

# 同期電動機 最大効率運轉

玄 東 石  
(漢陽大 工大 教授)

## ■ 차 례 ■

- 1. 序 論
- 2. 等價回路
- 3. 制御理論
- 4. System構成 및 解析
- 5. 結 論
- 參考文獻

### 1 序 論

1960年代에서 1970年代 初까지 電力料金は 비교적 安定된 값을 維持하였으나 1970年代 初盤부터 近年에 이르기까지 유가가 급등하기 시작, 이에 따라 電力料金도 매년 11~12%씩 상승하게 되었다<sup>1)</sup> 그러나 최근 유가의 비정상적인 급락은 미래를 더욱 예측하기 어렵게 되었다. 따라서 우리나라와 같이 에너지 자원의 절대량이 부족하여 해외 의존도가 높은 나라에서는 國家的次元에서 에너지問題에 지대한 關心을 갖지 않을 수 없게 되었다. 더우기 全體 에너지中에서 약 40%가 전기에너지이며 그 중 60~70%가 電動機驅動시스템에 의하여 소모된다는 사실을<sup>2)</sup> 감안하여 볼 때 電動機驅動시스템 자체의 效率를 向上키 위한 關心 또한 갖지 않을 수 없게 되었다.

電動機驅動시스템中 同期電動機는 Compressor, grinder 및 mixer 등 그리고 특히 100馬力 이상의 低速 負荷 運轉時 誘導電動機보다 效率이 높다. 그 뿐만아니라 reactive power를 調節할 수 있는 부가적인 長點을 갖고 있으므로 침두부하 특성을 갖는 Ballmills 나 Crushers 運轉時에

특히 유리하다<sup>3)~11)</sup> 또한 負荷變動에 무관하게 항상 定速度 運轉이 가능하다는 장점을 갖고있다. 이와 같은 電動機는 최근 電力用 半導體 技術의 급성장에 따른 可變周波數 驅動 시스템으로 制御하므로써 획기적인 效率向上은 물론 運轉範圍 확장 및 特性 개선에 기여하게 되었다.

따라서 本 研究에서는 실제 應用分野에서 可變周波數 에너지變換器와 함께 運轉되는 同期電動機 驅動시스템을 임의의 負荷條件下에서 항상 最大效率 및 양호한 力率로 安定領域內에서 運轉할 수 있는 理論을 확립하고 이러한 알고리즘을 실현하기 위한 制御 및 電力回路의 제시는 물론 系統의 安定性을 中心으로 하여 解析코자 하였다. 이를 위하여 우선 동기기의 o-d-q 軸에 대한 磁界 相互特性에 근거한 鐵損分을 고려, 새로운 等價回路가 구성되어야 하며 이의 等價回路 構成은 誘導機 等價回路 構成과 同一하게 얻을 수 있다<sup>9)~11)</sup> 이로 부터 誘導된 鐵損分을 포함한 同期機의 特性方程式을 利用하여 最大效率運轉條件을 확립코자 한다. 따라서 可變周波數 同期電動機 驅動時 그림1에서 보여준 바와 같이 임의의 特定된 토오크 및 속도를 갖는 運轉點은 여러개의 界磁動磁 및 電機子 電壓의 조합으로써 이루어질 수 있으므로 電動機

効率 역시 擴範圍하게 變化될 수 있다. 그러나, 동상 同期電動機 運轉方法에서는 電機子電壓은 定常值로, 界磁勵磁은 1.0 또는 0.8 力率을 갖도록 하는 것이 통례로 되어왔다. 이와 같은 運轉條件下에서는 空際磁束에 따른 鐵損分이 過大하게 되며 특히 經負荷時에서는 더욱 많은 量의 鐵損分을 가져오게 된다. 고로 同期電動機의 最大 効率 運轉條件은 空際磁束을 주어진 負荷條件下에서 最適制御하므로써 즉 界磁勵磁 및 電機子電壓의 最適化로만이 성취될 수 있다. 이는 同期電動機 等價回路로부터 特性方程式을 유도, 이에 Lagrange multiplier理論을 適用하여 이를 수가 있다.

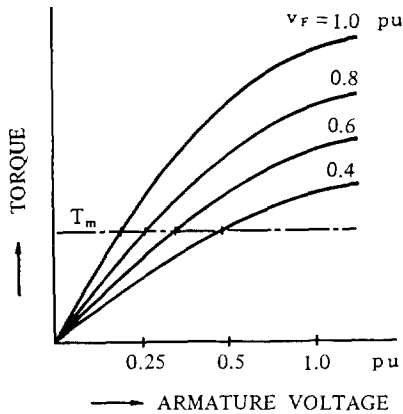


그림 1. 各 界磁勵磁에 대한 電機子電壓對 토크

이와 같은 最適運轉條件은 필히 安定領域內에서 이루어져야함은 두말할 나위도 없다. 따라서 이를 위하여 定常狀態 運轉點으로부터 微小變化分에 대한 同期機의 運轉特性을 나타내는 方程式을 微小變位法을 使用하여 확립한 다음, 이 方程式을 基本으로 하여 安定性 여부를 Nyquist 安定度 判別法에 의하여 解析하고자 한다.

2| 等價回路

同期機의 運轉特性을 解析키 위하여서는 우선 等價回路가 提示되어야 한다. 따라서 同期機의 等價回路는 電磁場理論을 근거로 하여 物理的

意味를 부여한다면 誘導機의 경우와 동일하게 얻을 수 있으며 誘導機 運轉狀態에서는 可變 2次 周波數는 空際磁束과 2次 卷線의 相對運動에 의하여 決定된다. 이는 또한 同期機 運轉狀態로도 運轉될 수 있으며 이때에는 결코 2次 電壓은 誘導되지 않는다. 그러나 만약 2次 卷線에 直流가 印加된다면 이에 따른 磁界는 같은 速度로 回轉하는 1次 磁界와 同期化된다. 따라서 이 두 磁界는 벡터적으로 合成할 수 있다. 바꾸어 말하면 各 電動機 入力에 對應되는 磁束이 發生하여 그것의 一部는 漏洩되고 나머지는 空際를 貫통하는데 두 개의 有效相互磁束分은 合成되어 一定 空際磁束을 維持할 것이므로 空際磁束分만이 同期機의 실제 有效鐵損에 影響을 줄 것이다. 이상의 論理을 근거로 하여 平衡條件에서 d 및 q 축에 대한 電壓方程式을 誘導하면 다음과 같다.<sup>10), 12)</sup>

$$v_d = r(i_d + i_{od}) + l_d(\dot{i}_d + \dot{i}_{od}) + L_{AD}(\dot{i}_d + \dot{i}_f + \dot{i}_D) - \omega L_{AQ}(i_q + i_{oq}) - \omega l_q(i_q + i_{oq}) \text{ [ pu]} \quad (2-1)$$

$$v_f = r_f i_f + l_f \dot{i}_f + L_{AD}(\dot{i}_d + \dot{i}_f + \dot{i}_D) \text{ [ pu]} \quad (2-2)$$

$$v_D = 0 = r_D i_D + l_D \dot{i}_D + L_{AD}(\dot{i}_d + \dot{i}_f + \dot{i}_D) \text{ [ pu]} \quad (2-3)$$

$$v_q = r(i_q + i_{oq}) + l_q(\dot{i}_q + \dot{i}_{oq}) + L_{AQ}(\dot{i}_q + \dot{i}_{oq}) + \omega L_{AD}(\dot{i}_d + \dot{i}_f + \dot{i}_D) + \omega l_d(i_d + i_{od}) \text{ [ pu]} \quad (2-4)$$

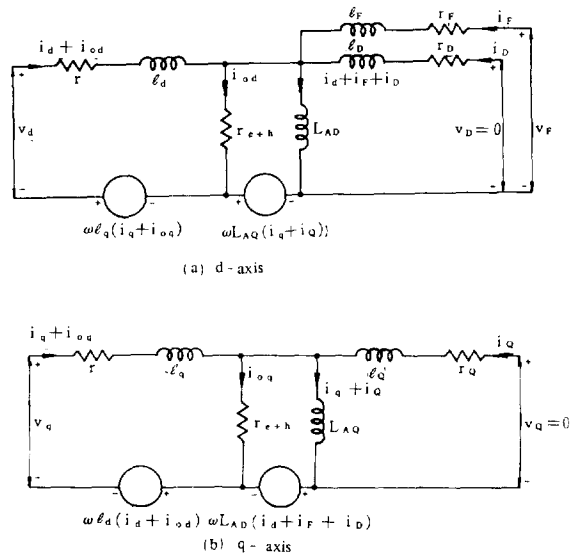


그림 2. 等價回路

$$v_q = r_q i_q + l_q \dot{i}_q + L_{\Lambda Q} (\dot{i}_q + \dot{i}_q) \quad [\text{pu}] \quad (2-5)$$

여기에서

$$i_{od} = \frac{L_{\Lambda D} (\dot{i}_d + \dot{i}_F + \dot{i}_D) - \omega L_{\Lambda Q} (i_q + i_q)}{r_{e+h}} \quad [\text{pu}] \quad (2-6)$$

$$i_{oq} = \frac{L_{\Lambda Q} (\dot{i}_q + \dot{i}_q) + \omega L_{\Lambda D} (i_d + i_F + i_D)}{r_{e+h}} \quad [\text{pu}] \quad (2-7)$$

式(2-1)~(2-7)로부터 等價回路를 구성하면 그림 2와 같다.

### 3 制御理論

일반적으로 電動機 鐵心の 利用率을 높이고 各 入力周波數에서 定格토크를 낼 수 있도록

空際磁束을 nominal值로 維持시키는 制御方法이 사용되어 왔으나 이는 定格負荷運轉時 有效하며 經負荷運轉時에는 空際磁束의 잉여분에 따른 鐵損의 증가로 電動機 運轉 效率이 低下케 된다. 따라서 負荷條件에 따라 空際磁束을 最適值로 制御케 되면 效率向上은 물론 力率도 개선될 수 있게 된다. 이를 3상 동기전동기에 적용하여 최대 효율 운전조건을 구하고자 한다. 우선 그림 1의 등가회로부터 평형 및 정상상태下에서 전압 방정식을 誘導하여 電動機 全 入力を 구하면

$$P_i = \{v_d (i_d + i_{od}) + v_q (i_q + i_{oq})\} / 3 + v_F i_F \quad [\text{pu}] \quad (3-1)$$

여기에서

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad [\text{pu}]$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} & & \\ & & \\ & & \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_F \\ v_D=0 \\ v_Q=0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} & & \\ & & \\ & & \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} r - \frac{\omega^2 l_{\Lambda D}}{r_{e+h}} & -(\omega L_Q + \frac{\omega r L_{\Lambda Q}}{r_{e+h}}) & -\frac{\omega^2 l_{\Lambda D}}{r_{e+h}} & -\frac{\omega^2 l_{\Lambda D}}{r_{e+h}} & -(\omega L_{\Lambda Q} + \frac{\omega r L_{\Lambda Q}}{r_{e+h}}) \\ \omega L_d + \frac{\omega r L_{\Lambda D}}{r_{e+h}} & r - \frac{\omega^2 l_{\Lambda Q}}{r_{e+h}} & \omega L_{\Lambda D} + \frac{\omega r L_{\Lambda D}}{r_{e+h}} & \omega L_{\Lambda D} + \frac{\omega r L_{\Lambda D}}{r_{e+h}} & -\frac{\omega^2 l_{\Lambda Q}}{r_{e+h}} \\ 0 & 0 & V_F & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

이에 對應되는 토크 및 出力은 다음과 같다.

$$T_e = (\lambda_d i_q + \lambda_q i_d) / 3 \quad [\text{pu}] \quad (3-2)$$

$$P_o = \omega_m T_e \quad [\text{pu}] \quad (3-3)$$

式(3-1)과 (3-3)로부터 電動機 出力  $P_o$ 을 一定值로 하고 동시에 最小 入力を 갖도록하여 運轉토록 하면 이 電動機는 바로 最大效率을 갖게 된다. 따라서 H함수를 다음과 같이 定義하면

$$H(\beta, C) = P_i(\beta) + C^T P^0(\beta) \quad (3-4)$$

여기에서

$$C^T = [C_1 \ C_2 \ \dots \ C_m]$$

$$P^0(\beta) = \omega_m (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) / 3 - P_o$$

$$\beta = [v \ v_f \ \delta]$$

式(3-4)에 Lagrange multiplier理論을 適用하여 電動機를 最大 效率로 運轉키 위한 必要, 充分條件을 구하면

$$P^0(\beta) = 0 \quad (3-5)$$

$$H(\beta, C)_{,\beta} = 0 \quad (3-6)$$

여기에서

$$H(\beta, C)_{,\beta} = [\partial H / \partial v \ \partial H / \partial v_f \ \partial H / \partial \delta]^T$$

다시 정리하여 보면

$$\omega_m (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) / 3 - P_o = 0 \quad (3-7)$$

$$\partial H / \partial v = \partial H / \partial v_d + \partial H / 2 v_q = 0 \quad (3-8)$$

$$\partial H / \partial v_f = 0 \quad (3-9)$$

$$\frac{\partial H}{\partial \delta} = \frac{\partial H}{\partial v_a} \cdot \frac{\partial v_a}{\partial \delta} + \frac{\partial H}{\partial v_q} \cdot \frac{\partial v_q}{\partial \delta} = 0 \quad (3-10)$$

式(3-7)~(3-10)로부터 最適值인 界磁勵磁  $v_f^*$ , 電機子電壓  $v^*$  및 負荷角  $\delta^*$ 를 구할 수 있다. 이들을 계산키 위한 flowchart는 그림 3과 같다.

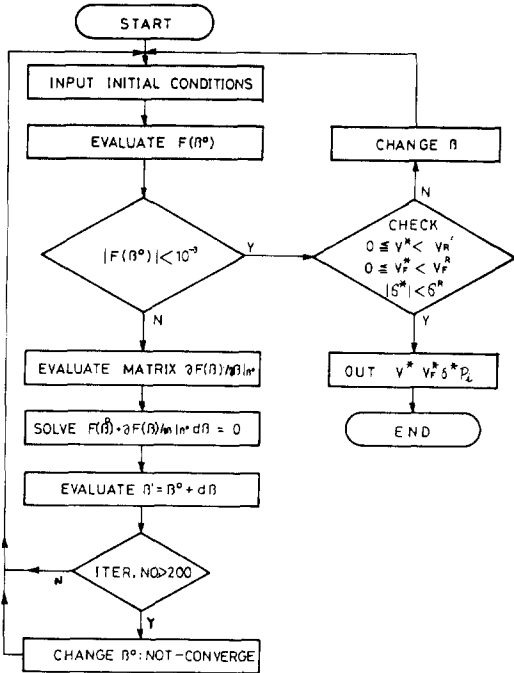


그림 3. 最適值를 구하기 위한 흐름도

#### 4 System構成 및 解析

3相 4극 7.5마력 同期電動機 運轉時 任意의 負荷 및 速度에서 항상 最大 效率을 갖도록 system을 設計, 構成하여 그림4에 제시하였다. 특히 制御部의 中心인 controller는 16-bit micro-computer을 이용하여 前章에서 提示된 制御理論 實現은 물론 實時間制御가 가능토록 하였다.

이를 이용하여 速度 900[rpm] 및 1800[rpm]에서 負荷變化에 따른 效率向上은 실험 결과 그림5와 같다.

系統의 安定度를 判別하기 위하여 任意의 定常

狀態 運轉點으로부터 微小變化분에 대한 電動機의 運轉特性을 갖는 線型化된 方程式을 誘導하면 다음과 같다.

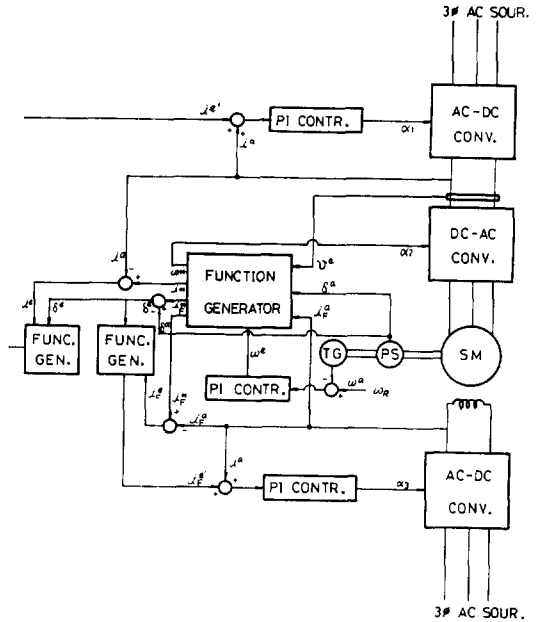


그림 4. 最大效率 制御回路

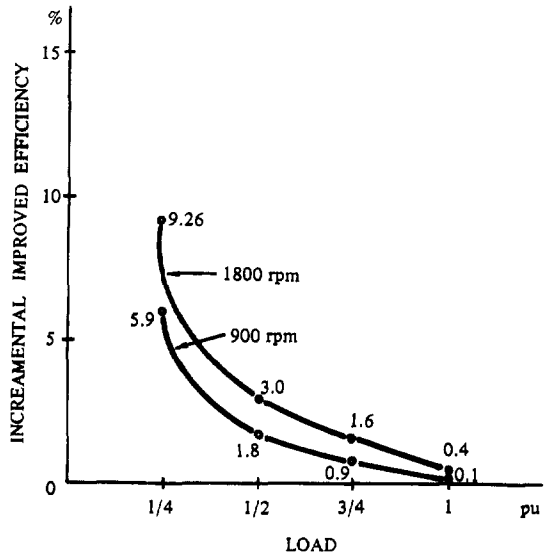


그림 5. 各 負荷에 대한 效率증가율

$$\begin{bmatrix} \sqrt{3}V\cos\delta_0 \Delta\delta + A_{11}i_{d0} + A_{12}i_{F0} + A_{13}i_{q0} \\ 0 \\ 0 \\ \sqrt{3}V\sin\delta_0 \Delta\delta - A_{41}i_{d0} - A_{42}i_{F0} - A_{43}i_{q0} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} & B_{14} & B_{15} \\ B_{21} & B_{22} & B_{23} & B_{24} & B_{25} \\ B_{31} & B_{32} & B_{33} & B_{34} & B_{35} \\ B_{41} & B_{42} & B_{43} & B_{44} & B_{45} \\ B_{51} & B_{52} & B_{53} & B_{54} & B_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_F \\ \Delta i_D \\ \Delta i_q \\ \Delta i_Q \end{bmatrix}$$

여기에서

(4-1)

$$A_{11} = \frac{2f_R l_q L_{AD} S \Delta\delta/\omega}{r_{e+h}}$$

$$A_{12} = A_{11}$$

$$A_{13} = L_{qS} \Delta\delta/\omega + \frac{rL_{AQ} S \Delta\delta/\omega + l_q L_{AQ} S^2 \Delta\delta/\omega}{r_{e+h}}$$

$$A_{41} = L_{dS} \Delta\delta/\omega + \frac{rL_{AD} S \Delta\delta/\omega + l_q L_{AD} S^2 \Delta\delta/\omega}{r_{e+h}}$$

$$A_{42} = L_{AD} S \Delta\delta/\omega + \frac{rL_{AD} S \Delta\delta/\omega + l_q L_{AD} S^2 \Delta\delta/\omega}{r_{e+h}}$$

$$A_{43} = \frac{2f_R l_d L_{AQ} S \Delta\delta/\omega}{r_{e+h}}$$

$$B_{11} = r - \frac{\omega^2 l_q L_{AD}}{r_{e+h}} + (L_d + \frac{rL_{AD}}{r_{e+h}}) S + \frac{l_d L_{AD}}{r_{e+h}} S^2$$

$$B_{12} = -\frac{\omega^2 l_q L_{AD}}{r_{e+h}} + (L_{AD} + \frac{rL_{AD}}{r_{e+h}}) S + \frac{l_d L_{AD}}{r_{e+h}} S^2$$

$$B_{13} = B_{12}$$

$$B_{14} = -(\omega L_q + \frac{\omega r L_{AQ} + s \omega l_d L_{AQ}}{r_{e+h}}) - \frac{\omega(l_q + l_d) L_{AQ}}{r_{e+h}} S$$

$$B_{15} = -(\omega L_{AQ} + \frac{\omega r L_{AQ} + s \omega l_d L_{AQ}}{r_{e+h}}) - \frac{\omega(l_q + l_d) L_{AQ}}{r_{e+h}} S$$

$$B_{21} = sL_{AD}$$

$$B_{22} = r_F + sL_F$$

$$B_{23} = B_{21}$$

$$B_{24} = 0$$

$$B_{25} = 0$$

$$B_{31} = sL_{AD}$$

$$B_{32} = B_{31}$$

$$B_{33} = r_D + sL_D$$

$$B_{34} = 0$$

$$B_{35} = 0$$

$$B_{41} = \omega L_d + \frac{\omega r L_{AD} + s \omega l_q L_{AD}}{r_{e+h}} +$$

$$\frac{\omega(l_q + l_d) L_{AD}}{r_{e+h}} S$$

$$B_{42} = \omega L_{AD} + \frac{\omega r L_{AD} + s \omega l_q L_{AD}}{r_{e+h}} +$$

$$\frac{\omega(l_q + l_d) L_{AD}}{r_{e+h}} S$$

$$B_{43} = B_{42}$$

$$B_{44} = r - \frac{\omega^2 l_d L_{AQ}}{r_{e+h}} + (L_q + \frac{rL_{AQ}}{r_{e+h}}) S^2$$

$$B_{45} = -\frac{\omega^2 l_d L_{AQ}}{r_{e+h}} + (L_{AQ} + \frac{rL_{AQ}}{r_{e+h}}) S +$$

$$\frac{l_q L_{AQ}}{r_{e+h}} S^2$$

$$B_{51} = 0$$

$$B_{52} = 0$$

$$B_{53} = 0$$

$$B_{54} = sL_{AQ}$$

$$B_{55} = r_q + sL_q$$

또한 定常 運轉點에 대한 微小變位된 線型 토오크 方程式

$$\Delta T_e = T_e - T_{e0}$$

$$\begin{aligned} & \{ (L_d(i_{d0} + \Delta i_d) + KM_F(i_{F0} + \Delta i_F) + KM_D \Delta \\ & KM_D \Delta i_D) (i_{q0} + \Delta i_q) - (L_q(i_{q0} + \Delta i_q) \\ & + KM_Q \Delta i_Q) (i_{d0} + \Delta i_d) \\ & - (L_d i_{d0} + KM_F i_{F0}) i_{q0} + (L_q i_{q0} i_{d0}) \} / 3 \\ & = G(s) \Delta\delta \end{aligned} \quad (4-2)$$

이다. 만약 負荷 토오크가  $\Delta T_m$  만큼 變化한 경우 全 系統方程式을 誘導하면

$$\begin{aligned} T_{m0} + \Delta T_m = T_{e0} + \Delta T_e - \frac{1}{\omega_B} (2Hs^2 \Delta\delta + D_S \Delta\delta \\ + D_S \Delta\delta) \end{aligned} \quad (4-3)$$

이며 이로부터 定常分을 소거하면 다음과 같다.

$$\Delta T_m = \Delta T_e - \frac{1}{\omega_B} (2Hs^2 \Delta\delta + D_S \Delta\delta) \quad (4-4)$$

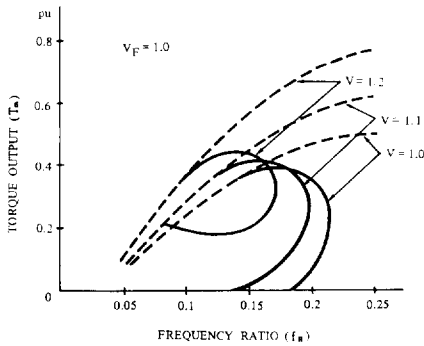


그림 6. 電機子電壓變化에 따른 安定 領域

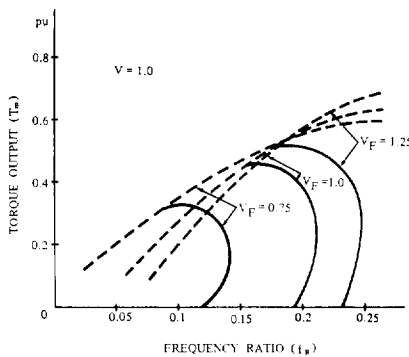


그림 7. 界磁勵磁變化에 따른 安定 領域

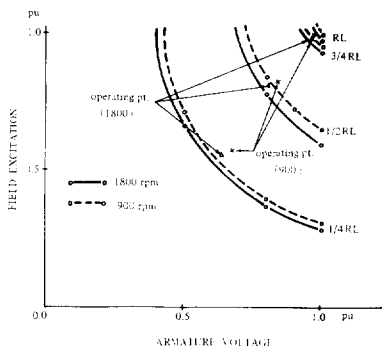


그림 8. 負荷變化에 따른 安定 領域

式(4-4)에 (4-2)을 代入하여 開經路 傳達函數를 구하면

$$F(s) = \frac{\omega_B G(s)}{2Hs^2 + Ds} \quad (4-5)$$

式(4-5)를 基本으로 하여 系統의 安定性 여부를 Nyquist 安定度 判別法에 依하여 그림6, 7, 8과 같은 解析結果를 얻었다.

### 5. 結 論

1. 모든 負荷條件下에서 安定 最大効率 運轉이 가능하다.
2. 全 負荷領域에서 効率向上 및 力率이 개선되며 특히 經負荷時에는 淸목할만하다.
3. 最大効率 運轉時 負荷角은 모든 運轉條件下에서 一定하다. (86.4°)
4. 最大効率 運轉時 力率은 모든 運轉條件下에서 양호하다. (0.8이상)
5. 空隙磁束의 감소에도 불구하고 모든 負荷條件下에서 安定運轉이 가능하다.
6. 電機子 電壓 증가 또는 界磁勵磁 감소에 따라 電動機 安定度는 向上된다.

### 參考文獻

- 1) J.C. Andreas, Energy Efficient Electric Motors, Marcel Dekker, 1982.
- 2) N. Mohan "Improvement in Energy Efficiency of Induction Motors by means of Voltage Control", IEEE Trans PAS-99, No. July/Aug., 1980.
- 3) J. Hindmarsh, Electrical Machines and Their Applications, Pergamon, 1977.
- 4) A. Mychael, AC Machines, McGraw-Hill, 1977.
- 5) A.E. Fitzgerald, et. al., Electric Machinery, McGraw-Hill, 1971.
- 6) G.R. Slemon, Magnetolectric Devices, Wiley, 1966.
- 7) L.W. Matsch, Electromagnetic & Electromechanical Machines, IEP, 1977.
- 8) E. Levi, et. al., Electromechanical Power Conversion, Dover, 1974.
- 9) G.R. Slemon, et. al., Electric Machines, Addison-Wesley, 1980.
- 10) C.T.A. Johnk, Engineering Electromagnetic Fields & Waves, Wiley, 1975.
- 11) D.S. Hyun, et. al., "Synchronous Motor Operation with Maximum Efficiency", Univ. of Toledo, OH., 1985.
- 12) D.S. Hyun, "New Equivalent Circuit of a Synchronous Machine", Univ. of Toledo, OH., 1985.