

同期機의 새로운 等價回路

論文
34~11~4

New Equivalent Circuit of a Synchronous Machine

朴 旻 鎬* · 玄 東 石**
(Min-Ho Park · Dong-Suk Hyun)

Abstract

Voltage equations of a synchronous machine are derived from the electromagnetic field theory in order to develop a new equivalent circuit model considering core loss. The result from the new equivalent circuit model is superior to that of the conventional one in the analysis of machine performance and characteristics on optimal efficiency control of a synchronous motor.

1. 序 論

주어진 Physical System의 諸般特性을 보다 정교하게 解析, 分析키 위하여, 또는 逆으로 解析, 分析된 結果를 근거로 보다 바람직스러운 Physical System을 設計키 위하여 무엇보다도 우선 提示된 條件下에서 等價回路化가 先行되어야 한다.

一般 電氣機器 System도 例外가 될 수 없으므로 이에 關係된 研究者들에 의해서 많은 研究가 되어온 것이 事實이나 大部分이 만족스러운 結果를 가져오지 못한 것도 부인할 수 없는 現實情이다. 물론 精確한 等價回路를 얻는 것이 不可能할 수도 있다. 왜냐하면 고려하여야 할 條件들을 完全히 고려할 수 있도록 學問的 배려의 必要性이 요구되나 學問的 結晶 내지는 不充分에 기인하므로써 또는 限界性에 봉착되므로써 그와 같은 結果를 가져올 수 있다. 그러나 많은 研究者들은 보다 實際 Systems에 적용될 수 있도록 解析키 위하여 보다 많은 努力과 時間을 소비하고 있다.

本 論文에서는 鐵損分을 포함한 同期機의 等價回路를 構成, 정립키 위하여 電磁場 理論을 導入하여 이에 따른 關係式을 誘導, 提示하였다. 이와 같

은 同期機 等價回路는 보다 實際에 符合될 수 있는 結果를 가져올 수 있었음을 事例研究를 通하여 입증하였다.

2. 等價回路 構成

電磁場 理論에 따른 同期機에 관한 磁束쇄교방정식을 유도하여 보면 一般的으로 다음과 같다.¹⁾⁻²⁾

$$\begin{bmatrix} \lambda_o \\ \lambda_a \\ \lambda_f \\ \lambda_b \\ \lambda_q \\ \lambda_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_o & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_a & 0 & KM_f & KM_b & 0 \\ 0 & KM_f & 0 & L_f & M_r & 0 \\ 0 & KM_b & 0 & M_r & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 & 0 & KM_q \\ 0 & 0 & KM_q & 0 & 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_a \\ i_f \\ i_b \\ i_q \\ i_g \end{bmatrix} \quad \text{[Wb-turns]} \quad (1)$$

여기에서

$$L_a = L_s + M_s + \frac{3}{2}L_m \quad (H)$$

$$L_o = L_o + M_s - \frac{3}{2}L_m \quad (H)$$

$$L_b = L_s - 2M_s \quad (H)$$

$$K = \sqrt{\frac{3}{2}}$$

各 回路의 누설 인덕턴스를 고려하므로써 직축 및 횡축분 유효 자화 인덕턴스 L_{AD} , L_{AQ} 는 단위법으로 표기하면

$$\begin{aligned} L_{AD} &= L_a - l_a = L_f - l_f = L_b - l_b = KM_f = KM_b \\ &= M_r [\text{pu}] \end{aligned} \quad (2)$$

*正 會 員: 서울대 工大 電氣工學科 教授 · 工博

**正 會 員: 漢陽대 工大 電氣工學科 助教授

接受日字: 1985年 10月 4日

$$L_{\Lambda Q} = L_q - l_q = L_q - l_q = KM_q \text{ [pu]} \quad (3)$$

와 같다. 따라서 직축 및 횡축 상호쇠교자속 $\lambda_{\Lambda D}$, $\lambda_{\Lambda Q}$ 는

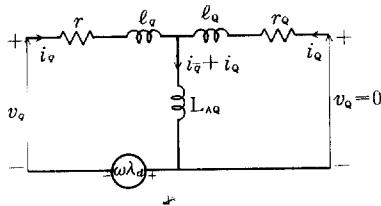
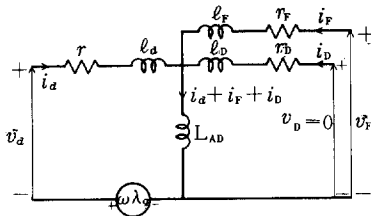
$$\begin{aligned} \lambda_{\Lambda D} &= (L_a - l_a) i_a + KM_F i_F + KM_D i_D \\ &= L_{\Lambda D} (i_a + i_F + i_D) \text{ [pu]} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{\Lambda Q} &= (L_q - l_q) i_q + KM_Q i_Q \\ &= L_{\Lambda Q} (i_q + i_Q) \text{ [pu]} \end{aligned} \quad (5)$$

이다. 이들 關係式들로부터 等價回로를 構成키 위하여 電壓方程式을 誘導하면 (balanced conditions 하에서)

$$\begin{aligned} v_a &= r i_a + \dot{\lambda}_a - \omega \lambda_q \\ &= r i_a + l_a \dot{i}_a + L_{\Lambda D} (\dot{i}_a + \dot{i}_F + \dot{i}_D) - \omega \lambda_q \text{ [pu]} \end{aligned} \quad (6)$$

$$v_F = r_F i_F + l_F \dot{i}_F + L_{\Lambda D} (\dot{i}_a + \dot{i}_F + \dot{i}_D) \text{ [pu]} \quad (7)$$



(b) 횡축
(b) q-axis

그림 1. 종래의 等價回로

Fig.1. Conventional equivalent circuit.

$$v_D = 0 = r_D i_D + l_D \dot{i}_D + L_{\Lambda D} (\dot{i}_a + \dot{i}_F + \dot{i}_D) \text{ [pu]} \quad (8)$$

$$v_Q = r_Q i_Q + l_Q \dot{i}_Q + L_{\Lambda Q} (\dot{i}_q + \dot{i}_Q) + \omega \lambda_q \text{ [pu]} \quad (9)$$

$$v_q = 0 = r_q i_q + l_q \dot{i}_q + L_{\Lambda Q} (\dot{i}_q + \dot{i}_Q) \text{ [pu]} \quad (10)$$

이며, 等價回로는 그림 1 과 같다.

이들 方程式에는 同期機 鐵心内の 鐵員分이 전혀 고려되지 않은 경우로서 지금까지 통상 同期機 諸般特性 解析 및 設計에 利用되어 왔으며 鐵損分 고려시에는 交變자계下에서 확립된 Steinmetz의 근사 실험式을 수정 보완토록 하여 利用한 것이 전부이다. 이와 같은 불합리함을 배제키 위하여 電磁場 理論下에서 기기 鐵損分을 포함시킨 電壓方程式을 誘導하고자 한다. 먼저 이와 같은 鐵損分에 상당하는 量만큼의 기기 入力증가(電動機) 내지는 出力 감소(發電機)가 고려되어야 하며 이 鐵損分에 對應되는 抵抗值을 전기회로상에서 r_{eth} 라고 代치하면 이 저항에는 電磁場 理論에 근거하여 오직 유효 쇄교 자속만에 의한 유기(역)기전력만이 發生케 되며 이에 따른 電流가 r_{eth} 를 도통케 되어 鐵損失로 假定될 수 있다. 따라서 직축 및 횡축 鐵損電流는 各 各 다음과 같이 나타낼 수 있다.³⁾

$$i_{oa} = \frac{L_{\Lambda D} (\dot{i}_a + \dot{i}_F + \dot{i}_D) - \omega L_{\Lambda Q} (\dot{i}_q + \dot{i}_Q)}{r_{eth}} \text{ [pu]} \quad (11)$$

$$i_{oq} = \frac{L_{\Lambda Q} (\dot{i}_q + \dot{i}_Q) + \omega L_{\Lambda D} (\dot{i}_a + \dot{i}_F + \dot{i}_D)}{r_{eth}} \text{ [pu]} \quad (12)$$

식 (11), (12)로부터 얻은 직축 및 횡축 鐵損分 電流를 포함하여 電壓方程式을 誘導하면

$$\begin{aligned} v_a &= r(i_a + i_{oa}) + l_a \dot{i}_a + \dot{i}_{oa} + L_{\Lambda D} (\dot{i}_a + \dot{i}_F + \dot{i}_D) \\ &\quad - \omega L_{\Lambda Q} (i_q + i_Q) - \omega l_q (i_q + i_{oq}) \text{ [pu]} \end{aligned} \quad (13)$$

$$v_F = r_F i_F + l_F \dot{i}_F + L_{\Lambda D} (\dot{i}_a + \dot{i}_F + \dot{i}_D) \text{ [pu]} \quad (14)$$

$$v_D = 0 = r_D i_D + l_D \dot{i}_D + L_{\Lambda D} (\dot{i}_a + \dot{i}_F + \dot{i}_D) \text{ [pu]} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} v_q &= r(i_q + i_{oq}) + l_q \dot{i}_q + \dot{i}_{oq} + L_{\Lambda Q} (\dot{i}_q + \dot{i}_Q) \\ &\quad + \omega L_{\Lambda D} (\dot{i}_a + \dot{i}_F + \dot{i}_D) + \omega l_a (\dot{i}_a + \dot{i}_{oa}) \text{ [pu]} \end{aligned} \quad (16)$$

$$v_Q = 0 = r_Q i_Q + l_Q \dot{i}_Q + L_{\Lambda Q} (\dot{i}_q + \dot{i}_Q) \text{ [pu]} \quad (17)$$

이며 이들 方程式을 다시 整理하면 다음과 같다.

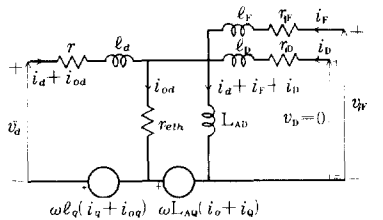
$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_F \\ v_D=0 \\ v_q \\ v_Q=0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r - \frac{\omega^2 l_q L_{\Lambda D}}{r_{eth}} & -\frac{\omega^2 l_q L_{\Lambda D}}{r_{eth}} & -\frac{\omega^2 l_q L_{\Lambda D}}{r_{eth}} & -(\omega L_{\Lambda Q} + \frac{\omega r L_{\Lambda Q} + \omega l_a L_{\Lambda Q}}{r_{eth}} - (\omega l_q + \frac{\omega r L_{\Lambda Q} + \omega l_a L_{\Lambda Q}}{r_{eth}})) & 0 \\ 0 & r_F & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_D & 0 & 0 \\ \omega L_a + \frac{\omega r L_{\Lambda D} + \omega l_q L_{\Lambda D}}{r_{eth}} & \omega L_{\Lambda D} + \frac{\omega r L_{\Lambda D} + \omega l_q L_{\Lambda D}}{r_{eth}} & \omega L_{\Lambda D} + \frac{\omega r L_{\Lambda D} + \omega l_q L_{\Lambda D}}{r_{eth}} & r - \frac{\omega^2 l_a L_{\Lambda Q}}{r_{eth}} & -\frac{\omega^2 l_a L_{\Lambda Q}}{r_{eth}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_F \\ i_D \\ i_q \\ i_Q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} L_a + \frac{r L_{\Lambda D}}{r_{eth}} & L_{\Lambda D} + \frac{r L_{\Lambda D}}{r_{eth}} & L_{\Lambda D} + \frac{r L_{\Lambda D}}{r_{eth}} & -\frac{\omega L_{\Lambda Q}}{r_{eth}} (l_a + l_q) & -\frac{\omega L_{\Lambda Q}}{r_{eth}} (l_q + l_a) \\ L_{\Lambda D} & L_F & L_{\Lambda D} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_F \\ i_D \\ i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (441)$$

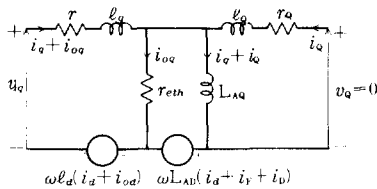
$$\begin{matrix}
 + \\
 \left[\begin{array}{ccc}
 L_{AD} & L_{AD} & L_D \\
 \frac{\omega L_{AD}(\ell_q + \ell_d)}{\Gamma_{eth}} & \frac{\omega L_{AD}(\ell_q + \ell_d)}{\Gamma_{eth}} & \frac{\omega L_{AD}(\ell_q + \ell_d)}{\Gamma_{eth}} \\
 0 & 0 & 0
 \end{array} \right]
 \begin{matrix}
 0 \\
 L_q + \frac{rL_{Aq}}{\Gamma_{eth}} \\
 L_{Aq}
 \end{matrix}
 \begin{matrix}
 0 \\
 L_q + \frac{rL_{Aq}}{\Gamma_{eth}} \\
 L_q
 \end{matrix}
 \begin{matrix}
 0 \\
 0 \\
 0
 \end{matrix}
 \begin{matrix}
 \left[\begin{array}{c}
 \ddot{i}_d \\
 \ddot{i}_a \\
 \ddot{i}_q
 \end{array} \right] \\
 \left[\begin{array}{c}
 \ddot{i}_d \\
 \ddot{i}_f \\
 \ddot{i}_b \\
 \ddot{i}_q \\
 \ddot{i}_q
 \end{array} \right]
 \end{matrix}
 \left[\text{pu} \right] \quad (18)
 \end{matrix}$$

식(18)로부터 等價回路를 構成하면 그림 2 와 같으며 이것이 바로 鐵損分이 고려된 새로운 等價回路이다.

이로부터 새로운 等價回路에 따른 解析이 한층 향상되어 종래의 等價回路에 따른 解析보다 더욱 더 실제에 부합됨을 다시 한번 입증케 되었다.



(a) 직축
(a) d-axis



(b) 횡축
(b) q-axis

그림 2. 새로운 等價回路
Fig. 2. New equivalent circuit.

3. 研究事例

이미 앞 절에서 同期機의 等價回路가 電磁場理論을 근거로 하여 合理的으로 誘導된 方程式으로부터 구성되었음을 입증하여 보였다. 이를 實際 3相 4極 7.5마력 同期電動機의 최적 효율제 어시에 적용하여 그림 3 과 같은 결과를 얻었다.

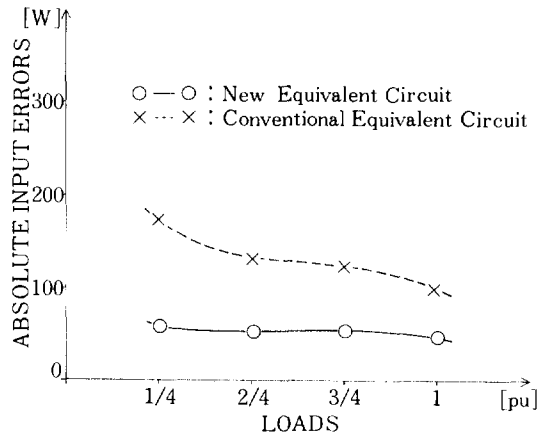


그림 3. 부하변화에 대한 절대입력오차
Fig. 3. Absolute input errors vs. loads.

4. 結 論

同期機의 諸般特性解析이나 設計面에 있어서 종래보다 한층 향상된 정확성을 가져오게 되었으며 특히 종래의 等價回路만으로는 鐵損에 關係된 解析은 不可能하였으나 새로운 等價回路에서는 鐵損分이 고려되어 별도의 解析이 符加됨이 없이 可能케 되었다. 그러나 표류부하손이나 고조파손 等 外 條件들이 고려되지 못했으므로 보다 완전한 等價回路 構成이 과제로 남게 되었다.

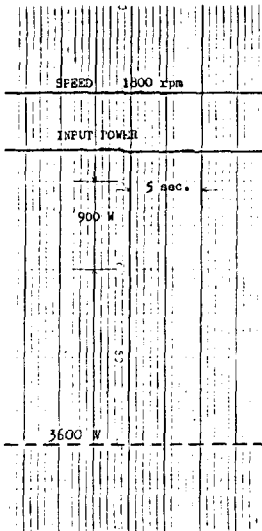
<부록>

A·1 同期電動機 定수

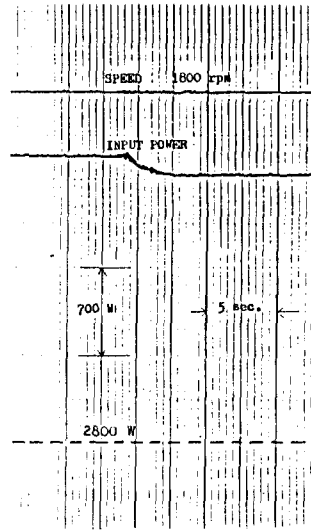
$r=0.04157[\text{pu}]$ $L_q=0.35734[\text{pu}]$

$r_f = 0.002668[\text{pu}]$	$L_{AD} = 0.616[\text{pu}]$	$L_d = 0.72945[\text{pu}]$	$H = 1.721486[\text{s}]$
$r_{eth} = 11.2034[\text{pu}]$	$L_{AQ} = 0.3373[\text{pu}]$	$L_q = 0.4508[\text{pu}]$	
$r_D = 0.031177[\text{pu}]$	$\tau_i = 1297.312$	$L_D = 0.63918[\text{pu}]$	
$r_Q = 0.132[\text{pu}]$	$D = 0.05637[\text{pu}]$		

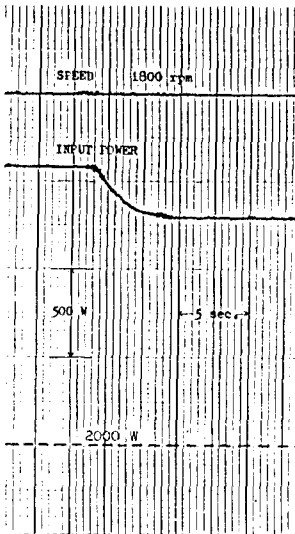
A·2 同期電動機 최적 효율제어시 결과



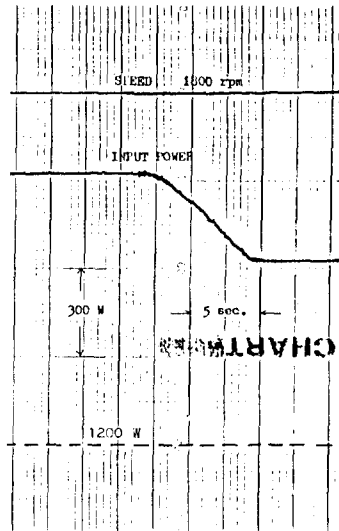
(a) 정격부하시 기기입력
(a) Input power at rated load (RL).



(b) 3/4부하시 기기입력
(b) Input power at 3/4RL.



(c) 1/2부하시 기기 입력
(c) Input power at 1/2RL.



(d) 1/4 부하시 기기입력
(d) Input power at 1/4RL.

그림 A-1. 부하변화에 따른 기기입력

Fig. A-1. Input power vs. loads.

參 考 文 獻

- 1) C.T.A. Johnk, Engineering electromagnetic fields and waves, John Wiley & Sons, Inc., 1975.
- 2) P.M. Anderson, & A.A. Fouad, Power system control and stability, Iowa state univ. press, 1977.
- 3) D.S. Hyun, "New equivalent circuit of a synchronous machine", univ. of Toledo, OH., 1985.
- 4) D.S. Hyun, & T.C. Stuart, "Synchronous motor control with maximum efficiency", univ. of Toledo, OH., 1985.