유도동기전동기의 동기화 한계에 관한 연구

논 문
24～2～3

Study on Pulling-into-Step of Induction Synchronous Motor

朴 旻 鎬* · 洪 淳 贊**
(Min Ho Park) · (Soon Chan Hong)

abstract

There are many studies recently, on a wound rotor induction motor operation as synchronous rotating speed, and such an induction motor is so called an induction synchronous motor. In above desciption the region of pull into-step that the wound rotor induction motor as a synchronous motor has not been calculated. This paper deals with such a region.

Generally, induction synchronous motor is different from a synchronous motor in many respects. In considering these respects, characteristic equations of motion for this motor are induced adoption small signal linearization, continuous quasilinearization and state variable grouping technique. For pulling-into-step of Induction Synchronous Motor, we first analyze these equations with digital computer and compare the former with datas calculated by motor experimentation.

1. 서 론

3상 권선형 유도전동기는 회전자가 3상 권선으로 되어 있기 때문에 이것을 직류로 여자함으로써 동기전동기로서의 운전이 가능하고 소위 유도동기전동기의 사용 연구가 최근에 이루어지고 있다[1,2].

그런데 이제까지 동기기의 중요한 특성의 하나인 동기화 한계 또는 주파수 변경에 따르는 동기화 한계에 관한 연구[3]는 많이 이루어져 왔으나, 권선형 유도전동기를 동기전동기로 사용할 때의 동기화 한계에 관한 연구는 아직 다루어져 있지 않다.

유도동기전동기는 본래 유도전동기로 사용할 목적으로 제작된 것이므로, 일반적인 동기전동기와는 그 회전자의 구조를 달리하고 있다. 즉 회전자의 권선은 3상 권선인데 그 권선수가 적으므로 인덕턴스의 값이 적다. 따라서 같은 용량의 동기전동기에 비하여 회전자의 과도시정수가 짧다. 다시 말하면 과도상태에서 계자의 자속변화시간이 동기전동기에 비하여 극히 짧다. 그리고 회전자권선이 3상 대칭이므로 직축(直軸)과 횡축(橫軸)의 리액턴스의 값이 같다는 점도 동기전동기와 다른 점이다.

본 연구는 위와 같은 관점에서 권선형 유도전동기를 동기전동기로 pull-in할 수 있는 동기화 가능 범위를 계자 및 전기자의 자속변화를 고려하여 세운 특성방정식을 미소 신호 선형화한 후 상태변수의 집단화 방식을 적용하여 전자계산기에 의하여 해석하고 이를 실험에 의한 결과와 비교하여 좋은 결과를 얻었으므로 다음과 같이 발표한다.

*正會員 · 서울工大 敎授(工博) · 當學會 調査理事
**正會員 · 海軍士官學校 敎授部 敎授要員

〈기 호〉

ω	: 회전자 각속도
ω_0	: 회전자 동기 각속도
δ	: 부하각
I	: 관성모멘트
f	: 마찰계수
G_{af}	: 전동기 속도계수
H	: 관성정수
G	: 전동기의 용량
P_e	: 전기적 입력
P_m	: 기계적 출력
K_d	: 제동계수
V_t	: 전기자 단자 전압
V_{fd}	: 계자전압
V_d, V_q	: 직축 및 횡축 전기자 전압
ϕ_{fd}	: 계자 쇄교 자속
ϕ_d, ϕ_q	: 직축 및 횡축 전기자 쇄교 자속

x_{ffd} : 계자 자기 리액턴스
x_{afd} : 전기자와 계자의 상호 리액턴스
r_{fd} : 계자 저항
r_{fd}, r_q : 직축 및 횡축 전기자 저항
i_{fd} : 계자 전류
i_d, i_q : 직축 및 횡축 전기자 전류

2. 동기화 특성방정식

2.1 동기화 과정

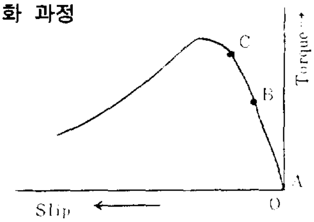

그림 1. 유도전동기의 토오크 특성 곡선
Fig. 1. Slip-torque characteristic of induction motor.

동기전동기는 운전될 때 회전자가 전자석화하여 고정자의 회전자계와 같은 속도로 회전하므로 슬립이 영(零)이다. 따라서 그림 1의 B점에서 동작되고 있는 유도전동기를 동기화 가능 범위내에서 동기화시키면 동작점이 A점으로 이동하여 동기전동기로 동작하게 된다. 그러나 동기화 가능 범위를 벗어난 상태에서 동기화시킴으로 해서 동기화되지 못하거나 동기화되어 운전되다가 갑작스런 부하의 변동에 의하여 동기 상태를 벗어나는 경우 동작점은 A점을 벗어나 C점 방향으로 이동한다. 이러한 경우 전동기는 일반동기전동기와는 달리 다시 유도전동기로 동작하므로 동기전동기의 치명적인 결점인 탈조현상을 막을 수 있다.

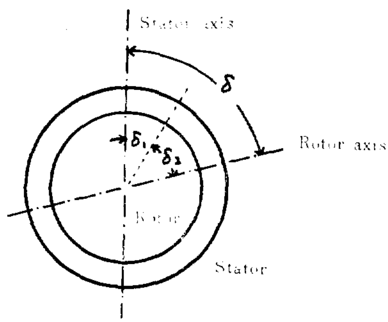

그림 2. 고정자의 동기 회전자속을 기준으로 할 때의 회전자의 부하각
Fig. 2. Load angle of rotor for Synchronous rotating flux of stator

그림 2는 고정자의 회전 자속을 기준으로 할 때의 회전자의 위치를 나타내고 있다. 만일 이 유조전동기가 동기화된다면 회전자는 고정자의 회전자속보다 δ_1의 각만큼 뒤져서 고정자의 회전자속과 같은 속도로 회전하게 된다. 이 때 δ와 δ_1의 차이를 δ_2라 하면

$$\delta=\delta_1+\delta_2 \quad\cdots\cdots(1)$$

이 되므로 동기화 되는 경우 δ_2가 영(零)〔3.3의 5 참고〕이 된다. 물론 δ, δ_2는 $-180°$와 $180°$ 사이의 각이다.

2.2 미소신호선형화에 의한 방정식의 결정

일반적으로 전동기에서는 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\theta=\omega_0 t-\delta$$

$$\therefore\ \omega=\frac{d\theta}{dt}=\omega_0-\frac{d\delta}{dt} \quad\cdots\cdots(2)$$

전동기의 회전자에 대한 운동방정식은

$$H=\frac{1}{2}I\cdot\omega_0^2/G$$

라 하면 다음과 같다[4].

$$\frac{2H}{\omega_0}\cdot\frac{d^2\delta}{dt^2}=P_m-P_e-K_d\frac{d\delta}{dt} \quad\cdots\cdots(3)$$

제동권선에 의한 차과도항을 무시하면 R.H. Park의 방정식[5,6,7]은 다음과 같다.

$$V_{fd}=\frac{d\phi_{fd}}{dt}+r_{fd}\cdot i_{fd}$$
$$=\frac{1}{\omega_0}\cdot\frac{d\psi_{fd}}{dt}+r_{fd}\cdot i_{fd} \quad\cdots\cdots(4)$$

$$V_d=\frac{d\phi_d}{dt}-\omega\cdot\phi_q+r_d\cdot i_d$$
$$=\frac{1}{\omega_0}\cdot\frac{d\psi_d}{dt}-\frac{\omega}{\omega_0}\cdot\psi_q+r_d\cdot i_d \quad\cdots\cdots(5)$$

$$V_q=\frac{d\phi_q}{dt}+\omega\cdot\phi_d+r_q\cdot i_q$$
$$=\frac{1}{\omega_0}\cdot\frac{d\psi_q}{dt}+\frac{\omega}{\omega_0}\cdot\psi_d+r_q\cdot i_q \quad\cdots\cdots(6)$$

여기서

$$\begin{pmatrix}\psi_{fd}\\ \psi_d\\ \psi_q\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}x_{ffd} & x_{afd} & 0\\ x_{afd} & x_d & 0\\ 0 & 0 & x_q\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}i_{fd}\\ i_d\\ i_q\end{pmatrix} \quad\cdots(7)$$

이다.

이제 윗 수식들을 미소신호선형화하면

$$i_{fd}=i_{fd0}+\Delta i_{fd},\quad i_d=i_{d0}+\Delta i_d,\quad i_q=i_{q0}+\Delta i_q,$$
$$\psi_{fd}=\psi_{fd0}+\Delta\psi_{fd},\quad \psi_d=\psi_{d0}+\Delta\psi_d,\quad \psi_q=\psi_{q0}+\Delta\psi_q,$$
$$\omega=\omega_0+\Delta\omega,\quad \delta=\delta_0+\Delta\delta,\quad P_e=P_{e0}+\Delta P_e$$

라 놓아 윗 식들을 다음과 같이 변형시킨다.

$$\Delta\omega=\omega-\omega_0=-\frac{d\delta}{dt}$$

$$\Delta\delta=\delta-\delta_0$$

$$\therefore\ \frac{d}{dt}(\Delta\delta)=\frac{d\delta}{dt}$$

$$\therefore\ \frac{d}{dt}(\Delta\delta)=-\Delta\omega \quad\cdots\cdots(8)$$

식 (5), 식 (6)에서 transformer voltage와 저항강하는 speed voltage에 비하여 무시되므로 전동기의 입력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_e = V_d \cdot i_d + V_q \cdot i_q = \psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d$$

$$\therefore\ \Delta P_e = \psi_{d0} \cdot \Delta i_q + i_{q0} \cdot \Delta\psi_d - \psi_{q0} \cdot \Delta i_d - i_{d0} \cdot \Delta\psi_q \cdots (9)$$

식 (8), 식 (9)를 식 (3)에 적용하면

$$\frac{d}{dt}(\Delta\omega) = \frac{\omega_0 K_d}{2H} \cdot \Delta\omega + \frac{\omega_0 i_{q0}}{2H} \cdot \Delta\psi_d - \frac{\omega_0 i_{d0}}{2H} \cdot \Delta\psi_q - \frac{\omega_0 \psi_{q0}}{2H} \cdot \Delta i_d - \frac{\omega_0 \psi_{d0}}{2H} \cdot \Delta i_q + \frac{\omega_0}{2H}(P_{ec} - P_m) \cdots\cdots (10)$$

이 되는데 여기서 P_{e0}는 다음과 같다.

$$P_{e0} = \psi_{d0} \cdot i_{q0} - \psi_{q0} \cdot i_{d0}$$

단자 전압과 부하각 사이에는

$$V_d = -V_t \cdot \sin\delta$$
$$V_q = V_t \cdot \cos\delta$$

의 관계가 있으므로

$$\Delta V_d = -V_t \cdot \cos\delta \cdot \Delta\delta$$
$$\Delta V_q = -V_t \cdot \sin\delta \cdot \Delta\delta$$

의 관계가 성립한다. 그러므로 식(4)~식(7)은

$$\frac{d}{dt}(\Delta\psi_{fd}) = -\omega_0 \cdot r_{fd} \cdot \Delta i_{fd} \cdots\cdots (11)$$

$$\frac{d}{dt}(\Delta\psi_d) = -\omega_0 \cdot V_t \cdot \cos\delta \cdot \Delta\delta + \psi_{q0} \cdot \Delta\omega + \omega_0 \cdot \Delta\psi_q - \omega_0 \cdot r_d \cdot \Delta i_d \cdots\cdots (12)$$

$$\frac{d}{dt}(\Delta\psi_q) = -\omega_0 V_t \cdot \sin\delta \cdot \Delta\delta - \psi_{d0} \cdot \Delta\omega - \omega_0 \Delta\psi_d - \omega_0 \cdot r_q \cdot \Delta i_q \cdots\cdots (13)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta\psi_{fd} \\ \Delta\psi_d \\ \Delta\psi_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{ffd} & x_{afd} & 0 \\ x_{afd} & x_d & 0 \\ 0 & 0 & x_q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta i_{fd} \\ \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{pmatrix} \cdots\cdots (14)$$

와 같이 변형된다. 식 (8), 식 (10)~(13)을 행렬식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt}(\Delta\delta) \\ \frac{d}{dt}(\Delta\omega) \\ \frac{d}{dt}(\Delta\psi_{fd}) \\ \frac{d}{dt}(\Delta\psi_d) \\ \frac{d}{dt}(\Delta\psi_q) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\omega_0 \cdot K_d}{2H} & 0 & \frac{\omega_0 \cdot i_{q0}}{2H} & -\frac{\omega_0 \cdot i_{d0}}{2H} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_0 \cdot V_t \cdot \cos\delta & \psi_{q0} & 0 & 0 & \omega_0 \\ -\omega_0 \cdot V_t \cdot \sin\delta & \psi_{d0} & 0 & -\omega_0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\omega \\ \Delta\psi_{fd} \\ \Delta\psi_d \\ \Delta\psi_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\omega_0 \cdot \psi_{q0}}{2H} & \frac{\omega_0 \cdot \psi_{d0}}{2H} \\ -\omega_0 \cdot r_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_0 r_d & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_0 \cdot r_q \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta i_{fd} \\ \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{\omega_0}{2H}(P_{e0} - P_m) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \cdots\cdots (15)$$

식 (14)로 부터

$$\Delta I = Z^{-1} \cdot \Delta\psi = Y \cdot \Delta\psi$$

의 관계를 얻을 수 있으므로 식 (15)는

$$\dot{X}(t) = A(t) \cdot X(t) + B(t) \cdots\cdots (16)$$

의 형태로 나타내진다. 여기서 행렬 $A(t)$, $B(t)$는 i_{d0}, i_{q0}, ψ_{d0}, ψ_{q0}에 관계되는 시간의 함수이다. [그림 3 참고]. 그러므로 식 (16)의 계통은

$$\dot{X} = f(X, t)$$

의 형태로 나타내지는데 이러한 비선형계통을 선형 계통으로 바꾸기 위해 연속 준선형화 방식(Continuous Quasilinearization)[8]을 적용하기로 한다. 이 방식은 비선형 계통의 정확한 값에 근사(近似)한 벡터의 시퀀스 $\{X^N(t)\}$를 구하는 것이다. 이 벡터의 시퀀스$\{X^N(t)\}$는

$$X^{N+1} = f(X^N, t) + [J_{X^N} f(X^N, t)] \cdot [X^{N+1}(t) - X^N(t)], \quad N = 0, 1, 2, \cdots\cdots (18)$$

에 따른다. 여기서 Jacobian행렬 $J_{X^N} f$는 다음과 같이 정의된다.

$$[J_{X^N} f(X^N, t)] = \frac{\partial f(X^N)}{\partial X^N} = \frac{\partial(f_1, f_2, \cdots, f_n)}{\partial(x_1, x_2, \cdots, x_n)} \cdots\cdots (19)$$

그러므로 식(16)으로 나타내지는 계통은 그 과도응답을

$$X(t) = e^{At} \cdot X(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} B \cdot d\tau \cdots\cdots (20)$$

을 풂으로써 얻을 수 있다[9].

2.3 상태변수의 집단화

계통의 차수(次數)를 낮추는 방식에는 두 가지 방법이 있다. 첫번째는 계통의 변수를 그 응답속도에 따라 양분하는 상태변수 집단화 방식이며, 두번째는 E. J. Davison의 방식을 확장한 Eigenvalue 집단화 방식이다[10]. 본 논문에서는 상태변수 집단화 방식을 택하여 계통의 차수를 낮추기로 한다

계통의 상태변수를 시간정수가 크고 작음에 따라 나누어 쓰면 식 (16)은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \cdots\cdots (21)$$

단, X_1은 시정수가 비교적 큰 상태변수이고 X_2는 시정수가 비교적 작은 상태변수이다.

상태변수 X_1은 시정수가 크므로 과도상태의 초기단계에서는 눈에 띄일 정도의 변화는 없으므로 이 기간

동안에는 초기치를 유지한다고 가정한다. 그러면 식 (21)은

$$X_1(t)=X_1(0) \quad \cdots\cdots(22)$$

$$\dot{X}_2=A_2^*\cdot X_2+B_2^* \quad \cdots\cdots(23)$$

단, $A_2^*=a_{22}$

$B_2^*=B_2+a_{21}\cdot X_2(0)$

로 간략화 된다. 일단 과도상태의 초기 단계를 벗어나면 X_2의 변화는 없다고 보면 식 (21)은

$$\begin{bmatrix}\dot{X}_1\\0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}a_{11}&a_{12}\\a_{21}&a_{22}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}X_1\\X_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}B_1\\B_2\end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(24)$$

로 쓸 수 있다. 식 (24)에서 $\dot{X}_1$를 구하면

$$\dot{X}_1=A_1^*\cdot X_1+B_1^* \quad \cdots\cdots(25)$$

단, $A_1^*=a_{11}-a_{12}\cdot a_{22}^{-1}\cdot a_{21}$

$B_1^*=B_1-a_{12}\cdot a_{22}^{-1}\cdot B_2$

이다. 그런데 동기화 한계는 부하각 δ가 δ_1에 수렴하는가 안하는가만을 판별하면 되므로 초기단계를 무시하고 식 (25)에 의하여 해석하기로 한다. 그렇게 하면 외부에서의 측정이 곤란한 $\Delta\psi_{fd}$, $\Delta\psi_d$, $\Delta\psi_q$의 초기치를 측정하지 않아도 되는데 〔식 (29) 참고〕, 이는 Eigenvalue 집단화 방식을 택하지 않고 상태변수의 집단화 방식을 택한 이유중의 하나이다.

본 연구에서 계산 및 실험에 사용된 유도전동기는 G.E社 MODEL 5M4254A$_2$Y$_2$, 3(HP), 4극, 60(Hz), 220(Volt)용이고 각 정수(定數)의 값을 단위법으로 표시하면 다음과 같다.

$x_{afd}=0.906$, $x_{ffd}=0.906$, $x_d=1.27$, $x_q=1.27$, $K_d=0.0805$, $H=0.476$, $r_{fd}=0.1034$, $\omega_0=377$, $V_t=1$, $r_d=0.073$, $r_q=0.073$

이 값들을 식 (15)에 대입하여 식 (16)과 같이 변형하면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix}\frac{d}{dt}(\Delta\delta)\\ \frac{d}{dt}(\Delta\omega)\\ \frac{d}{dt}(\Delta\psi_{fd})\\ \frac{d}{dt}(\Delta\psi_d)\\ \frac{d}{dt}(\Delta\psi_q)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0&-1&0&0&0\\ 0&-31.88&1087.8\psi_{q0}&396i_{q0}-1087.8\psi_{q0}&311.65\psi_{q0}-396i_{d0}\\ 0&0&-150&106.67&0\\ -377\cos\delta&\psi_{q0}&75.6&-75.6&377\\ -377\sin\delta&-\psi_{d0}&0&-377&-21.66\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\Delta\delta\\ \Delta\omega\\ \Delta\psi_{fd}\\ \Delta\psi_d\\ \Delta\psi_q\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ 396(P_{e0}-P_m)\\ 0\\ 0\\ 0\end{pmatrix} \quad \cdots\cdots(26)$$

식 (26)에서 $P_e=0.1$, $\delta=-0.014$ (rad)일 때의 행렬 A를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix}0&-1&0&0&0\\ 0&-31.88&-44.392&31.667&458.2\\ 0&0&-150&106.67&0\\ -376.963&-0.0408&75.6&-75.6&377\\ 5.278&-1.0069&0&-377&-21.66\end{pmatrix} \quad \cdots(27)$$

식 (27)에서 얻어진 Eigenvalue는

$\lambda_1=-15.87+j14.32$

$\lambda_2=-15.87-j14.32$

$\lambda_3=-157.16 \quad \cdots\cdots(28)$

$\lambda_4=-45.12+j366.21$

$\lambda_5=-45.12-j366.21$

이므로

$X_1=[\Delta\delta,\ \Delta\omega] \quad \cdots\cdots(29)$

$X_2=[\Delta\psi_{fd},\ \Delta\psi_d,\ \Delta\psi_q]$

로 나눌 수 있다. 이 경우 식 (25)처럼 간략화된 후의 행렬 A_1^*에서 구한 Eigenvalue는

$\lambda_1=-15.95+j14.27$

$\lambda_2=-15.95-j14.23 \quad \cdots\cdots(28)$

이다. 식 (28)과 식 (30)을 살펴보면 식 (16)으로 표시된 계통을 식 (25)로 표시된 계통으로 바꾸어도 계통에 큰 영향이 없음을 알 수 있다.

3. 동기화 한계

3.1 Digital Computer에 의한 해석방법

식 (25)로 표시된 계통을 각각의 기계적 출력〔從軸〕에 대하여 δ_2〔橫軸〕를 $-180°$에서 $180°$까지 변화시켜 해석하여 평면의 각 점의 pull-in, pull-out를 결정하여 pull-in되는 점들과 pull-out되는 점들 사이의 경계를 연결하여 동기화 한계 범위를 구한다. 이때 식 (25)를 전자계산기로 해석하기 위한 유통도는 그림 3과 같다.

3.2 전동기에 의한 실험

전자계산기에 의하여 구한 결과와 실제 전동기에 의하여 구한 결과를 비교해 보기 위하여 다음과 같은 방법으로 실험을 행하였다.

먼저 Strobe-Scope의 눈금을 동기속도로 맞추어 전동기의 회전축에 비친다. 그런 다음 유도전동기를 기

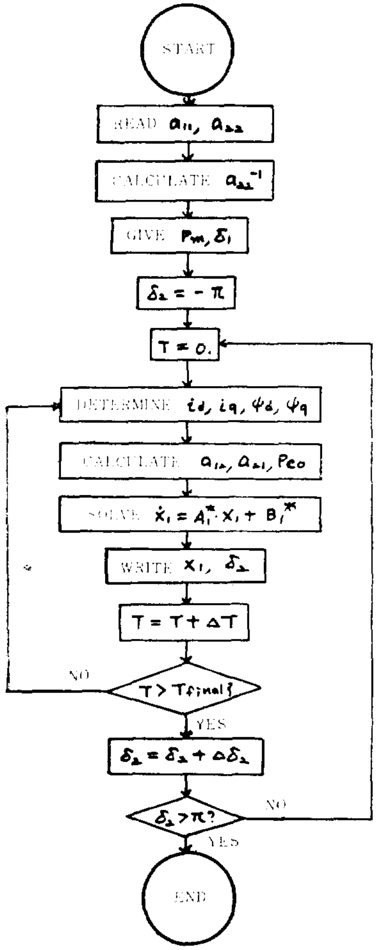

그림 3. $X_1 = A_1^* \cdot X_1 + B_1^*$를 풀기 위한 유통도

Fig. 3. Flow chart for solving $X_1 = A_1^* \cdot X_1 + B_1^*$

동시켜 회전속도가 n(r. p. m)이 되면 동기회전속도 n_0 (r. p. m)와의 차이인 (n_0-n) (r. p. m)에 해당되는 만큼 회전자의 상(像)이 회전한다. 그러면 각각의 기계적 출력에 대하여 스윗치를 닫는 순간의 상위치(像位置)와 pull-n되어 정상상태에 도달했을 때의 정지된 상위치를 비교함으로써 δ_2의 값을 알 수 있으므로 동기화 한계를 나타내는 곡선을 구할 수 있다. 단, 수식에서의 모든 각은 전기각(電氣角)이다.

3.3 결과 및 검토

전자계산기에 의하여 구한 동기화 가능범위는 그림 4에 표시된 곡선의 아랫 부분이 된다. 즉 그림 4의 곡선은 동기화 한계를 나타내고 있다. 이 그림에서 Δ로 표시된 점들은 전동기의 실험에 의하여 구하여진 각부하에 따른 동기화 한계점이다.

그림 5는 그림 4에 표시되어 있는 각점에 있어서의

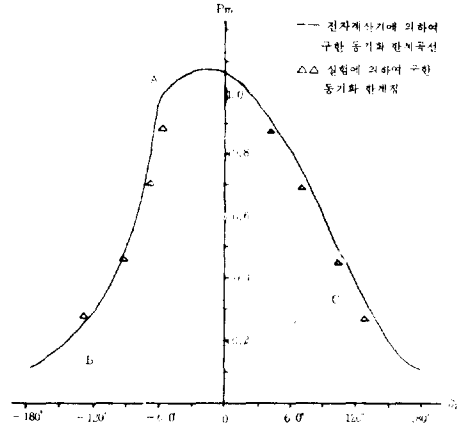

그림 4. 전자계산기 및 실험에 의하여 구한 동기화 한계의 비교

Fig. 4. Comparison with pulling-into-steps obtained by digital computer and motor experimentation.

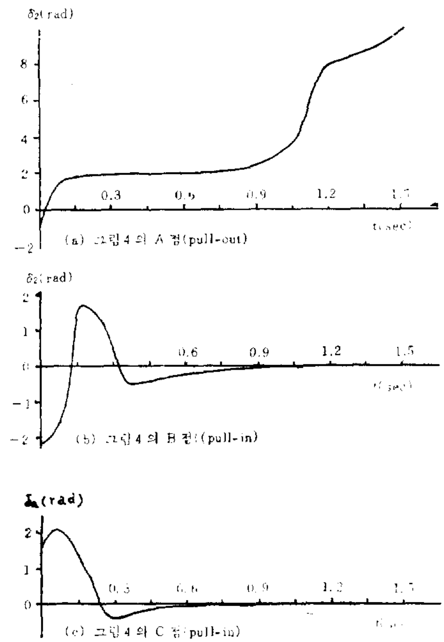

그림 5. 과도상태에서의 δ_2의 변화과정

Fig. 5. Varing process of δ_2 on transient State.

동기화 또는 비동기화 과정을 나타낸 것이다.

그림 4와 그림 5로부터 다음을 알 수 있었다.

1) 전부하(全負荷)의 11(%)의 부하가 걸릴 때까지는 δ_2의 전구간(全區間)에서 pull-in된다.

2) 전부하의 107(%) 이상의 부하가 걸리면 δ_2의 전구간에서 pull-out 된다.

3) 동기화 한계는 부하가 많이 걸릴수록 그 폭이 좁아진다.

4) 부하가 많이 걸릴수록 δ_2의 값이 부(負)인 경우가

정(正)인 경우보다 pull-in될 확률이 크다.

5) **일반 동기전동기와는 달리 회전자가 360° 또는 720° 더 회전한 뒤 동기화하는 경우는 없었다.**

6) 제동계수 K_d가 동기전동기에 비하여 크기 때문에 (K_d=18.35kg−m/slip) 동기화되는 경우나 되지않는 경우나 모두 δ_2의 심한 진동이 없이 행하여진다.

7) 같은 용량의 동기전동기에 비하여 계자권선의 시정수가 매우 짧고 동기화하는 시간도 매우 짧다.

5. 결 론

본 연구는 이제까지 동기전동기의 동기화 한계에 관한 연구가 많이 이루어졌던 반면 아직 연구 결과가 없는 권선형유도전동기를 동기전동기로 사용하고자 할때의 동기화 한계를 전자계산기에 의하여 구하고 이를 실험에 의한 값들과 비교하여 보았다. 그 결과 전동기의 특성방정식을 미소신호선형화한 후 연속준선형화방식 및상태변수의 집단화 방식을 적용하여 전자계산기로 해석하면 쉽게 그 해(解)를 얻을 수 있을뿐만 아니라 권선형 유도전동기를 동기전동기로 사용할때의 동기화한계에 관한 여러 사항을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

참 고 문 헌

1) 박 민호 : 유도기기, 동명사, 1970.

2) WALDO V. LYON: Transient Analysis of Alternating Current Machinery, John Wiley & Sons, Inc., 1954

3) 박 민호 : 「주파수 변경에 의한 동기전동기의 과도안정도 개선」, Coll. Eng. SNU. Rep. 2—66, p. 307~318.

4) 한송엽 : 「상변위에 의한 동기전동기의 과도안정도 개선」, 대한전기학회지, Vol. 21, No. 2, p. 20~24 1972

5) R. H. PARK: Two Reaction Theory of Synchronous Machines-Pt. 1, Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs., 1929, No. 48, p. 716~727 and 1933, No. 52, p. 352~354.

6) S. A. NASAR: Electromagnetic Energy Conversion Devices and Systems, Prentice-Hall, 1970

7) T. J. HAMMONS and D. J. WINNING: Comparisons of Synchronous-Machine Models in the Study of the Transient Behaviour of Electrical Power System Proc. IEE, Vol. 118, No. 10, p. 1442~1458, 1971

8) ANDREW P. SAGE: Optimum Systems Control, Prentice-Hall, 1968

9) J. T. Tou: Modern Control Theory, McGRAW-HILL, 1964

10) A. KUPPURAJULU and S. ELANGOVAN: 「Simplified Power System Models for Dynamic Stability Studies, IEEE Trans. PAS. Vol. PAS—90, No. 1, p.11~23, 1971