

동적 고성능 응답을 위한 유도 전동기의 근사적 비간섭 제어

Asymptotic Decoupled Control of Induction Motors for High Dynamic Performance

金 東 日* · 高 明 三** · 河 仁 重§ · 朴 載 華§§
(Dong-Il Kim · Myoung-Sam Ko · In-Joong Ha · Jae-Hwa Park)

요 약

최근에 들어 마이크로 프로세서 기술이 크게 발전함에 따라, 복잡한 제어 이론들을 산업계에 적용할 수 있게 되었다. Blaschke가 벡터 제어 이론(혹은 자속 기준 제어)을 제시한 이래 유도 전동기의 동적 고성능 응답에 관한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 근래에는 미분 기하 이론의 결과들이 유도 전동기 제어에 적용되었으며 이 접근 방식에서는 유도전동기의 비선형 방정식을 비선형 피이드백에 의해 선형화한 후 선형 제어 이론을 적용하였다. 본 논문에서는 회전자 자속과 속도 응답사이에 간섭이 일어나지 않게 유도 전동기를 제어하여 동적 고성능 응답을 얻었다. 이를 위해 최근에 개발된 비선형 제어 이론을 적용하였으며 회전자 자속은 회전자 방정식으로 부터 추정하였다. 회전자 자속의 추정오차가 0이 되면 제안한 제어기에 의해 유도 전동기의 회전자 자속과 속도의 동특성은 선형이 된다. 한편 회전자 저항의 변화에 대한 제어 특성의 저하를 최소화하기 위하여 회전자 저항 추정 방법을 사용하였다. 제안한 제어기를 가진 유도 전동기 페루우프 시스템의 동특성을 분석하고 제어기의 성능을 보이기 위해 시뮬레이션과 실험을 행하였다. 실험 결과를 통하여 최근에 개발된 비선형 제어 이론을 실제로 유도전동기 제어에 적용할 수 있음을 보였다.

Abstract- In this paper, we attempt to achieve high dynamic performance by means of decoupled control of rotor speed and flux. Recently developed nonlinear feedback control theories are utilized. The rotor fluxes are estimated based on the rotor circuit equations. When the estimation error of the rotor flux tends to zero, the rotor speed and flux dynamic characteristics of the induction motor with our controller become linear. To minimize the deterioration of control performance, we use an identification algorithm for the rotor resistance. We analyze the dynamic behavior of the closed loop system with our controller. Both simulation and experimental results are included to demonstrate the practical significance of our result. In particular, our experimental results show that recently developed nonlinear feedback control techniques are of practical use in control of induction motors.

1. 서 론

최근에 들어 마이크로 프로세서 기술이 크게 발전함에 따라, 복잡한 제어 이론들을 실제로 산업계에 적용할 수 있게 되었다. 유도 전동기의 경우 Blaschke가 고성능 응답을 얻기 위한 벡터 제어(vector control) 혹은 자속 기준 제어(field oriented control) 방식을 제시한 이래[1], 마이크로 프로세서 및 전력용 반도체 기술에 힘입어 이의 실현에 관한 연구가 활발하게 진행되어 왔다. [2] 벡터 제어 방식을 채택하면 고정자전류를 자속 성분과 토오크 성분으로 상호 분리하여 제어할 수 있어 유도전동기를 타 여자 직류 전동기와 유사하게 운전할 수 있다.

유도 전동기를 구동하는 데 있어, 고정자 전류에 대한 토오크 발생을 높이기 위한 가장 바람직한 방법은 유도 전동기가 완전한 선형 비간섭 시스템의 특성을 가지도록 제어하는 것이다. 그러나 유도전동기를 벡터 제어하면, 제어특성이 선형에 가까워지나 여전히 고정자전류들 사이에 존재하는 비선형 간섭항들에 의해 영향을 받는다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 d , q 축 고정자 전류들 사이에 존재하는 비선형 역기전력 항들을 보상하는 방법들이 제시되었지만 [3]~[7], 이러한 방법들은 유도 전동기가 완전한 선형 시스템의 특성을 가지도록 제어하지 못하는 결점을 가지고 있다.

한편 근래에 들어 비선형 시스템을 선형 시스템으로 변환시키는 미분기하(differential geometry) 이론에 기초를 둔 비선형 제어 이론이 활발하게 연구되어 왔으며[8~12], 그러한 연구들의 결과가 유도 전동기제어[13~15] 및 기타 전기기기 제어에 응용되었다[16~17]. 비선형 피이드백을 통하여 선형 시스템으로 변환시킬 수 있고, 원하는 동특성을 얻기 위하여 변환된 시스템에 선형 제어 이론을 적용시킬 수 있다.

본 논문에서는 고성능 응답 특성을 얻기 위하여 유도 전동기에 비선형 제어 이론을 적용시켜, 회전자 자속 응답과 속도 응답 사이에 간섭 현상이

존재하지 않는 선형 시스템으로 변환시키고자 한다. 본 논문에서 제안한 제어 방법은 마이크로 프로세서를 사용하여 실현 하기가 간편하며 회전자 자속이 오차없이 검출된다면, 유도 전동기를 정상 상태뿐만 아니라 과도상태에서 선형 시스템의 특성을 가지도록 제어할 수 있다.

유도 전동기의 회전자 자속 검출 방식으로는, 자속 검출 코일(flux sensing coil)이나 홀 프루브(hall probe)를 사용한 직접 측정 방식[1], [18]과 회전자의 상태 방정식을 근거로 자속을 추정하는 간접 측정 방식 [5], [19]이 알려져 있다. 본 논문에서는 경제적인 면과 실용적인 면을 고려하여 후자의 방법을 채택하였다.

제안한 제어기는 유도 전동기의 모델링이 정확한 경우, 회전자 자속 관측자의 추정 오차가 시간이 경과하여 0가 되면 유도 전동기가 항상 선형시스템의 동특성을 가지도록 제어하게 된다.

그런데 유도전동기의 가장 중요한 파라미터인 회전자 저항은 기계 온도에 따라 크게 변하며, 그 변화는 간접 측정 방식에 의한 회전자 자속 측정의 정도에 크게 영향을 미친다. 뿐만 아니라, 회전자 자속의 정보를 필요로 하고 회전자 저항에 관련된 계수를 가진 제안한 제어기의 성능에도 크게 영향을 준다. 그러므로 회전자 저항의 변화에 따른 제어성능의 저하를 최소화하기 위하여 회전자 저항 추정 방법을 사용하였다.

한편 제안한 제어 방법에 의해서 구동되는 유도 전동기 페루우프시스템의 동특성 해석은 시스템 제어의 관점에서 볼때 매우 중요하다. 그러므로 본 논문에서는 유도전동기 페루우프 시스템의 동특성을 Lyapunov-like 방법에 의해 분석하고자 한다. 그리고 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 제어 방법에 의해 구동되는 유도 전동기의 응답 특성을 조사하고, 최근에 개발된 비선형 제어 이론을 실제로 유도전동기의 제어에 적용할 수 있음을 입증하고자 한다.

2. 본 론

극대수 p 를 가진 유도 전동기의 상태 방정식은 임의의 동기 각속도 ω_s 로 회전하고 있는 d - q 축에서 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + \omega_s i_{qs} + a_2 \phi_{dr} + p a_3 \omega_r \phi_{qr} + c V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -\omega_s i_{ds} + a_1 i_{qs} - p a_3 \omega_r \phi_{dr} + a_2 \phi_{qr} + c V_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} &= -a_4 \phi_{dr} + a_5 i_{ds} + (\omega_s - p \omega_r) \phi_{qr} \\ \dot{\phi}_{qr} &= -a_4 \phi_{qr} + a_5 i_{qs} - (\omega_s - p \omega_r) \phi_{dr} \end{aligned}$$

*正 會 員 : 三星電子 로보트 및 自動化 開發部 근무 工 博

**正 會 員 : 서울대 工大 制御計測工學科 教授 · 工 博

§正 會 員 : 서울대 工大 制御計測工學科 助教授 · 工 博

§§正 會 員 : 三星綜合技術員 근무

接受日 字 : 1988年 9月 1日

1次修正 : 1989年 1月 12日

2次修正 : 1989年 5月 9日

3次修正 : 1989年 10月 12日

$$\dot{\omega}_r = (-B\omega_r + T_e - T_L)/J \quad (2.1)$$

여기서 T_e 는 유도 전동기의 발생 토오크이고 아래의 식과 같이 주어진다.

$$T_e = K_T(\phi_{ar}i_{as} - \phi_{ar}i_{qs}) \quad (2.2)$$

식 (2.1)에서 V_{ds} , V_{qs} , ω_s 는 제어 입력이고 J , B , K_T , c , a_i ($i=1, \dots, 5$)들은 유도 전동기의 파라미터들을 나타낸다. 앞으로 사용될 파라미터들은 기호 설명에서 상술한다.

식 (2.1), (2.2)로 표시되는 유도 전동기의 상태 방정식에서 ω_s 를 다음과 같이 선택하면

$$\omega_s = p\omega_r + a_5 \frac{i_{qs}}{\phi_{ar}} \quad (2.3)$$

충분한 시간이 지나 ϕ_{qr} 이 0이 되었을 때, 유도 전동기의 동특성은 다음의 상태 방정식에 의해 결정된다. 이 경우 d - q 축은 회전자 자속 벡터와 동기되어 회전하게 된다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{as} &= -a_1 i_{as} + \omega_s i_{qs} + a_2 \phi_{ar} + c V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -\omega_s i_{as} - a_1 i_{qs} - p a_3 \omega_r \phi_{ar} + c V_{qs} \\ \dot{\phi}_{ar} &= -a_4 \phi_{ar} + a_5 i_{as} \\ \dot{\omega}_r &= (-B\omega_r + K_T \phi_{ar} i_{qs} - T_L)/J \end{aligned} \quad (2.4)$$

이제 ω_s 를 식 (2.3)과 같이 제어하여 ϕ_{qr} 이 0이 된 경우의 유도 전동기 상태 방정식 (2.4)를 선형 상태 방정식으로 변환하기 위한 제어기를 구성한다. 이를 위하여 먼저 입력 \bar{V} 와 이때의 출력 y_m 을 다음과 같이 선택한다.

$$\bar{V} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_s i_{qs} + u_1}{c} \\ \frac{p\omega_r(i_{as} + a_3 \phi_{ar}) + u_2}{\phi_{ar}} \end{bmatrix}$$

$$y_m = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

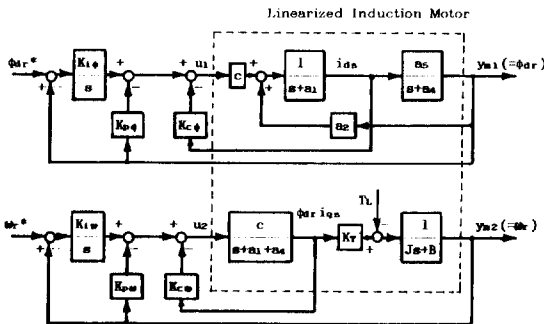


그림 2.1 선형 비간섭 시스템 (2.6)의 블록 선도
Fig. 2.1 The block diagram of the decoupled linear systems(2.6)

그러면 식 (2.5)의 제어기에 의해 상태 방정식 (2.4)는 다음과 같은 선형 비간섭 시스템으로 변환되어 진다.

$$\begin{aligned} \dot{\bar{Z}}_m &= \bar{A}\bar{Z}_m + \bar{B}u + \bar{H}T_L \\ y_m &= \bar{C}\bar{Z}_m \end{aligned} \quad (2.6)$$

여기서 $u = [u_1 \ u_2]^T$ 는 선형 비간섭 시스템에서의 새로운 입력들이며, 행렬 \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} , \bar{H} 들은 블록 A에 자세히 설명되어 있다. 식 (2.6)은 식 (2.5)에 의해서 제어되는 시스템 (2.4)를 다음의 상태 변환을 이용하여 표시하면 쉽게 얻어짐을 알 수 있으며

$$\begin{aligned} \bar{Z}_m &= [\bar{Z}_{m1} \ \bar{Z}_{m2} \ \bar{Z}_{m3} \ \bar{Z}_{m4}]^T \\ &= [i_{as} \ \phi_{ar} \ \phi_{ar} i_{qs} \ \omega_r]^T \end{aligned} \quad (2.7)$$

그 블록 선도는 그림 2.1의 점선으로 표시된 부분으로 나타낼 수 있다. 여기서 주목해야 할 점은 식 (2.3)~(2.5)로 구성되는 페루우프 시스템의 입출력 동특성은 상태변환 (2.7)에 의해서 선형 비간섭 시스템 (2.6)으로 변환되더라도 변하지 않는다는 것이다. 식 (2.6)의 블록선도는 식 (2.3)과 (2.5)의 비선형 제어기가 회전자 자속과 속도 사이에 간섭이 일어나지 않게 제어할 수 있음을 보이고 있다. 그러나 이를 위해서는 회전자 자속의 정보를 정확하게 알아야 한다. 그런데 회전자 자속을 검출하는 데 있어 자속 검출 코일이나 홀루프브를 이용한 회전자 자속의 직접 측정시에는, 이러한 센서들을 유도 전동기의 고정자에 정착해야 하며 저속에서의 자속 측정이 정확하지 못하다. 이에 비해 회전자 방정식을 이용한 간접 측정시에는, 자속 관측자를 사용하기 때문에 이러한 난점을 피할 수 있으며, 경제적으로도 이점이 있다.

본 논문에서는 회전자 자속을 간접 측정하고 있으며, 이 경우 식 (2.3)과 (3.5)의 제어기들은 실제 적용시 다음과 같이 변형된다.

$$\bar{V} = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\omega_s i_{qs} + \hat{u}_1}{c} \\ \frac{p\omega_r(i_{as} + a_3 \hat{\phi}_{ar}) + \hat{u}_2}{\hat{\phi}_{ar}} \end{bmatrix}$$

$$\omega_s = p\omega_r + a_5 \frac{i_{qs}}{\hat{\phi}_{ar}} \quad (2.8)$$

여기서 $\hat{\phi}_{ar}$ 는 벡터 제어에서 일반적으로 사용되는 개루우프 자속 관측자 [5], [19]로부터 얻어지는 회전자 자속의 추정값이다:

$$\hat{\phi}_{ar} = -a_4 \hat{\phi}_r + a_5 i_{as} \quad (2.9)$$

이제 회전자 자속값을 위와 같이 추정할 경우 유

도 전동기의 회전자 자속과 속도를 원하는 값에 추종시키기 위하여, 비선형 제어기 (2.8)에 의해 제어되는 유도 전동기 시스템의 새로운 입력 $\hat{u} = [\hat{u}_1 \ \hat{u}_2]^T$ 를 다음과 같이 선택한다.

$$\begin{aligned} \hat{u}_1 &= -K_{c\phi} i_{as} - K_{p\phi} \hat{\phi}_{ar} + K_{i\phi} \int_0^t (\phi_{ar}^* - \hat{\phi}_{ar}) dt \\ \hat{u}_2 &= -K_{c\omega} \hat{\phi}_{ar} i_{qs} - K_{p\omega} \omega_r + K_{i\omega} \int_0^t (\omega_r^* - \omega_r) dt \end{aligned} \quad (2.10)$$

식 (2.10)의 제어기는 IP제어기의 형태를 가지고 있다. 일반적으로 IP제어기는 PI제어기에 비해 과도 상태에서 우수한 동특성을 보장한다. [20] 식 (2.10)에서 ϕ_{ar}^* 와 ω_r^* 는 각각 ϕ_{ar} 과 ω_r 에 대한 기준 명령값들이고 $K_{c\phi}$, $K_{i\phi}$, $K_{p\phi}$, $K_{c\omega}$, $K_{i\omega}$, $K_{p\omega}$ 들은 제어 이득 값들을 나타낸다.

앞으로 정리 2.1에서는 식 (2.8)~(2.10)으로 구성되는 제어기에 의해 구동되는 유도 전동기의 입출력 동특성은 다음의 선형 비간섭 시스템의 입출력 동특성을 근사적으로 추종함을 보이고자 한다.

$$\begin{aligned} \dot{z}_m &= Az_m + Bu^* + \hat{H}T_L \\ y_m &= Cz_m \end{aligned} \quad (2.6)$$

여기서 $u^* = [\phi_{ar}^* \ \omega_r^*]^T$ 이고 행렬 A, B, C, \hat{H} 들은 부록 A에 자세히 설명되어 있다. 식 (2.6)에서의 z_m, y_m 은 뒤에서 설명한다. 그림 2.1은 선형 비간섭 시스템 (2.6)의 블록 선도를 나타내고 있다. 이제 정리 2.1을 설명하기에 앞서 몇 가지 예비단계를 도입한다. 먼저 상태 변수 $x_1 \triangleq i_{as}$, $x_2 \triangleq \phi_{ar}$, $x_3 \triangleq \int_0^t (\phi_{ar}^* - \hat{\phi}_{ar}) dt$, $x_4 \triangleq i_{qs}$, $x_5 \triangleq \omega_r$, $x_6 \triangleq \int_0^t (\omega_r^* - \omega_r) dt$, $x_7 \triangleq \phi_{qr}$, $x_8 \triangleq \hat{\phi}_{ar}$ 들로 구성되는 상태 변수 공간 $x = [x_1 \dots x_8]^T$ 을 정의하고 $y \triangleq [\phi_{ar} \ \omega_r]^T$ 을 정의하면 식 (2.1), (2.2), (2.8)~(2.10)으로 구성되는 유도 전동기 페루우프 시스템을 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\dot{x} = F(x) - G(x)u^* + HT_L, y = Lx \quad (2.11)$$

식 (2.11)의 행렬 F, G, H, L 들은 부록 A에 자세히 설명되어 있다. 그런데 이 페루우프 시스템은 그 구조가 매우 복잡하여 동특성을 해석하기가 쉽지 않다. 이러한 난점을 피하기 위하여 새로운 상태 벡터 $\omega \triangleq [z^T e^T]^T \triangleq [z_1 \dots z_6 \ e_1 \ e_2]^T$ 을 정의하고, 다음과 같은 상태변환을 이용하면

$$\omega \triangleq T(x) = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ (x_2 x_4) \ x_5 \ x_6 \ x_7 \ (x_2 - x_8)]^T \quad (2.12)$$

식 (2.11)은 아래의 식으로 변환되어 진다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \begin{bmatrix} \dot{z} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Az + f(x)e + Bu^* + \hat{H}T_L \\ h(\omega)e \end{bmatrix} \\ y &= Cz \end{aligned} \quad (2.13)$$

식 (2.13)의 행렬 f, h, A, B, \hat{H}, C 들은 부록 A에 자세히 설명되어 있다. 한편 식 (2.6)'에서의 z_m, y_m 은 식 (2.13)에서 $e=0$ 인 경우에 대한 상태변수와 출력을 나타낸다.

식 (2.12)의 상태 변화는 식 (2.11)과 (2.13)사이에만 관계되기 때문에 두 시스템들의 입출력 특성은 서로 같다. 그러므로 식 (2.13)의 입출력 특성을 조사하면 식 (2.11)의 입출력 특성을 알 수 있다. 먼저 정리 2.1을 기술하기 전에 변환된 페루우프 시스템 (2.13)과 최종적으로 얻고자 하는 선형 비간섭 시스템 (2.6)'사이의 관계를 설명한다.

만약 유도 전동기의 모델링이 정확하다면 $e=0$ (즉, $\phi_{ar} = \hat{\phi}_{ar}, \phi_{qr} = 0$)인 경우 식 (2.1)과 (2.2)로 표시되는 유도 전동기는 제어기 (2.8)에 의해 선형 비간섭 시스템 (2.6)으로 변환되고, 제어기 (2.10)에 의해 원하는 동특성을 얻게 된다. 다시 말하면 이 경우 제안한 제어기 (2.8)~(2.10)은 과도 상태와 정상 상태에서 회전자 자속과 속도 응답사이에 간섭이 일어나지 않게 제어하며, u^* 와 T_L 이 일정한 상수로 주어질 경우 정상 상태에서 y 는 u^* 를 추종하게 된다.

그러므로 이 경우 시스템 (2.13) 즉 (2.11)은 선형 비간섭 시스템 (2.6)'로 동작하게 된다. 실제로 제안한 제어 알고리즘을 마이크로프로세서로 수행할 때, 회전자 자속 관측자의 오차는 유도 전동기가 구동되기 시작한 후 매우 짧은 시간내에 사라지며 이후 유도 전동기는 선형 비간섭시스템 (2.6)'로 동작하게 된다.

이제 정리 2.1을 설명한다.

정리 2.1 다음의 두가지 가정

- 가정 1. A가 안정한 행렬(stable matrix)이다.
- 가정 2. $u^* : [0, \infty) \rightarrow \mathcal{Q}_1 \times \mathcal{Q}_2$, $T_L : [0, \infty) \rightarrow \mathcal{Q}_T$ 및 $x(0) \in \mathcal{Q}_x$ 에 대하여 시스템 (2.11)이 유일해 $x : [0, \infty) \rightarrow \mathcal{Q}_x$ 를 가진다.

하에서 제어기 (2.8)~(2.10)은 다음의 관계식을 만족시킨다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|y - y_m\| \rightarrow 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \phi_{qr} \rightarrow 0 \quad (2.14)$$

그리고 만약 u^* 와 T_L 이 상수이면 다음의 관계식이 성립한다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y - u^*| \rightarrow 0 \tag{2.15}$$

증명

$Q \in R^{6 \times 6}$ 가 positive definite symmetric 행렬이라고 하자. 그러면 가정 1에 의해 다음의 식을 만족하는 positive definite 행렬 $P \in R^{6 \times 6}$ 가 존재하게 된다.

$$A^T P + P A = -Q \tag{2.16}$$

식 (2.13)의 $f(x)e$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\phi(w) \triangleq f(x)e \tag{2.17}$$

한편 식 (2.12)의 T 는 compact mapping이므로, $T(Q_x)$ 는 R^8 의 compact subset이며 f 는 $T(Q_x)$ 에서 연속이다. 이러한 사실과 가정 2로부터

$$|\phi(w)| \leq a|e| \tag{2.18}$$

을 만족하는 $a > 0$ 이 존재하게 된다. 이제 다음과 같은 관계식을 만족하는 $\gamma > 0$ 을 선택하고

$$2a_1 \lambda_m(Q) > a^2 \gamma \|P\|^2 \tag{2.19}$$

이 관계식을 이용하여 positive definite의 성질을 만족하는 A 를 아래와 같이 정의한다.

$$A \triangleq \begin{bmatrix} 2a_1 & -a\gamma \|P\| \\ -a\gamma \|P\| & \gamma \lambda_m(Q) \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

그리고 유도 전동기의 모델링이 정확하다면, 식 (2.1), (2.2), (2.8)~(2.10)으로 이루어지는 페루우프 시스템과 등가인 시스템 (2.13)의 상태 변수들과 최적적으로 얻고자 하는 선형 비간섭 시스템 (2.6)의 상태 변수들 사이의 차 $z - z_m$ 을 e_m 으로 정의하면 다음의 관계식을 구할 수 있다.

$$\dot{e}_m = A e_m + \phi(w) \tag{2.21}$$

$$\dot{e} = h(w)e$$

$$y - y_m = C e_m \tag{2.22}$$

이제 다음과 같은 Lyapunov-like 함수를 정의하면

$$V \triangleq e^T e + \gamma e_m^T P e_m \tag{2.23}$$

식 (2.16), (2.18)~(2.21)로부터 다음의 관계식이 만족하게 된다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -2a_1 e^T e - \gamma e_m^T Q e_m + 2\gamma e_m^T P \phi(w) \\ &\leq -2a_1 |e|^2 - \gamma \lambda_m(Q) |e_m|^2 + 2\gamma a |e_m| \|P\| |e| \\ &= -[|e| \quad |e_m|] A [|e| \quad |e_m|]^T \\ &\leq -\lambda_m(A) [|e| \quad |e_m|]^T \end{aligned} \tag{2.24}$$

한편 식 (2.20)에 의해서

$$\lambda_m(A) > 0 \tag{2.25}$$

이 성립하므로 식 (2.23)~(2.25)로부터 식 (2.14)가 증명됨을 알 수 있다. 이제 식 (2.15)를 증명하기 위하여 u^* 와 T_L 이 상수라고 하면 그림 2.1과 가정 1로부터 아래의 식이 성립함을 알 수 있다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y_m - u^*| \rightarrow 0 \tag{2.26}$$

그러므로 식 (2.14), (2.26)과 다음의 관계식으로부터 식 (2.15)는 쉽게 증명된다.

$$|y - u^*| \leq |y - y_m| + |y_m - u^*| \tag{2.27}$$

이제 가정 1과 가정 2를 도입한 이유를 설명한다. 가정 1은 식 (2.16)을 얻기 위하여 필요하며, 그림 2.1에서 알 수 있듯이 제어이득 $K_{c\phi}$, $K_{i\phi}$, $K_{p\phi}$, $K_{c\omega}$, $K_{i\omega}$, $K_{p\omega}$ 들을 Routh-Hurwitz 조건을 만족시키도록 적당히 선택하면 항상 만족시킬 수 있다. 가정 2는 정리 2.1의 증명을 간단히 하기 위하여 도입하였다. $\Omega_1 \times \Omega_2$, Ω_r , $x(0)$ 의 존재 범위를 제한하면 가정 2는 필요하지 않지만 이 경우 정리 2.1의 식 (2.14)와 식 (2.15)는 전 영역이 아닌 국소 영역에서만 성립하며 그 증명도 보다 복잡하게 된다.

본 논문에서 제안한 제어기의 특징을 최근에 발표된 연구 결과의 특징들과 비교하면 다음의 두 가지로 요약할 수 있다.

1. Krezmiński는 $\phi_{ar} = \hat{\phi}_{ar}$, $\phi_{qr} = 0$ 인 경우에 회전자속과 속도사이에 간섭이 일어나지 않게 제어하는 비선형 제어기를 제시하였으나, 본 논문의 결과 보다 복잡한 형태를 가지고 있다. 그리고 회전자속 측정 방법과 실험 결과에 대한 언급을 하지 않았다. Ho와 Sen의 제어기는 일정 회전자속 하에서 본 논문에서와 비슷한 특성을 나타내지만, 완전한 상태방정식을 토대로 설계 되지 않았고 유도 전동기 방정식의 역방정식으로 부터 구성되었다. [21]
2. 식 (2.9)의 개루우프 자속 관측자 대신에 페루우프 자속 관측자, [22] [23]를 사용하면 회전자속 관측의 수렴 속도를 더 빠르게 할 수 있다. 그러나 개루우프 자속 관측자도 전동기 시상수에 비해 충분히 빠른 시간내에 제안한 제어기가 유도 전동기를 선형 비간섭 시스템으로 제어할 수 있게 하는 수렴 속도를 가지고 있다.

3. 회전자 저항 추정 방법

유도 전동기의 파라미터중에서 회전자 저항은 기계온도에 따라 크게 변한다. 회전자 저항의 변

화는 회전자 저항의 정보가 필수적인 유도 전동기 제어기의 성능을 크게 저하시킨다. 물론 회전자 저항을 제외한 다른 파라미터들도 변화하지만, 비교적 그 변화 정도가 작기 때문에 유도전동기의 제어기 설계에 있어서 회전자 저항(즉 회전자 시상수)의 변화가 가장 중요하게 고려된다.

따라서 회전자 저항의 변화에 따른 제어기 성능의 저하를 보상하기 위하여 회전자 저항(회전자 시상수) 추정 방법들이 제시되었다. [5, 26, 27] 회전자 저항 추정 방법들에서는 일반적으로 다음과 같은 가정들을 도입하고 있다.

- 1) 유도 전동기의 온도는 서서히 변하며, 따라서 회전자 저항도 서서히 변한다. 즉 기계온도의 변화가 동적 응답보다 충분히 느리다.
- 2) 회전자 저항을 제외한 유도 전동기 파라미터들은 온도 변화에 대하여 둔감하고 미리 알려져 있다.

본 논문에서는 이러한 가정들하에서 Kim등이 제시한 결과[26]를 이용하여 회전자 저항의 변화를 추정한다.

회전자 저항의 변화는 다음의 식들로부터 구할 수 있다.

$$\Delta R_r = -R_r^* + \sqrt{|R_r^*|^2 + |L_r|^2 K_0} \quad (3.1)$$

여기서

$$\begin{aligned} K_0 &= -K_1 K_2 / (1 + K_1) \\ K_1 &= \Delta P |R_r^*|^2 / L_r \omega_s |\omega_{s1} \phi_{ar}^*|^2 \\ K_2 &= |a_4^*|^2 + |\omega_{s1}|^2 \\ \Delta P &= \hat{u}_1 i_{qs} - \hat{u} / M + L_s \omega_{s1} |i_{ds}|^2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

이고 ΔR_r 은 회전자 저항의 변화량, R_r^* , Q_4^* 는 변화하기 이전의 회전자 저항값과 a_4 의 값을 각각 나타낸다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

시뮬레이션과 실험에서는 정격 출력 2.2kW정격 속도 1750rpm의 4극 농형 유도 전동기를 사용하였으며, 이 유도 전동기의 파라미터는 표 4.1에 수록되어 있다. 시뮬레이션과 실험을 위하여 제어기의 이득들은 다음과 같이 선택하였다.

$$\begin{aligned} K_{p\omega} &= 34.0 & K_{i\phi} &= 403.0 & K_{c\phi} &= 3.0 \\ K_{p\omega} &= 0.43 & K_{i\omega} &= 2.0 & K_{c\omega} &= 0.522 \end{aligned} \quad (4.1)$$

제안한 제어기를 유도 전동기 제어에 적용하기 위하여, 그림 4.1에 도시된 바와 같이 16비트 마이크로 프로세서 MC6800시스템 (CPU클럭 8 MHz), 최대 정격 3.5KW의 PWM트랜지스터 인

표 4.1 실험 대상 유도 전동기의 파라미터
Table 4.1 Nominal parameters of the tested induction motor.

220V/380V, 60Hz, Delta-Connected Stator			
R_s	0.687Ω	R_r	0.842Ω
L_s	83.97mH	L_r	85.28mH
M	81.36mH	J	0.03Kgm ²
B	0.01Kgm ² /s	σ	0.0756
i_{ds} (rated)	5.9A	i_{qs} (rated)	11A

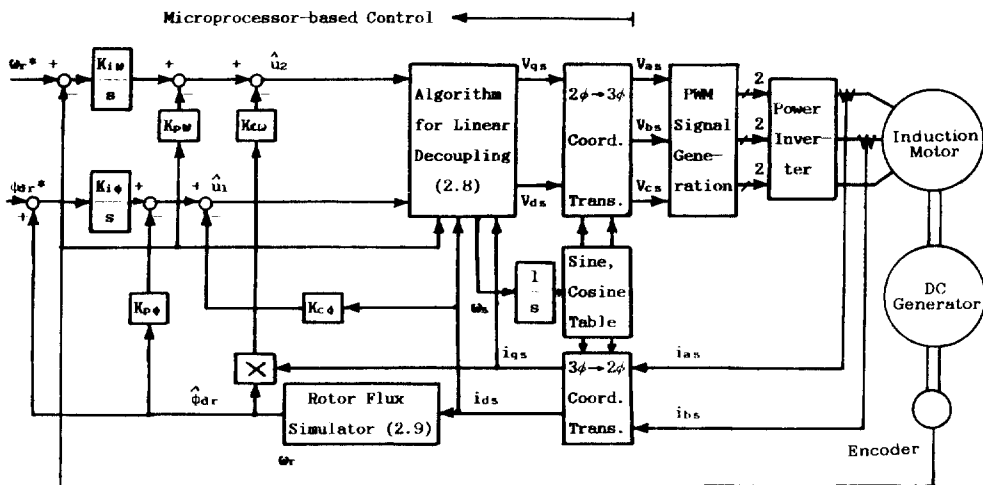


그림 4.1 제어 시스템의 구성도
Fig. 4.1 Configuration of the control system.

버터 및 유도 전동기로 제어시스템을 구성하였다. 그리고 부하 실험을 위하여 정격 출력 2.2kW, 정격 속도 1750rpm의 직류 발전기를 유도 전동기에 접속하였다.

마이크로 프로세서와 유도 전동기 사이의 신호 전송은 12비트 A/D변환기, 12비트 D/A 변환기, 6821PIA를 통해서 이루어 졌으며, 회전자속도와 위치는 6840카운터/타이머와 분해능이 4000pules/rev인 엔코더에 의해서 검출되었다.

그림 4.1에서 2상~3상 좌표 변환은 고정자 $d-q$ 축 전압에 대한 제어 출력을 유도 전동기에 가해지는 상전압의 정보로 변환하는 데 필요하며, 그 변환식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta_s & \cos \theta_s \\ -\sin(\theta_s + \pi/3) & -(\theta_s - \pi/6) \\ -\sin(\theta_s - \pi/3) & -\sin(\theta_s + \pi/6) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

여기서 $\theta_s = \int \omega_s dt$ 이다. 한편 3상-2상 좌표 변환은 측정된 상전류를 회전하는 $d-q$ 축에서의 전류값으로 변환시키며, 이에 관한 변환식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_s - \pi/6) & -\cos \theta_s \\ \sin(\theta_s + \pi/3) & \sin \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

식 (2.8)~(2.10), (4.2), (4.3)으로 구성되는 제어 알고리즘은 마이크로 프로세서 내에서 0.5mS의 주기를 가지고 연산되었다. 그림 4.2는 실험에서 사용된 유도 전동기-직류 발전기 세트를 보이고 있다.

시뮬레이션과 실험에서는 세 가지 경우의 입력에 대한 출력을 조사함으로써, 제안한 제어기의

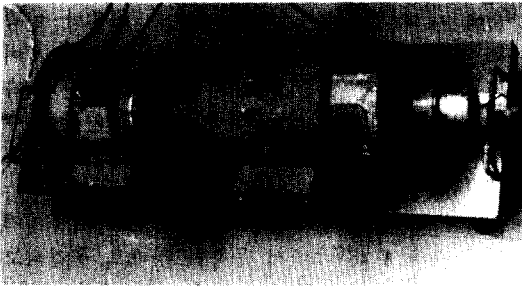


그림 4.2 유도 전동기-직류 발전기 세트
Fig. 4.2 Induction motor-DC generator set

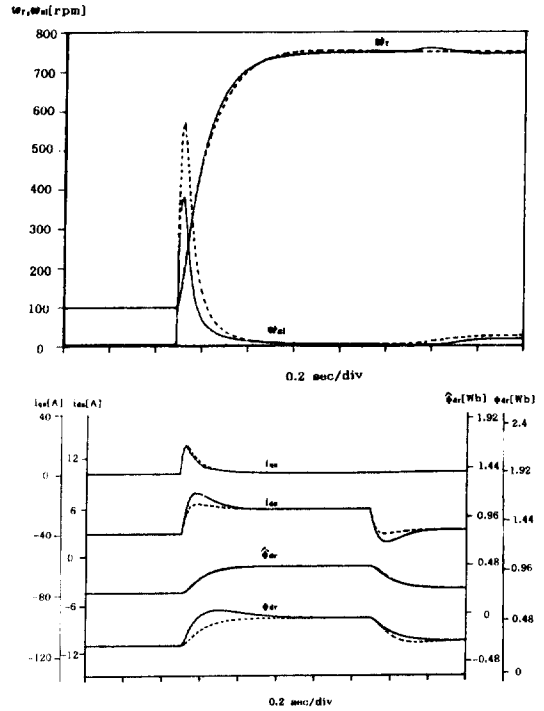


그림 4.3 (a) 회전자 저항에 50%의 오차가 있는 경우에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 4.3 (a) Simulation results for the case of a 50% estimation error in R_r .

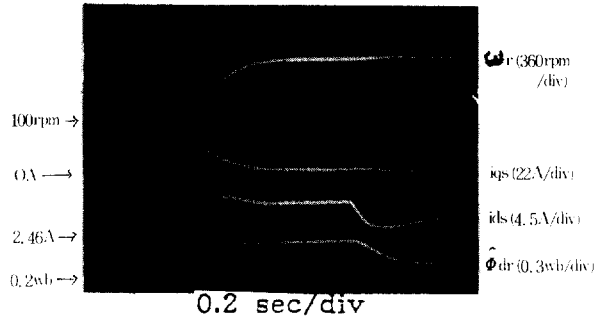


그림 4.3 (b) 회전자 저항에 50%의 오차가 있는 경우에 대한 실험 결과
Fig. 4.3 (b) Experimental results for the case of a 50% estimation error in R_r .

성능을 분석하였다.

먼저 회전자 저항에 오차가 있을 경우 제안한 제어기의 성능을 보이기 위하여, 시뮬레이션과 실험에서 회전자 저항을 실제값으로부터 50%의 오차를 가지고 있다고 가정하였다. 이 경우 회전자 저항값은 0.42Ω 에 해당한다. 초기상태에서 유도

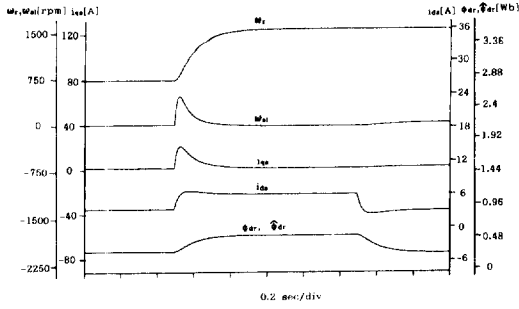


그림 4.4 (a) 회전자 저항을 추정한 경우에 대한 시뮬레이션 결과
 Fig. 4.4 (a) Simulation results for the case of R_r adaptation.

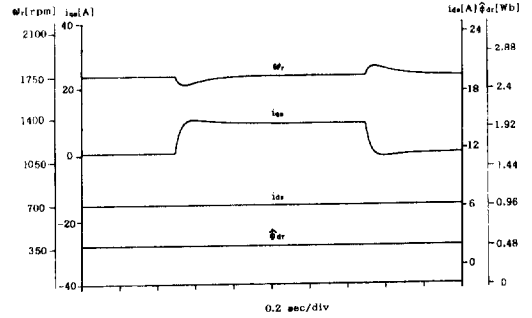


그림 4.5 (a) 구형과 부하 토오크에 대한 시뮬레이션 결과
 Fig. 4.5 (a) Simulation results for a rectangular load torque.

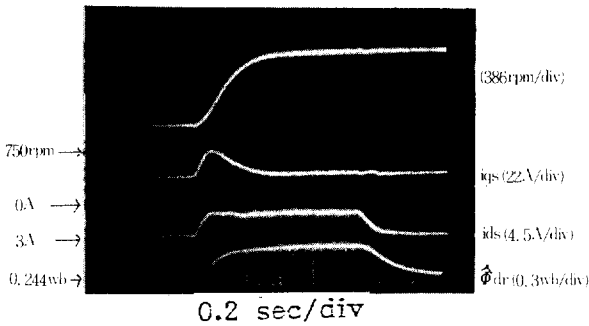


그림 4.4 (b) 회전자 저항을 추정한 경우에 대한 실험 결과
 Fig. 4.4 (b) Experimental results for the case of R_r adaptation.

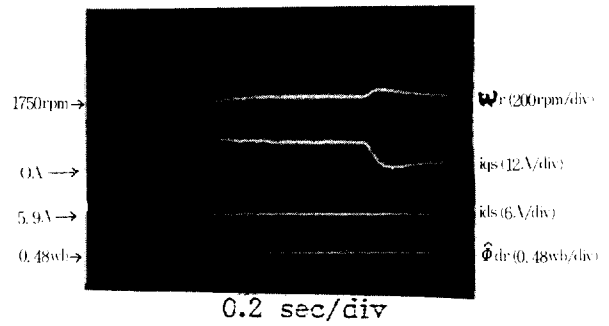


그림 4.5 (b) 구형과 부하 토오크에 대한 실험 결과
 Fig. 4.5 (b) Experimental results for a rectangular load torque.

전동기는 50%의 오차를 가진 회전자 저항값을 토대로 계산된 제어기에 의해 무부하 상태로 회전자 속도 100rpm, 회전자 자속 0.2Wb에서 정상상태 운전되고 있다.

이 상태에서 회전자 속도와 자속 명령을 각각 750rpm, 0.48Wb로 동시에 변화시키고, 1초 후에 회전자속도 명령은 계속 일정하게 유지하면서 회전자 자속명령만 0.244Wb로 감소시켰다. 그림 4.3의 시뮬레이션과 실험결과는 회전자 저항에서의 오차 때문에 제안한 제어기에 의해 구동되는 유도 전동기의 동특성과 원하는 동특성사이에는 차이가 존재함을 보이고 있다. 즉 회전자 속도와 회전자 자속이 서로 독립적으로 제어되지 않고 있음을 보이고 있다.

유도 전동기가 이와 같은 상태에서 정상상태 운전되고 있을 때, 회전자 저항 추정 알고리즘을 동작시켰다. 이 경우 제안한 제어 알고리즘에서 회전자 저항과 관련된 계수들은 추정된 회전자 저항

값을 토대로 계산된 값들로 대체된다.

그리고 난 후, 회전자 속도와 자속 명령을 각각 1600rpm, 0.48Wb로 동시에 변화시키고, 1초 후에 회전자 자속 명령만 0.244Wb로 감소시켰다. 그림 4.4는 이 경우의 시뮬레이션과 실험 결과들을 나타내고 있으며, 제어기 (2.8)~(2.10)이 기준 명령들에 대해 회전자 자속과 속도를 만족할 만큼 서로 간섭이 일어나지 않게 제어하고 있음을 보이고 있다. 따라서 기준 명령을 추종시, 회전자 속도 명령의 변화가 회전자 자속 응답에 영향을 주지 않고, 회전자 자속 명령의 변화도 회전자 속도 응답에 영향을 주지 않음을 알 수 있다.

마지막으로, 정격 회전자 속도 1750rpm, 정격 회전자 자속 0.48Wb에서 무부하 상태로 운전되고 있는 유도 전동기에 약 1초 동안 정격 부하 12Nm를 인가하였다. 그림 4.5는 시뮬레이션과 실험 결과를 나타내고 있으며, 회전자 자속은 부하의 변

동에 대해서 영향을 받지 않고 회전자 속도는 부하 인가시와 해제시의 과도 상태에서는 변하지만 즉시 명령치를 추종함을 알 수 있다.

마지막으로, 정격 회전자 속도 1750rpm, 정격 회전자 자속 0.48Wb에서 무부하 상태로 운전되고 있는 유도 전동기에 약 1초 동안 정격 부하 12Nm를 인가하였다. 그림 4.5는 시뮬레이션과 실험 결과를 나타내고 있으며, 회전자 자속은 부하의 변동에 대해서 영향을 받지 않고 회전자 속도는 부하 인가시와 해제시의 과도 상태에서는 변하지만 즉시 명령치를 추종함을 알 수 있다.

그림 4.3~4.5는 시뮬레이션과 실험 결과가 서로 잘 부합하며, 회전자 저항 추정 방법이 병행되어 사용되는 경우 제안한 제어가 설계 목적을 만족시키고, 우수한 동특성을 제공함을 보이고 있다. 그러나 실험 결과와 시뮬레이션 결과는 약간의 차이를 보이고 있다. 이 현상은 크게 다음과 같은 두 가지 이유때문에 발생한다고 생각된다.

첫째, 제어 알고리즘이 마이크로 프로세서 내에서 16비트 워드로연산되므로 알고리즘 연산시 양자화, 버림, 반올림등에 의한 오차가 발생한다.

둘째, 본 논문에서 사용한 회전자 저항 추정 방법은 Koyama등과 Garces가 제시한 방법들[5, 27]과 마찬가지로 유도 전동기 인덕턴스들의 영향을 받는다. 따라서 제어기 설계에 사용된 인덕턴스들의 값들과 실제값들사이에는 오차가 있을 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 회전자 자속과 속도응답사이에서 간섭이 일어나지 않게 유도 전동기를 제어하기 위하여, 최근에 개발된 비선형 제어 이론을 사용하여 제어기를 설계하였다. 그리고 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 제어가 유도 전동기의 동적 고성능 응답을 얻는데 매우 효과적으로 적용될 수 있음을 보였다.

유도 전동기의 모델링이 정확하다면, 제안한 제어기는 회전자 자속관측자의 추정오차가 사라지는 짧은 과도기를 제외하고는 회전자 속도 명령의 변화가 회전자 자속 응답에 영향을 주지 않게 할 뿐 아니라, 회전자 자속 명령의 변화도 회전자 속도 응답에 영향을 주지 않게 제어 할 수 있다.

그러나 유도 전동기의 온도 상승이나 자속 포화는 전동기 파라미터의 변화를 초래하며, 이러한 변화들은 제안한 제어기의 성능을 저하시킬 것이다. 본 논문에서는 유도 전동기에서 가장 중요한

파라미터인 회전자 저항의 변화가 제안한 제어기의 성능에 미치는 영향을 최소화하기 위하여 기존 회전자 저항 추정 방법을 개선사용하였다.

한편 제안한 제어기는 효율 제어에 응용될 수 있다[24]. 특히 최근에 제시된 회전자 자속을 연속적으로 변화시켜 가면서 효율을 극대화시키는 제어 방법[25]과 제안한 제어기를 결합하면, 효율 제어를 위한 회전자 자속의 변화가 회전자 속도에 영향을 주지 않는 더욱 효과적인 제어기를 구성할 수 있을 것이다.

기호설명

$V_{as}(V_{qs})$	d 축 (q 축) 고정자 전압
$V_a(V_b, V_c)$	고정자 상전압
$i_{as}(i_{qs})$	d 축 (q 축) 고정자 전류
$i_a(i_b, i_c)$	고정자 선전류
$\phi_{dr}(\phi_{qr})$	d 축 (q 축) 회전자 자속
ω_r	회전자 각속도
ω_{s1}	슬립 각속도
$R_s(R_r)$	고정자(회전자)저항
$L_s(L_r)$	고정자(회전자)인덕턴스
M	고정자/회전자 상호 인덕턴스
p	극대수
σ	$1 - M^2/L_s L_r$
c	$1/\sigma L_s$
a_1	$c(R_s + M^2 R_r/L_r^2)$
a_2	cMR/L_r^2
a_3	cM/L_r
a_4	R_r/L_r
a_5	MR_r/L_r
J	MG세트의 합성 관성
B	MG세트의 합성 댐핑 계수
$ x $	$X \in R^2$ 의 Euclidean Norm
$\mathcal{Q}_1 \times \mathcal{Q}_2$	R^2 의 compact subset
\mathcal{Q}_x	$\mathcal{Q}_x \cap \{x \in R^2 : X_2 \text{ 혹은 } X_p = 0\} = 0$ 인 R^2 의 compact subset
$\lambda_m(M)$	symmetric 행렬 M 의 최소 고유치
K_T	토오크 상수

부록 A

(1) (2.6)의 \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} 와 \bar{H}

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} -a_1 & a_2 & 0 & 0 \\ a_5 & -a_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(a_1 + a_4) & \frac{K_T}{J} \\ 0 & 0 & \frac{K_T}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} c & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & c \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J} & 0 \end{bmatrix} \quad \bar{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(2) (2.11)의 F, G, H 와 L ,

$$F(x) = \begin{bmatrix} -(a_1 + cK_{c\phi})x_1 + a_2x_2 + cK_{i\phi}x_3 \\ -cK_{p\phi}x_8 + pa_3x_5x_7 \\ a_5x_1 - a_4x_2 + a_5 \frac{x_4x_7}{x_8} \\ -x_8 \\ -(a_1 + cK_{cw})x_4 + a_2x_7 - qa_3x_5(x_2 - x_8) \\ -\frac{a_5x_1 + c(K_{p\omega}x_5 - K_{i\omega}x_6)}{x_8} \\ -\frac{Bx_5}{J} + \frac{K_T(x_2x_4 - x_1x_7)}{J} \\ -x_5 \\ a_5x_4 - a_4x_7 - a_5 \frac{x_2x_4}{x_8} \\ a_5x_1 - a_4x_8 \end{bmatrix} \quad G(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad H = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(3) (2.6)와 (2.13)의 A, B, C, \bar{H} 와 (2.13)의 f, h

$$A = \begin{bmatrix} -(a_1 + cK_{c\phi}) & a_2 - cK_{p\phi} & cK_{i\phi} & cK_{i\phi} & 0 & 0 & 0 \\ a_5 & -a_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -(a_1 + a_4 + cK_{cw}) & -cK_{p\omega} & cK_{i\omega} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_T}{J} & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\bar{H}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} & 0 \end{bmatrix} \quad \bar{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} pa_3z_5 & cK_{p\phi} \\ \frac{a_5z_4}{z_2(z_2 - e_2)} & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{a_5z_4^2}{z_2^2(z_2 - e_2)} + a_2z_2 & \frac{cZ_2(K_{i\omega}z_6 - K_{p\omega}z_5) - a_5z_1z_4}{z_2(z_2 - e_2)} - pa_3z_2z_5 \\ -\frac{K_T}{J}z_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$h(w) = \begin{bmatrix} -a_4 & -\frac{a_5z_4}{z_2(z_2 - e_2)} \\ \frac{a_5z_4}{z_2(z_2 - e_2)} & -a_4 \end{bmatrix}$$

참 고 문 헌

[1] F. Blashchke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVERTOR Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines," *Siemens Review*, vol. 34, pp. 217-220, 1972.

[2] R. Gabriel, W. Leonhard, and C.J. Nordby, "Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 16, no. 2, pp. 186-192, 1980.

[3] F. Harashima, S. Kondo, K. Ohnishi, and M. Kajita, and M. Susuno, "Multimicroprocessor-Based Control System For Quick Response

- Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 21, no. 4, pp. 602-609, 1985.
- [4] Y. Kuroe and H. Haneda, "Theory of Power-Electronics AC Motor Control for Modeling, Estimation, and Control and/or Analysis," *Proceeding of the 26th CDC.*, pp. 54-61, 1986.
- [5] M. Koyama, M. Yano, I. Kamiyama, and S. Yano, "Microprocessor-Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification" *Trans. Automat. Contr.*, vol. 28, pp. 24-31, 1983.
- [11] H. Nijmeijer, "Feedback Decomposition of Nonlinear Control Systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 28, pp. 861-862, 1983.
- [12] I.J. Ha, "The Standard Decomposed System and Noninteracting Feedback Control of Nonlinear Systems," *SIAM J. Contr. and Optim.*, vol. 26, no. 5, pp. 1235-1249, 1988.
- [13] Z. Krzemiński, "Nonlinear Control of Induction Motor," *the 10th IFAC Conference.* vol. 3, pp. 349-354, 1987.
- [14] A.D. Luca and G. Ulivi., "Full Linearization of Induction Motors via Nonlinear State-Feedback," *Proceeding of the 26th CDC.* pp. 1765-1770, 1987.
- [15] D.I. Kim, M.S. Ko, I.J. Ha, and J.H. Park, "Asymptotic Decoupled Control of Rotor Speed and Flux in Induction Motors," *Proceeding of SICE'88.* pp. 847-851, 1988.
- [16] R. Marino, "An Example of a Nonlinear Regulator," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 29, no. 3, pp. 276-279, 1984.
- [17] M. Ilic'-Spong, R. Marino, S.M. Peresada, and D.G. Taylor, "Feedback Linearizing Control of Switched Reluctance Motors," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 32, no. 5., pp. 371-379, 1987.
- [18] A.B. Plunkett, "Direct Flux and Torque Regulation in PWM Inverter Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 13, no. 2, pp. 139-146, 1977.
- [19] W. Leonhard, "Microcomputer Control of
- [20] P.K. Nandam and P.C. Sen, "A Comparative study of Proportional Intergral(P-I) and Integral-Proportional(I-P) Controllers for DC motor Drives," *Int. J. Contr.*, vol. 44, no. 1, pp. 283-297, 1986.
- [21] E.Y.Y. Ho and P.C. Sen, "Decoupling Control of Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 35, no. 2, pp. 253-262, 1988.
- [22] Y. Hori, V. Cotter, and Y. Kaya, "A Novel High Dynamic Performance AC-Drives-A Survey", *Automatica*, vol. 22, no. 1, pp. 1-19, 1986.
- Induction Motor Flux Observer and Its Application to a High Performance AC drive Systems," *the 10th IFAC Conference.* vol. 3, pp. 355-360, 1987.
- [23] G.C. Verghese and S.R. Sanders, "Observers for Flux Estimation in Induction Machines," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 35, no. 1, pp. 85-94, 1988.
- [24] D.I. Kim, M.S. Ko, I.J. Ha, and J.H. Park, "Control of Induction Motors for both High Power Efficiency and High Dynamic Performance via Feedback Linearization with Input-Output Decoupling," will appear in IECON'89(Philadelphia)
- [25] D.S. Kirschen, D.W. Novotny, and T.A. Lipo, "Optimal Efficiency of an Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Energy Conver.*, vol. 2, no. 1, pp. 70-75, 1987.
- [26] D.I. Kim, M.S. Ko, and I.J. Ha, "Linear Decoupling Control of Rotor Speed and Rotor Flux in Induction Motor for High Dynamic Performance and High Power Efficiency," will appear in Int. J. Contr., 1990.
- [27] L.J. Graces, "Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 16, no. 2, pp. 173-173, 1980.