定子의 a_1 相電流 i_{1a} 는 對稱座標法에 依하여

$$i_{1a}=\frac{1}{\sqrt{3}}[i_{10}+i_{11}+i_{12}] \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(27)$$

로 表示되는데 $i_{10}=0$, $i_{11}=i_{12}$ 이므로

결국 $$i_{1a}=\frac{2}{\sqrt{3}}\times(i_{11}\ \text{實數部}) \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(28)$$

로 귀착된다.

(26)式에서 實數部의 $\frac{2}{\sqrt{3}}$倍를 구하면

$$i_{1a}=-\frac{E_m}{\sigma x_{11}}\left\{C_1\varepsilon^{\alpha_1\tau}\cdot\cos(\rho_1+\varphi_1+\beta_1\tau)\right.$$
$$\left.+C_2\,\varepsilon^{\alpha_2\tau}\cdot\cos(\rho_2+\varphi_1+\beta_2\tau)\right\} \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(29)$$

(29)式의 β_1 과 β_2 를 計算하여야만

(29)式의 진동 周波數는 알 수 있다. 計算의 便宜를 위해서 $n=1$ 즉 同期速度로 回轉하고 있다고 假定하면 (15)式의 α 와 β 計算에서

$$\sqrt{(n^2-m^2)^2+\frac{4(k_2-k_1)^2}{\sigma^2}}=\sqrt{(1-m^2)^2+\frac{4(k_2-k_1)^2}{\sigma^2}} \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(30)$$

實 電動機에서m는 (Appendix Ⅲ참조) $m\langle\langle 1,\ \frac{4(k_2-k_1)}{\sigma^2}\langle\langle 1$ 이므로

(30)式은 $$1+\frac{2(k_2-k_1)^2}{\sigma^2} \qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(31)$$

따라서 α_1 과 α_1 는

$$\left.\begin{matrix}\alpha_1\\ \\ \alpha_2\end{matrix}\right\}\fallingdotseq\left\{\begin{matrix}-\dfrac{k_2}{\sigma}\\ \\ -\dfrac{k_1}{\sigma}\end{matrix}\right. \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(32)$$

$$\left.\begin{matrix}\beta_1\\ \beta_2\end{matrix}\right\}=\frac{1}{2}\pm\frac{(k_2-k_1)^2}{2\sigma^2}\fallingdotseq\left\{\begin{matrix}1\\ 0\end{matrix}\right. \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(33)$$

따라서

$$\left\{\begin{matrix}s_1=-\dfrac{k_2}{\sigma}+j\\ \\ s_2=-\dfrac{k_1}{\sigma}\end{matrix}\right. \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(34)$$

β_1과 β_2의 근사 계산의 값이 1과 0이 얻어진다.

즉 短絡電流는 두 周波數의 成分인데 電源周波數와 같은 周波數, 그리고 극히 낮은 周波數의 成分이 감쇄함을 (29)式에서 보여준다.

또 (29)式의 減衰項을 음미해 보기 위해서 (23)式과 (24)式에 (34)式의 값을 代入하고 $\sigma \ll 1$ k_1과 k_2는 거의 같은 값의 條件을 代入하여 정리하면

$$C_1\varepsilon^{j\rho_1}=-\frac{k_2-\dfrac{k_2}{\sigma}+j-jn}{\left(-\dfrac{k_2}{\sigma}+j+\dfrac{k_1}{\sigma}\right)\left(-\dfrac{k_2}{\sigma}\right)}=\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(35)$$

$$C_2\varepsilon^{j\rho_2}=\frac{k_2-\dfrac{k_2}{\sigma}-jn}{\left(-\dfrac{k_1}{\sigma}+\dfrac{k_2}{\sigma}-j\right)\left(-\dfrac{k_1}{\sigma}-j\right)}\fallingdotseq\varepsilon^{j\frac{\pi}{2}} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(36)$$

(35), (36)式, β_1, β_2, α_1, α_2의 約算値를 (29)式에 代入하면 電流式은

$$i_{1a}=-\frac{E_m}{\sigma x_{11}}\left\{\varepsilon^{-\frac{k_2}{\sigma}}\sin(\varphi_1+\tau)-\varepsilon^{-\frac{k_1}{\sigma}\tau}\sin\varphi_1\right\} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(37)$$

上式이 計算에 便利하고 實用的인 式으로 바뀐다. 內容에는 減衰 交流電流와 減衰直流電流로 되어 있다.

前者는 k_2 즉 回轉子의 r_2/x_{22}에, 後者는 k_1 즉 固定子의 r_1/x_{11}에 關係하고 있다.

그 理由는 回轉子가 同期速度로 回轉하고 있던 중 短絡되면 고정자 捲線에 의해서 생긴 자속은 回轉磁束은 되지 않지만 固定子 捲線에 對하여 固定된 位置에서 減衰해 나가고, 回轉子 捲線에 생긴 磁束은 回轉子 捲線에 固定된 位置에서 減衰한다.

回轉子 捲線은 固定子의 減衰磁束을 끊어 回轉子捲線에 電流가 흘러, 이 電流에 의한 回轉方向과 反對방향의 磁界는 固定子에 對해서 固定된 位置를 차지하고 固定子 捲線의 時定數에 의해서 減衰한다. 이 直流성분은 固定子 捲線에 의해서 정해지는 時定數를 갖는다.

回轉子에 固定된 자속은 固定子磁束을 끊으므로 固定子에는 電源周波數와 같은 交流成分이 생긴다 이 成分은 主로 回轉子 捲線의 時定數에 의해서 減衰한다.

보통의 籠型誘導電動機는 $k_2>k_1$이므로 이런 조건의 가정하에 誘導하였지만 $k_2<k_1$이라면 (32)式의 α_1과 α_2의 값이 달라진다.

ii. 計算에 必要한 定數의 數値例

(37)式에 주어진 各種 값에 대한 計算은 實電動機의 대략적인 값에서 구해보기로 한다.

1) 漏洩係數 : (σ)

電動機의 磁束의 漏洩程度를 나타내는 係數로써 이 값이 큰것은 좋지 않다. 考察하기 쉽도록 電動機의 等價回路에서 抵抗을 無視한 拘束상태의 것으로 부터

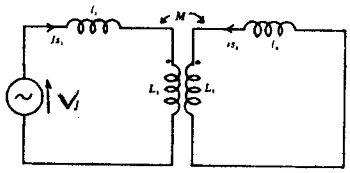

그림 3

$$V_1 = j\omega(l_1+L_1)I_{1s} + j\omega MI_{2s}$$
$$\sigma = j\omega(l_2+L_2)I_{2s} + j\omega MI_{1s} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(38)$$

兩式에서 I_{2s}를 消去하고나면

$$V_1 = j\omega\left[(l_1+L_1) - \frac{M^2}{l_2+L_2}\right]I_{1s} \quad \cdots\cdots(39)$$

다음 2次回路를 開放하고서 勵磁電流를 計算하면

$$V_1 = j\omega(l_1+L_1)I_{00} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(40)$$

(40)과 (39)式에서

$$\frac{I_{00}}{I_{1s}} = \frac{(l_1+L_1)(l_2+L_2)-M^2}{(l_1+L_1)(l_2+L_2)} = \frac{x_{11}x_{22}-x_m{}^2}{x_{11}x_{22}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(41)$$

로써 內部저항을 無視했을때 勵磁와 短絡電流와의 比가 漏洩係數가 된다.

이것을 그림에서 表示하면 誘導電動機의 圓線圖에서는 圓이 x軸에 완전히 붙어 버리는 경우가 되므로

$$\sigma = \frac{I_{00}}{I_{1s}} = \frac{0A}{0B} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(42)$$

이다. 따라서 圓線圖에서 近似的으로 垂線을 내리므로 쉽게 구할 수 있다.

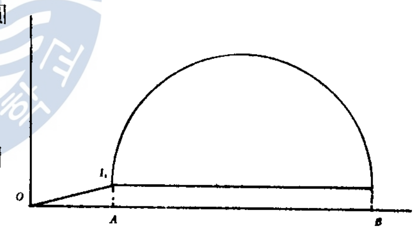

그림 4

2) 漏洩리악단스(x_{11})

(41)式에서 $\overline{AB}$는 $x_1+x_2{}'$ ($x_2{}'$는 1次로 換算한 値를 나타낸다. 그러므로

$$I_{00} = \frac{V_1}{x_1}, \quad I_{1s} = \frac{V_1}{x_1+x_2{}'}$$

인 두 式으로 부터

$$x_1+x_2{}' = \frac{I_{00}}{I_{1s}}x_{11} = \sigma x_{11} = \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(43)$$

(43)式에서 推理할 수 있는 것은 短絡電流의 別制限는 主로 漏洩리악단스에 關係하지 抵抗에는 別關係가 없다.

$x_1+x_2{}'$의 값은 電動機의 便覽에서 계산한 大略의 平均値는

그림 5에 나타낸 것과 같다.

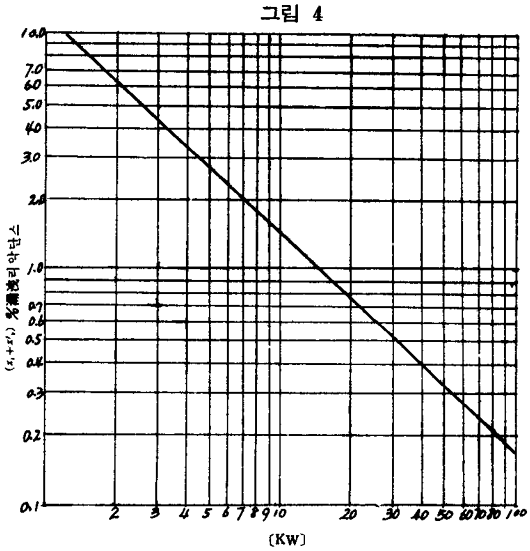

그림 5

iii) 리악단스에 대한 抵抗比(k_1, k_2)및 時定數

$k_1=r_1/x_{11}$, $k_2=r_2/x_{22}$ 로 구해진다. 그러나 (37) 式에서는 時定數가 더 큰 意義를 가지므로 時定數를 구하기로 한다.

(37)式의

$$\left.\begin{aligned} \varepsilon^{-\frac{k_2}{\sigma}\tau} &= \varepsilon^{-\frac{\tau}{Tac}} \\ \varepsilon^{-\frac{k_1}{\sigma}\tau} &= \varepsilon^{-\frac{\tau}{Tdc}} \end{aligned}\right\} \cdots\cdots\cdots\cdots(44)$$

로 보고나면

$$T_{ac}=\frac{x_1+x_2'}{r_2'\omega}\ [s] \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(45)$$

$$T_{dc}=\frac{x_1+x_2'}{r_1\omega}\ [s] \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(46)$$

로 表示된다.

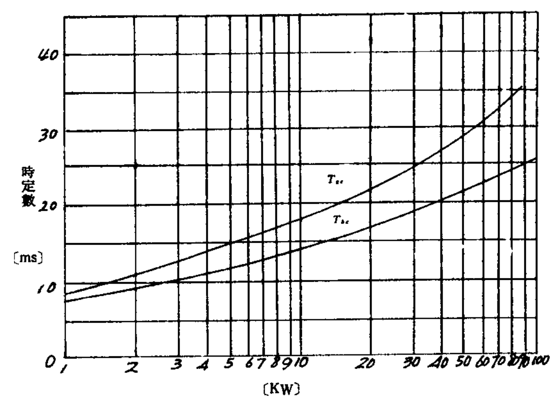

그림 6

이 이상의 諸定數는 보통의 拘束試驗. 無負荷試驗 및 固定子 捲線의 抵抗 측정으로 可能하다.

그런데 特殊籠型과 같이 拘束時와 運轉時間에 漏洩리악단스의 差가 많은 것은 그 修正을 要해야 한다. 보통의 것은 그대로 사용해도 無妨하다.

(37)式을 時定數를 써서 다시 정리하면

$$=\frac{-E_m}{x_1+x_2'}\left\{\varepsilon^{-\frac{t}{Tac}}\sin(\omega t+\varphi_1)-\varepsilon^{-\frac{t}{Tdc}}\sin\varphi_1\right\} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(47)$$

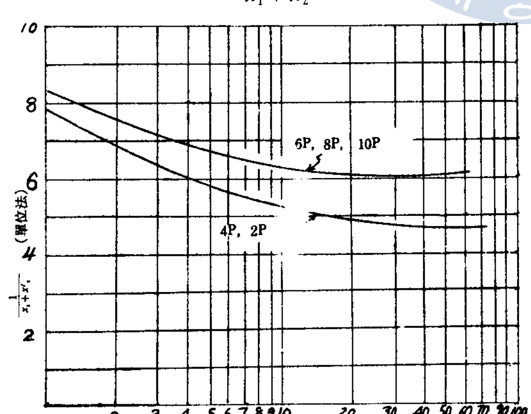

그림 7

(47)式에서는

(x_1+x_2')의 값이 要求되고 있으므로 그림 7에서는 單位法을 써서 그의 값을 나타내었다.

短絡電流의 最大交流分이 定格電流의 몇배가 되고 있음을 쉽게 알 수 있는데 交流分의 最大值는 $\varphi=0$ or π 에서 $t=0$ 에서 일어난다.

또 같은 出力이라도 극수가 많으면 그의 最大值는 적어진다.

또 出力이 增加할수록 短絡 電流도 증가하겠지만 定格電流에 대한 率은 減少한다.

이상과 같이 短絡電流의 最大值는 어떤 定數에 따라 變하는 지는 쉽게 理解할 수 있다.

電動機出力 30 KW, 三相 440V
周波數 60 c/s
定格電流 49 A
定格回轉數 870 r. p. m
極數 8

型 深溝形誘導電機
에 對해서 $\varphi_1=30°$로 假定한 計算한 일례를 나타낸 것이 그림 8이다.

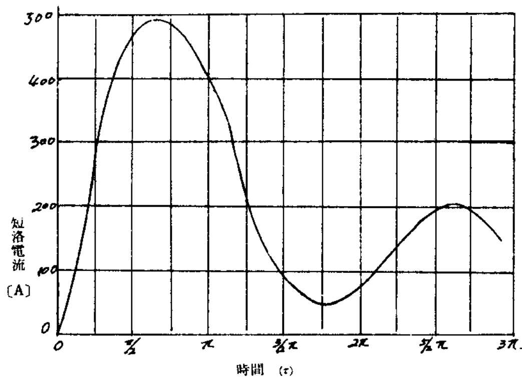

그림 8

3. 結　　論

이 이론 전체에서 勵磁電流의 鐵損分은 無視하고 있지만 誘導電動機의 短絡電流의 實驗을 通해서 알려진 결과와 같이 定格의 數倍가 되는 점과 指數函數로 減衰하는 점, 交流成分과 直流成分이 있는 점, 出力이 커질수록 最大短絡電流의 增加率은 減少하는 것, 極數가 증가할수록 短絡電流는 減少하는 것 등을 (37)式에서 알 수 있다.

더욱이나 回路에 容量成分이 包含되어 있으면 回路의 等價 x_1+x_2'가 減少하므로 더욱 短絡電流는 增加한다.

4. 参考文献

1. 日本電氣學會誌, 77, 829(昭和 32)
2. 電氣機器テンソル解析, オーム社, 竹内壽太郎
3. Operational Mathematics for engineering by CHURCHILL Mc GRAW-HILL
4. Alternating current Machines by AF Puchstein T.C. Lloyd Wiley

5. 附　　錄

Appendix— I

本論 (3) (4) (5) 式에서

$$[e]=\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}=\sqrt{2}\left(\begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} E^{j\theta}+\begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} E^{-j\theta}\right)$$

$$[e']=\begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}=[A]^{-1}\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}=\frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

$e=E_m\cos(\omega t+\phi)=\sqrt{2}E\cos(\omega t+\phi)$로 가정하면

$$\begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}=\frac{1}{\sqrt{2}}\left(\begin{bmatrix} E_0 \\ E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} e^{j\theta}+\begin{bmatrix} E_0 \\ E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} e^{-j\theta}\right) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(1\cdot1)$$

$$\begin{bmatrix} E_0 \\ E_1 \\ E_2 \end{bmatrix}=\frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}\begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix}=\frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} 0 \\ 3E \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots(1\cdot2)$$

를 (1·1)式에 代入한다.

$$\begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{3}E \\ 0 \end{bmatrix} e^{j\theta} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}E \end{bmatrix} e^{-j\theta} \right) = \sqrt{\frac{3}{2}}\, E \begin{bmatrix} 0 \\ e^{j\theta} \\ e^{-j\theta} \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(1\cdot3)$$

$$\begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \begin{bmatrix} 0 \\ e^{j\theta} \\ e^{-j\theta} \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(1\cdot4)$$

Appendix—Ⅱ

本論 (12), (13), (14), (15)式

$$\frac{d}{d\tau}(e^{j\theta}i_{21}) = \frac{\partial}{\partial\tau}i_2 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot1)$$

$$\frac{d}{d\tau}(e^{-j\theta}i_{11}) = \frac{d}{\partial\tau}i_1 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot2)$$

$n=\omega'/\omega$ 라 하면

$$\theta = \theta_0 + \int\omega' dt = \theta_0 + \int n d\tau = \theta_0 + n\tau \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot3)$$

θ_0 를 零으로 잡고 나면

$$\theta = n\tau \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot4)$$

$$\frac{d}{d\tau}(e^{j\theta}i_{21}) = \frac{d}{d\tau}(e^{jn\tau}i_{21}) = e^{jn\tau}\frac{d}{d\tau}(i_{21}) + jne^{jn\tau}i_{21} = \frac{d}{d\tau}i \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot5)$$

$$\frac{d}{d\tau}(e^{-jn\tau}i_{11}) = -jne^{-jn\tau} + e^{-jn\tau}\frac{di_{11}}{d\tau} = \frac{d}{d\tau}i_1 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot6)$$

위의 兩式을 Laplace transformation 하면

$$sI_2(s) = (s-jn)I_{21}(s-jn) + jnI_{21}(s-jn) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot7)$$

$$sI_2(s) = sI_{21}(s-jn)$$

$$I_2(s) = I_{21}(s-jn)$$

$$I_2(s+jn) = I_{21}(s) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot8)$$

$$sI_1 = -jnI_{11}(s+jn) + (s+jn)I_{11}(s+jn)$$

$$sI_1 = sI_{11}(s+jn)$$

$$I_1 = I_{11}(s+jn) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot9)$$

(9)式에서

$$0 = x_m sI_{11}(s+jn) + (r_2 + x_{22}s)I_2(s+jn) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot10)$$

$s-jn$ 를 새로운 s 로 바꾸면

$$0 = x_m(s-jn)I_{11} + \{r_2 + x_n(s-jn)\}I_2 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot11)$$

(9)式과 (2·11)式을 다시 적어보면

$$\left.\begin{aligned} E_{11} - e^{T_s}E_{11} &= (r_1 + x_{11}s)I_{11} + x_m sI_2 \\ 0 &= x_m(s-jn)I_{11} + \{r_2 + x_{22}(s-jn)\}I_2 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot12)$$

두 式에서 연립 방정식을 세우면

$$I_{11} = \frac{\begin{vmatrix} E_{11} - e^{-T_s}E_{11} & x_m s \\ 0 & r_2 + x_m(s-jn) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} r_1 + x_{11}s & x_m s \\ x_m(s-jn) & r_2 + x_{22}(s-jn) \end{vmatrix}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot13)$$

$$I_{11}=\frac{[r_2+x_{22}(s-jn)][E_{11}-e^{-Ts}E_{11}]}{(r_1+x_{11}s)[r_2+x_{22}(s-jn)-x_m{}^2s(s-jn)}\qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(2\cdot14)$$

Appendix—Ⅲ

(11)式의 分母

$$(r_1+x_{11}s)[r_2+x_{22}s-jnx_{22}]-x_m{}^2s(s-jn)=0\qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(3\cdot1)$$

$$s^2(x_{11}x_{22}-x_m{}^2)+s(x_{11}r_2-jnx_{11}x_{22}+r_1x_{22}+jnx_m{}^2)+r_1r_2-jnx_{22}r_1$$

$$=(x_{11}x_{22}-x_m{}^2)\left[s^2+s\left\{-jn+\left(\frac{x_{11}r_2+x_{22}r_1}{x_{11}x_{22}-x_m{}^2}\right)\right\}+\frac{r_1r_2-jnr_1x_{22}}{x_{11}x_{22}-x_m{}^2}\right]=0\qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(3\cdot2)$$

$$\frac{r_1}{x_{11}}=k,\quad\frac{r_2}{x_{22}}=k_2$$

로 정하면

$$(x_{11}x_{22}-x_m{}^2)\left[s^2+s\,\frac{\frac{r_2}{x_{22}}+\frac{r_2}{x_{11}}}{x_{11}x_{22}-x_m{}^2}\,x_{11}x_{22}-jn)+\frac{\frac{r_1r_2}{x_{11}x_{22}}-jn\frac{r_1}{x_{11}}}{\frac{x_{11}x_{22}-x_m{}^2}{x_{11}x_{22}}}\right]$$

$$\sigma=\frac{x_{11}x_{22}-x_m{}^2}{x_{11}x_{22}}$$

$$\sigma x_{11}x_{22}\left[s_2+(\frac{k_1+k_2}{\sigma}-jn)s+\frac{k_1(k_2-jn)}{\sigma}\right]=0\qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(3\cdot3)$$

$$(s-s_1)(s-s_2)=s^2+(\frac{k_1+k_2}{\sigma}-jn)s+\frac{k_1(k_2-jn)}{\sigma}$$

$$s_1,\ s_2=-\frac{1}{2}\left(\frac{k_1+k_2}{\sigma}-jn\right)\pm\frac{1}{2}j\sqrt{\left(\frac{k_1+k_2}{\sigma}-jn\right)^2-4\frac{k_1(k_2-jn)}{\sigma}}\qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(3\cdot4)$$

$$s_1,\ s_2=-\frac{k_1+k_2}{2\sigma}+j\ \frac{n}{2}\pm j\ \sqrt{(n^2-m^2)+j\frac{2n(k_2-k_1)}{\sigma}}\qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(3\cdot5)$$

$$m=\sqrt{\frac{(k_2-k_1)^2+4(1-\sigma)k_1k_2}{\sigma}}$$

$\sqrt{n^2-m^2+j\dfrac{2n(k_2-k_1)}{\sigma}}=\sqrt{a+jb}$로 두고

$$\sqrt{a+jb}=\sqrt{\frac{1}{2}(\sqrt{a^2+b^2}+a)}+j\sqrt{\frac{1}{2}(\sqrt{a^2+b^2}-a)}$$

$$=\sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(n^2-m^2)^2+\frac{4n^2(k_2-k_1)^2}{\sigma^2}}+(n^2-m^2)\right)}$$

$$+j\sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(n^2-m^2)^2+\frac{4n^2(k_2-k_1)^2}{\sigma^2}}-(n^2-m^2)\right)}$$

구하는 s_1 s_2는

$$s_1,s_2=-\frac{k_1+k_2}{2\sigma}+j\frac{n}{2}\pm\left[\sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(n^2-m^2)+\frac{4n^2(k_2-k_1)^2}{\sigma^2}}+(n^2-m^2)\right)}\right.$$

$$\left.+j\sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{n^2-m^2+\frac{4n^2(k_2-k_1)^2}{\sigma^2}}-(n^2-m^2)\right)}\right]\qquad\cdots\cdots\cdots\cdots(3\cdot6)$$

韓國 沿岸旅客船의 安全運航에 關하여

閔 丙 彦

A study on safely operating coastal passenger boats in Korea

by
Byeong-un Min

〈 目 次 〉

Abstract

Recently with an increase in the number of coastal passenger boats and coastal sea-routes, the sea disasters are on the increase gradually by about 10% over that of the previous year.

The sea disasters give rise to a serious problem to us because these demand a great sacrifice of lives and goods.

According to a statistical data on the sea disaster the occurrence of the major part of the sea disaster was due to the artificial factors and only 20% of all due to irresistible forces.

In order to deminish the sea disasters, before everything else the superannuated boats must be replaced by new ones even a day sooner, and retraining system must be established to improve the quality of seamen. The sea disasters resulted from unreasonably operating a shipping industry will be reduced with rationalization of enterprises. And the administration must take a proper step to promote shipping industry.

The purpose of this paper is to devise a proper measure to operate coastal passenger boats in security in comparison with the past, but further research is needed to ascertain what the optimum stability, manoeuvrability and seaworthiness in various types of those will be.