

論文96-33B-6-1

# 유도전동기의 매개변수 추정에 관한 연구

## (A Study on the Parameter Identification of Induction Motors)

金奎植 \*

(Gyu-Sik Kim)

## 요 약

필드위크닝(field weakening)이나 효율 제어를 위해 회전자 자속을 변화시킬 때 유도전동기의 인덕턴스도 이의 영향을 받아 값이 바뀐다. 반면, 회전자저항과 같은 매개변수는 전동기 온도에 따라 크게 변한다. 그런데 유도전동기를 고성능으로 운전하기 위한 벡터제어를 하기 위해서는 인덕턴스 뿐만 아니라 회전자 저항과 같은 매개변수들을 정확히 알고 있어야 한다. 본 연구에서는 회전자 저항, 고정자 인덕턴스, 회전자 인덕턴스, 그리고 상호 인덕턴스를 추정하는 간편하고 정밀도가 높은 새로운 추정 알고리즘을 제안한다. 회전자저항 추정알고리즘은 회전자자속이 변화할 때 슬립주파수가 어떻게 바뀌는가를 측정하여 추정치를 실제 값에 점차로 근접시킨다. 제안된 알고리즘들이 연산이 간단할 뿐만 아니라 적은 추정오차를 가짐을 보인다.

## Abstract

The rotor flux level need be changed frequently for field weakening or power efficiency control. Motor inductances depend on rotor flux but not on machine temperature. On the other hand, rotor resistance varies greatly with the machine temperature. Motor parameters such as inductances and rotor resistance should be known precisely in order to attain high dynamic performance of induction motor. In this paper, efficient and novel identification algorithms for motor inductances and rotor resistance are presented. The rotor flux is changed. As the result, The slip frequency is varied. The identification algorithm for rotor resistance measures the varied slip frequency and alters the estimated rotor resistance. Then, the estimated value of rotor resistance will approach its real value. The proposed identification algorithms are computationally simple and have very small identification errors.

## 1. 서론

산업현장에서 사용되고 있는 전동기의 대부분을 유도전동기가 차지하고 있는 주된 이유는 값이 저렴하고 기계적인 정류기와 브러시가 없어 정기적인 보수가 필요 없기 때문이다. 이와 같은 장점이 있음에도 불구하고 1970년대 초까지 고성능 응답 특성 및 정밀성이 요구되는 산업용 기기에 적용이 어려웠던 가장 큰 이유

는 회전자속 제어변수들의 정보를 간접적인 방법에 의해서만 측정할 수 있고 제어변수들이 서로 결합된 비선형 다변수 시스템으로 표시되기 때문에 제어가 쉽지 않았기 때문이다. 그러나 유도전동기의 고정자 전류를 동기속도로 회전하는 d-q 축으로 변환하고 d 축을 회전자 자속 제어와 일치시킴으로써 d 축 성분은 자속 성분 전류로 그리고 q 축성분은 토크성분 전류로 상호분리하여 유도전동기를 타여자 직류전동기와 유사한 특성을 갖도록 제어하는 벡터제어기술이 1970년대 초 개발되었다.<sup>[1, 2]</sup> 이와 같은 고성능 응답특성을 얻기 위한 벡터제어방법의 구현에 관한 기술은 1970년대 이후 반도체 기술의 눈부신 발달에 힘입어 급속한 발전

\* 正會員, 서울시立大學校 電子電氣工學部  
(School of Electrical Engineering, Seoul City University)

接受日字:1996年1月22日, 수정완료일:1996年4月26日

을 이룩하였다. [13-6] 그 결과 현재는 고성능 응답특성 및 정밀성을 요구하는 NC 공작기계, 고속 엘리베이터 등의 위치제어 시스템에까지도 널리 사용되고 있는 추세이다. 이와 같은 유도전동기를 고속으로 회전할 때 자속을 줄여주는 필드위크닝(field weakening)이나 부하 토오크가 작은 경부하시 효율 제어를 위해 회전자 자속을 변화시키는 경우가 있는데 이때 유도전동기의 인덕턴스 값도 바뀐다. 그런데 유도전동기를 고성능으로 운전하기 위한 벡터제어를 하기 위해서는 이들 인덕턴스 뿐만 아니라 고정자 및 회전자 저항과 같은 매개변수들을 정확히 알고 있어야 한다. 따라서 이들 매개변수들의 추정에 관한 많은 연구가 이루어져 왔다. [7-11] L. J. Garcès 는 파라미터 변화보상을 위한 기준 함수를 정의하고 이를 기준으로 파라미터 오차가 줄도록 제어하는 회전자저항 추정알고리즘을 제안하였는데 추정시간이 길다는 단점이 있다. [17] T. Matsuo 등은 고장자전류에 주입된 역방향성 전류의 주파수를 변화시켜 이로 인해 생기는 역방향성 고정자전압의 정상상태 값을 검출하고 이를 토대로 회전자저항을 추정하였다. 그러나 이 방법은 추정시 기자력의 정방향과 역방향성의 상호작용으로 강한 토오크 변동을 야기시키는 단점이 있다. [18] 본 연구에서는 회전자 저항, 고정자 인덕턴스, 회전자 인덕턴스, 그리고 상호 인덕턴스를 추정하는 간편하고 정밀도가 높은 새로운 추정 알고리즘을 제안한다. 회전자저항 추정알고리즘은 회전자 자속이 변화할 때 슬립주파수가 어떻게 바뀌는가를 측정하여 추정치를 실제 값에 점차로 근접시킨다. 또한 이들 회전자 저항 및 인덕턴스를 추정할 때뿐만 아니라 유도전동기를 고성능으로 운전시키기 위해 필요한 제어기로 비간섭 벡터제어를 채용한다. 고정자 전류에 대한 출력 토오크 발생을 높이고 뛰어난 동특성을 갖게 하기 위해서는 유도전동기를 완전한 선형 비간섭 시스템의 특성을 가지도록 제어하는 것이 가장 바람직한 방법이다. 따라서 비선형 시스템을 선형 시스템으로 변환시키는 미분기하 이론에 기초를 둔 비선형 변환 선형화 기법 [12] 을 유도전동기와 같은 비선형 시스템의 제어에 응용함으로써 완전한 비간섭을 얻을 수 있음을 보인다.

## II. 비간섭 제어기의 실현

본 연구에서 제안하는 인덕턴스 추정 알고리즘을 위

해서 뿐만 아니라 유도전동기를 고성능으로 운전시키기 위해 필요한 제어기로 비간섭 제어기를 우선 제안한다. 또한 비선형 시스템을 선형 시스템으로 변환시키는 미분기하 이론에 기초를 둔 비선형 변환 선형화 기법을 유도전동기와 같은 비선형 시스템의 제어에 응용함으로써 완전한 비간섭을 얻을 수 있음을 보이고자 한다. 유도전동기 제어기를 설계할 때 필요한 상태변수들은 고정자 전류, 회전자 자속, 회전자 속도 등이다. 이들 상태변수들로  $x-y$  고정자 기준 좌표축에서 표현된 유도전동기의 동적 방정식은 다음과 같다. [13]

$$\begin{aligned} \dot{i}_{xs} &= -a_1 i_{xs} + a_2 \phi_{\sigma r} + p a_3 \omega_r \phi_{\sigma r} + a_0 v_{xs} \\ \dot{i}_{ys} &= -a_1 i_{ys} + a_2 \phi_{\sigma r} - p a_3 \omega_r \phi_{\sigma r} + a_0 v_{ys} \\ \dot{\phi}_{\sigma r} &= -a_4 \phi_{\sigma r} - p \omega_r \phi_{\sigma r} + a_5 i_{xs} \\ \dot{\phi}_{\sigma r} &= -a_4 \phi_{\sigma r} + p \omega_r \phi_{\sigma r} + a_5 i_{ys} \\ \dot{\omega}_r &= -a_6 \omega_r + a_7 (T_c - T_L) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $v_{xs}$ ,  $v_{ys}$  는 제어입력이고  $T_c$  는 다음과 같이 주어지는 발생된 토오크이다.

$$T_c = K_T (\phi_{\sigma r} i_{ys} - \phi_{\sigma r} i_{xs}) \quad (2)$$

상수  $K_T$  와  $a_i$ ,  $i = 0, \dots, 7$  는 유도전동기 매개변수이고 이들과 전동기 변수들에 대한 정의는 용어 및 약어에 있다.

최근 산업용 유도전동기의 제어에 있어 고성능 제어 뿐만 아니라 효율 개선 및 고효율 제어가 에너지 절약의 관점에서 중요한 문제로 대두되었으며 마이크로프로세서와 전력용 반도체의 발전에 힘입어 이에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 만일  $\omega_r$  와  $T_L$  이 일정하다면 (a) 최대의 효율을 얻을 수 있는 최적 슬립 속도  $\omega_{sl}^*$  이 존재하고 (b) 이 최적 슬립 속도는  $\omega_r$  의 함수이다. [11] 즉,

$$\omega_{sl}^* = f(\omega_r) \quad (3)$$

그런데 슬립 속도  $\omega_{sl}$  는 발생된 토오크와 회전자 자속 크기의 제곱  $\Psi (\equiv \phi_{\sigma r}^2 + \phi_{\sigma r}^2)$  의 함수이다.

$$\begin{aligned} \omega_{sl} &= \frac{d}{dt} [ \arctan(\phi_{\sigma r} / \phi_{\sigma r}) ] - p \omega_r \\ &= (\phi_{\sigma r} \dot{\phi}_{\sigma r} - \dot{\phi}_{\sigma r} \phi_{\sigma r}) / \Psi - p \omega_r \\ &= a_5 (\phi_{\sigma r} i_{ys} - \phi_{\sigma r} i_{xs}) / \Psi \end{aligned} \quad (4)$$

한편 식 (2) 와 식 (4) 에서 슬립 속도는 다음과 같이 주어진다.

$$\omega_{sl} = (a_5/K_T) T_e / \Psi \quad (5)$$

식 (5) 로부터, 만일  $\Psi$  가  $(a_5/K_T) T_e / \omega_{sl}^*$  이 되도록 제어된다면 슬립 속도는 최적 값을 유지하고 정상 상태에서 최대 파워 효율을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 한편 최적 슬립 속도  $\omega_{sl}^*$  은 일반적으로 해석적으로 또는 실험적으로 구할 수 있고 발생된 토크  $T_e$  는 속도 제어기의 출력인 토크 명령과 같다고 가정하거나 추정이 가능하다. 따라서 최적 슬립 속도를 이용하여 효율제어를 하는 경우에는 회전자 자속 보다는 회전자 자속의 제곱인  $\Psi$  를 제어하는 것이 더 간단하다. 이에 본 연구에서는 회전자 자속의 제곱을 제어한다.

한편, 전기각속도  $\omega_s$  에 동기 되어 회전하는 d-q 좌표 계에서 유도전동기의 동적 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + \omega_s i_{qs} + a_2 \phi_{dr} + p a_3 \omega_r \phi_{dr} + a_5 v_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -a_1 i_{qs} - \omega_s i_{ds} + a_2 \phi_{qr} - p a_3 \omega_r \phi_{dr} + a_5 v_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} &= -a_4 \phi_{dr} + (\omega_s - p \omega_r) \phi_{qr} + a_5 i_{ds} \\ \dot{\phi}_{qr} &= -a_4 \phi_{qr} - (\omega_s - p \omega_r) \phi_{dr} + a_5 i_{qs} \\ \dot{\omega}_r &= -a_6 \omega_r + a_7 K_T (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - a_7 T_L \end{aligned} \quad (6)$$

d-q 회전 좌표 계에서 표현된 유도전동기 방정식 (6) 에서 제어 입력  $\omega_s$  를 다음과 같이 선택한다.

$$\omega_s = p \omega_r + \hat{a}_5 i_{qs} / \hat{\phi}_{dr} \quad (7)$$

식 (7) 의 우변 두 번째 항은 슬립주파수를 나타낸다. 만일  $a_5$  의 추정치  $\hat{a}_5$  ( $\equiv \hat{M} \hat{R}_r / \hat{L}_r$ ) 가  $a_5$  와 같고 d축 성분 회전자 자속의 추정치  $\hat{\phi}_{dr}$  가  $\phi_{dr}$  와 같다면  $\phi_{qr}$  은 점차 0 으로 되고 유도전동기의 동특성은 다음의 식에 의해 결정된다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + \omega_s i_{qs} + a_2 \phi_{dr} + a_5 v_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -a_1 i_{qs} - \omega_s i_{ds} - p a_3 \omega_r \phi_{dr} + a_5 v_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} &= -a_4 \phi_{dr} + a_5 i_{ds} \\ \dot{\omega}_r &= -a_6 \omega_r + a_7 K_T \phi_{dr} i_{qs} - a_7 T_L \end{aligned} \quad (8)$$

이때 식 (7) 에서 필요한  $\hat{\phi}_{dr}$  는 식 (8) 의 세 번째 식으로부터 간단히 추정할 수 있다.

$$\hat{\phi}_{dr} = -\hat{a}_4 \hat{\phi}_{dr} + \hat{a}_5 i_{ds} \quad (9)$$

이때  $\hat{a}_4$  ( $\equiv \hat{R}_r / \hat{L}_r$ ),  $\hat{a}_5$  이 각각  $a_4$ ,  $a_5$  와 같다면 추정치  $\hat{\phi}_{dr}$  는 그것의 실제값  $\phi_{dr}$  과 같아진다. 물론 초기 추정 오차가 있어도 빠른 시간 내에 같게 된다. 이제  $\omega_s$  가 식 (7) 과 같이 제어되고 있을 때 유도전동기를 선형 시스템으로 변환시키는 제어기를 설계한다. 이를 위해 식 (8) 에서 제어입력과 출력은 다음과 같이 정한다.

$$u = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\omega_s i_{qs} + \hat{a}_5 i_{ds}^2 / \hat{\phi}_{dr}) / \hat{a}_5 \\ p \omega_r (i_{ds} + \hat{a}_3 \hat{\phi}_{dr}) / \hat{a}_5 \end{bmatrix} + u / \hat{\phi}_{dr} \quad (10)$$

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{dr}^2 \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (11)$$

식 (10) 에서  $\bar{u} \equiv [ \bar{u}_1 \bar{u}_2 ]^T$  는 새로운 입력이고  $\hat{a}_0$ ,  $\hat{a}_3$ ,  $\hat{a}_5$  는 각각  $a_0$ ,  $a_3$ ,  $a_5$  의 추정치이다. 식 (8) - (11) 이 선형 비간섭 시스템으로 변환되어짐을 보여주기 위해 다음의 상태변환을 도입한다.

$$\begin{aligned} z &= [ z_1^T \ z_2^T ]^T = [ z_{11} \ z_{12} \ z_{21} \ z_{22} ]^T \\ &= [ \phi_{dr} i_{ds} \ \phi_{dr}^2 \ \phi_{dr} i_{qs} \ \omega_r ]^T \end{aligned} \quad (12)$$

만일  $\hat{a}_0 = a_0$ ,  $\hat{a}_3 = a_3$ ,  $\hat{a}_5 = a_5$ ,  $\hat{\phi}_{dr} = \phi_{dr}$  을 만족한다면 식 (8) - (11) 으로 이루어진 시스템은 상태변환 식 (12) 에 의해 다음의 선형 비간섭 시스템으로 변환되어 진다.

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 z_1 + b u_1 \\ A_2 z_2 + b \bar{u}_2 + L T_L \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$y_i = c z_i, \quad i = 1, 2.$$

여기서

$$A_1 = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_1 & a_2 \\ 2a_5 & -2a_3 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -a_1 - a_4 & 0 \\ a_4 K_T & -a_6 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$b = [ a_5 \ 0 ]^T, \quad c = [ 0 \ 1 ], \quad L = [ 0 \ -a_7 ]^T$$

로 주어진다. 식 (13) 으로 주어지는 선형 비간섭 시스템의 블록선도는 그림 1 에 있다. 이들 결과로부터 주목해야 할 점은 식 (8) - (11) 으로 구성되는 폐루프 시스템의 입출력 동특성은 선형 비간섭 시스템 (13) 의 그것과 동일하다는 것이다. 식 (13) 에서 회전자 속도 (혹은 토크) 와 회전자 자속은 서로 독립적으로 제어될 수 있음을 알 수 있다. 따라서 힐드위크닝이나

효율제어를 위해 회전자 자속을 변화시킬 때 회전자 속도는 비간섭으로 인해 이것의 영향을 받지 않고 고성능 특성을 유지시킬 수 있는 장점이 있다.

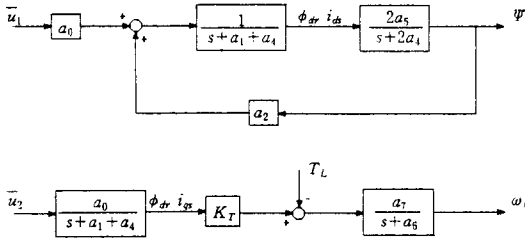


그림 1. 선형 비간섭 시스템 (13)의 블록선도  
Fig. 1. Block diagram of linear decoupled system (13).

이때 유도전동기 회전자 속도와 회전자 자속이 주어진 명령 값을 신속히 추종하게 하기 위하여 새로운 입력력  $\hat{u}_1$  와  $\hat{u}_2$  를 다음과 같이 선택한다.

$$\begin{aligned} \hat{u}_1 &= k_{p1} (\hat{u}_1 - \hat{\phi}_{dr} i_{ds}) + k_{i1} \int_0^t (\hat{u}_1 - \hat{\phi}_{dr} i_{ds}) dt \\ \hat{u}_2 &= k_{p2} (\hat{u}_2 - \hat{\phi}_{dr} i_{qs}) + k_{i2} \int_0^t (\hat{u}_2 - \hat{\phi}_{dr} i_{qs}) dt \end{aligned} \quad (15)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \hat{u}_1 &= -k_{p3} \hat{\phi}_{dr}^2 + k_{i3} \int_0^t (\Psi^* - \hat{\phi}_{dr}^2) dt \\ \hat{u}_2 &= -k_{p4} \omega_r + k_{i4} \int_0^t (\omega_r^* - \omega_r) dt \end{aligned} \quad (16)$$

상수  $k_{ij}$ ,  $k_{pj}$ ,  $j = 1, 2, 3, 4$  는 제어 이득이고  $\omega_r^*$ ,  $\Psi^*$  는 각각  $\omega_r$ ,  $\hat{\phi}_{dr}^2$  의 명령 입력을 나타낸다. 식 (15)의 PI 제어기는 토크  $\phi_{dr} i_{ds}$  과 회전자 자속을 발생시키는  $\phi_{dr} i_{ds}$  의 속도 제어를 위해 채택되었고 식 (16)은 회전자 속도와 회전자 자속의 과도 및 정상상태 특성을 향상시키기 위해 IP 제어기로 설계하였다.<sup>[15]</sup> 유도전동기의 회전자 자속과 속도의 비간섭 제어를 위한 전체 시스템 구성도는 그림 2와 같다.

### III. 인덕턴스 추정 알고리즘

제어 입력 (7), (10) 과 회전자 자속 추정식 (9)에서 사용된 전동기 매개변수의 추정값  $\hat{a}_0$ ,  $\hat{a}_3$ ,  $\hat{a}_4$ ,  $\hat{a}_5$  이 각각 그들의 실제값  $a_0$ ,  $a_3$ ,  $a_4$ ,  $a_5$  와 같다면 비선형 시스템인 유도 전동기의 식 (6)은 제어 입력

(7), (10) 과 자속 추정식 (9)를 통해 선형 시스템 (13)의 형태로 변환되어짐을 보였다. 그런데 이들 매개변수  $a_0$ ,  $a_3$ ,  $a_4$ ,  $a_5$  는  $L_s$ ,  $M$ ,  $L_r$ ,  $R_r$  로 구성되어 있다. 따라서 이들의 추정값  $\hat{L}_s$ ,  $\hat{M}$ ,  $\hat{L}_r$ ,  $\hat{R}_r$  이 얼마나 정확하냐 여부가 전체 폐루프 시스템의 동적 성능을 좌우할 것이다. 특히 회전자 저항은 전동기 온도에 따라 크게 변하고  $\hat{R}_r$  이 얼마나 정확히 추정되는가에 따라 전체 폐루프 시스템의 동적 성능은 크게 영향을 받기 때문에 이 회전자 저항의 추정에 관한 많은 연구가 이루어져 왔다.<sup>[6-11]</sup> 우선 이 장에서는  $L_s$ ,  $M$ ,  $L_r$  의 추정에 대해 주로 생각해보기로 한다.<sup>[9, 11]</sup>

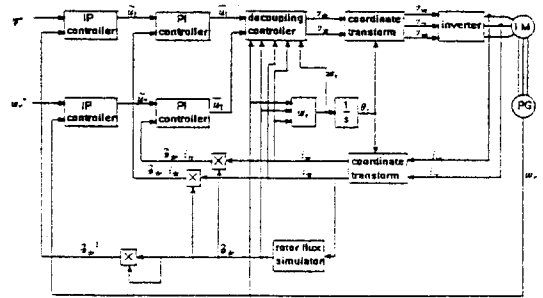


그림 2. 유도전동기의 비간섭 제어시스템 구성도  
Fig. 2. Configuration of the decoupling control scheme for induction motors.

한편 고정자 인덕턴스  $L_s (\equiv L_{s0} + M)$ , 상호 인덕턴스  $M$ , 회전자 인덕턴스  $L_r (\equiv L_{r0} + M)$  은 회전자 자속의 크기에 따라 변하고 온도나 부하 조건에 무관한 특성이 있다. 그런데  $L_{s0}$ ,  $L_{r0}$  는 고정자 전압, 고정자 전류, 회전자 자속, 온도의 변화에 무관한 일정한 값을 갖고 있으며 일반적으로  $M$  에 비해 무척 작다.<sup>[9]</sup> 따라서 고정자 인덕턴스  $L_s$  를 회전자 자속의 함수로 정확히 알아두면 나머지 인덕턴스는 이로부터 알 수 있다.

한편, 회전자 자속이  $\phi_{dr1}$  일때 (즉,  $\Psi^* = \phi_{dr1}^2$ ) 고정자 인덕턴스  $L_{s1}$ , 상호 인덕턴스  $M_1$ , 그리고 회전자 인덕턴스  $L_{r1}$  의 각각의 추정값  $\hat{L}_{s1}$ ,  $\hat{M}_1$ ,  $\hat{L}_{r1}$  을 얻는 방법을 다음과 같이 제시한다.

Step 1) 계산오차를 줄이기 위해 부하 토크가 없는 무부하 상태에서 속도명령은 크지않게 하는 것이 바람직하다. 따라서 본 연구에서는 정격속도의 20% 정도로 제어한다. 또한 회전자 자속은  $\phi_{dr1}$  이 되도록

한다. 즉,

$$T_L = 0$$

$$\omega_r^* = \frac{\text{rated value of } \omega_r}{5} \quad (17)$$

$$\psi^* = \phi_{dr1}^2$$

Step 2) 식 (7), (9), (10), (15), 그리고 (16) 으로 주어지는 제어기에 의해 속도 및 회전자 자속을 페루우프로 제한된 페루우프 시스템이 정상상태에 도달하면 회전자 자속  $\phi_{dr1}$  에 해당하는 고정자 인덕턴스의 추정치  $\widehat{L}_{sl}$  은 다음과 같이 계산한다.

$$\widehat{L}_{sl} = \frac{[v_{qs} - (\widehat{R}_s + \widehat{R}_r) i_{qs}]}{p \omega_r i_{ds}} - \frac{(L_{s0} + L_{r0}) \omega_{sl}}{p \omega_r} \quad (18)$$

여기서  $\widehat{R}_s$  과  $\widehat{R}_r$  는 각각 고정자저항  $R_s$  와 회전자 저항  $R_r$  의 추정치이며 측정치  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $v_{qs}$ ,  $\omega_r$  와 식 (9) 의 마지막 항으로 주어지는  $\omega_{sl}$  은 고주파성분을 제거하기 위하여 저역통과필터 (low-pass filter) 를 통과시킨 뒤 이 값을 이용한다. 일반적으로  $L_{s0}$ ,  $L_{r0}$  는 고정자 전압, 고정자 전류, 회전자 자속, 온도의 변화에 무관한 일정한 값을 갖고 있기때문에<sup>19)</sup> 식 (18) 을 이용하여 다음 식 (19) 와 같이  $\widehat{M}_1$  을 얻고 다시 이 식 (19) 를 이용하여 식 (20) 으로 표현되는  $\widehat{L}_{r1}$  을 얻을 수 있다.

$$\widehat{M}_1 = \widehat{L}_{sl} - L_{s0} \quad (19)$$

$$\widehat{L}_{r1} = \widehat{M}_1 + L_{r0} \quad (20)$$

Step 3) 식 (18), (19), (20) 에서 구한 추정 인덕턴스  $\widehat{L}_{sl}$ ,  $\widehat{M}_1$ ,  $\widehat{L}_{r1}$  을 제어기 (7), (9), (10) 에 업데이트 시킨다.

Step 4)  $\widehat{L}_{sl}$ ,  $\widehat{M}_1$ ,  $\widehat{L}_{r1}$  의 초기 추정오차를 줄여나가기 위해 Step 2) 로 간다. 즉, Step 2) 와 Step 3) 을 반복한다.

**식 (18) 의 근거 :**

식 (6), (7), (9), (10), (11), (15), 그리고 (16) 에 의해 구성되는 페루우프 벡터 제어 시스템이 완전 비간섭을 이룬다면 정상상태에서 다음 식을 얻을 수 있다.

$$i_{qs}^* = 0, \quad \phi_{qr} = 0 \quad (21)$$

이 식 (21) 을 식 (6) 의 두 번째 식에 대입하면 다음

과 같다.

$$p a_3 \omega_r \phi_{dr} + \omega_s i_{ds} = a_0 v_{qs} - a_1 i_{qs} \quad (22)$$

식 (8) 의 세 번째 식으로부터 얻을 수 있는 정상상태 식  $\phi_{dr} = M i_{ds}$  와  $a_0, a_1, a_3$  을 식 (22) 에 넣어 정리하면 다음과 같다.

$$p L_s \omega_r i_{ds} = v_{qs} - [R_s + R_r (1 - \frac{L_{r0}}{L_r})^2] i_{qs}$$

$$- [L_{s0} + L_{r0} (1 - \frac{L_{r0}}{L_r})] \omega_{sl} i_{ds} \quad (23)$$

식 (23) 과  $1 - L_{r0}/L_r \cong 1$  와 같은 사실로부터 식 (18) 을 쉽게 얻을 수 있다.

식 (18) 은 회전자 속도, d 축과 q 축의 고정자 전류, 그리고 q 축 고정자 전압을 측정하여 고정자 인덕턴스를 쉽게 추정할 수 있음을 보인다. 이와 같이 회전자 자속이  $\phi_{dr1}$  일때 인덕턴스 추정치  $\widehat{L}_{sl}$ ,  $\widehat{L}_{r1}$ ,  $\widehat{M}_1$  을 얻은 다음에는 같은 방법으로  $\phi_{dr1}$ ,  $i = 2, 3, \dots, n$  에 대해 각각  $\widehat{L}_{si}$ ,  $\widehat{L}_{ri}$ ,  $\widehat{M}_i$ ,  $i = 2, 3, \dots, n$  을 구해 이들을 롬 테이블에 저장해 놓는다. 차후 n 개의 자속 명령치 중에  $\psi^* = \phi_{dr1}^2$  와 같은 자속 명령치가 가해지면 그에 해당하는  $\widehat{L}_{si}$ ,  $\widehat{L}_{ri}$ ,  $\widehat{M}_i$  을 롬 테이블에서 꺼내 제어기 파라미터로 이용한다.

지금까지 언급한 인덕턴스 추정 방식의 성능을 더욱 명확히 알아보기 위해 몇 가지 시뮬레이션을 수행해 본다. 이를 위해 표 1 과 같은 전동기 데이터를 갖는 농형 유도전동기를 선정한다. 이 전동기의 회전축에 비접촉식 자기 브레이크를 직접 연결하여 부하 토오크를 발생시키는 것으로 한다. 단, 자기 브레이크의 관성 모멘트는 유도전동기 회전자의 3 배로 하는 것으로 가정한다. 디지털로 구현된 속도 및 자속 제어계는 0.5 msec 의 샘플링 주기를 갖는 것으로 하고 토오크 혹은 전류 제어계 역시 디지털로 구현하되 0.1 msec 의 샘플링 주기를 갖는 것으로 한다.

우선, 고정자 인덕턴스의 추정에 관한 시뮬레이션을 수행해 본다.  $t = 0 \text{ sec}$  에서 무부하 상태하에  $\omega_r^* = 600 \text{ rpm}$  을 가한다. 회전자 자속이 정격인 경우의 인덕턴스를 추정해 보기 위해 식 (17) 에서 회전자 자속 명령을 정격으로 놓는다. 식 (7), (9), (10), (15), (16) 에 의해 속도 및 회전자 자속을 페루우프로 제한된 정상상태가 충분히 도달한  $t = 2 \text{ sec}$  에서 식 (18) 에 의해 고정자 인덕턴스 추정알고리즘을 수행한다. 측정치  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $v_{qs}$ , 와  $\omega_r$  는 고주파성분을 제거하기

위하여 식 (24) 에서 컷오프 주파수 (angular cut-off frequency)  $\omega_c$  가 10 인 저역통과필터를 통과시킨 뒤 이 값을 이용한다.

$$H(s) = \frac{1}{(1+s/\omega_c)} \quad (24)$$

이때 추정된 고정자 인덕턴스  $\hat{L}_s$  와 속도  $\omega_r$  의 시물레이션 결과가 그림 3 에 있다. 단, 정격자속에서  $\hat{L}_s = 0.15H (=1.5 L_s)$ ,  $\hat{M} (\equiv \hat{L}_s - L_m) = 0.1423H$ ,  $\hat{L}_r (\equiv \hat{M} + L_m) = 0.15H$ ,  $\hat{R}_r = R_r$ ,  $\hat{R}_s = R_s$  와 같이 최초에 50% 인덕턴스 추정오차가 있다고 가정하였다.

표 1. 시물레이션을 위해 사용된 유도전동기 데이터

Table 1. Data of the induction motor used for simulations.

Nameplate Data	Nominal Parameters	
220 V 50 Hz	$R_s$	1.09 $\Omega$
3상	$R_r$	1.14 $\Omega$
Y 결선	$L_s$	100 mH
2 극	$L_r$	100 mH
정격 600 W	$L_m$ ( $L_{sm}$ )	7.7 mH
정격속도 3000 rpm	$M$	92.3 mH
정격자속 0.3 Wb	$J$	$3.2 \times 10^{-4}$ kgm <sup>2</sup>
정격전류 4.2 A (rms)	$B$	$4.2 \times 10^{-4}$ kgm <sup>2</sup>

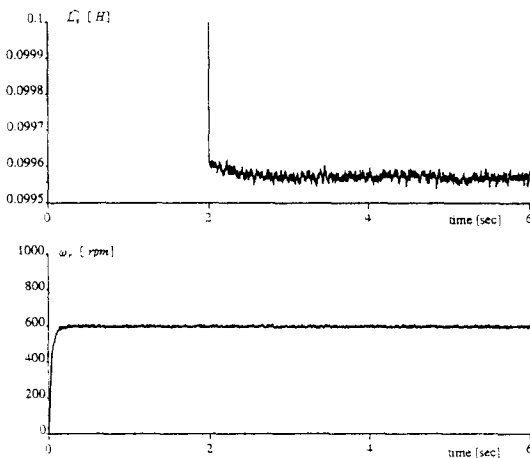


그림 3. 고정자 인덕턴스의 추정과 속도의 시물레이션 결과

Fig. 3. Simulation results of  $\hat{L}_s$  and  $\omega_r$ .

그림 3 에서 알 수 있듯이 정격자속에서  $\hat{L}_s$  에 50%

의 초기오차가 있는 경우에도 인덕턴스 추정알고리즘 (Step 1) ~ Step 4) 를 반복 수행함으로써 추정오차가 줄어들어 결국  $L_s$  의 추정오차는 최대 0.5 % 이내가 됨을 보인다. 이와같은 추정오차가 줄어드는 모습은 1.5 msec 라는 아주 짧은 시간만에 이루어지고 또한 정상상태오차를 충분히 관찰하기 위해서 그림 3 과 같이 0.1 mH 근처에서 확대해 묘사하였다.

이번에는 자속값이 바뀔때마다 표 2 와 같이 실제의  $L_s$  값도 바뀐다고 가정하고 추정 알고리즘을 실행하여 보았다. 표 2 의 결과를 살펴보면 그림 3 의 정격 자속 일 때의 결과와 마찬가지로 여러 자속 값에 대해서도  $L_s$  의 추정오차는 0.5 % 이내가 됨을 보인다. 회전자 자속이 줄어들수록 간섭에 의한 자속과 속도의 상호영향이 커져 속도의 동적 특성도 나빠지게 된다. 따라서 극히 작은 자속영역은 가급적 사용하지 않고 피하는 게 좋다.

표 2. 여러가지 회전자 자속에 대한  $L_s$  의 추정오차

Table 2. Estimation errors in  $L_s$  at different rotor flux levels.

$\Psi$ [Wb <sup>2</sup> ]	$L_s$		
	실제값 (mH)	추정값 (mH)	오차 (%)
0.01	120	119.81	0.16
0.02	123	122.77	0.19
0.03	126	125.81	0.15
0.04	123	122.81	0.15
0.05	120	119.81	0.16
0.06	115	114.76	0.21
0.07	110	109.71	0.26
0.08	105	104.65	0.33
0.09	100	99.57	0.43

다음에는 본 연구에서 제안하는 인덕턴스 추정 알고리즘이 추정식 (18) 에서와 같이  $\hat{R}_s$  와  $\hat{R}_r$  의 오차에 영향을 받고 있으므로 이들의 변화에 대해 본 추정 알고리즘이 얼마나 강인한 (robust) 가를 확인해 본다. 먼저 그림 3 과 같은 조건에서  $\hat{R}_s = 1.5 R_s = 1.635 \Omega$  만이 다른 경우에 대한 시물레이션 결과가 그림 4 에 있고  $\hat{R}_r = 1.5 R_r = 1.71 \Omega$  만이 다른 경우에 대한 시물레이션 결과가 그림 5 에 있다. 그림 4 에서 알 수 있듯이  $\hat{R}_s$  에 50 % 의 오차가 있을 경우  $L_s$  의 추정

오차는 약 1 % 가 되고 따라서 그림 3 의 경우보다는 오차가 약간 상승하지만 큰 영향은 주지못한다. 또한 그림 5 에서 알 수 있듯이  $\hat{R}_s$  에 50 % 의 오차가 있을 경우  $L_s$  의 추정오차는 약 0.5 % 가 되고 그림 3 의 경우와 큰 차이가 없음을 알 수 있다. 이는 무부하시 토오크 발생 전류  $i_{qs}$  가  $v_{qs}$  에 비해 상대적으로 작기 때문이다.

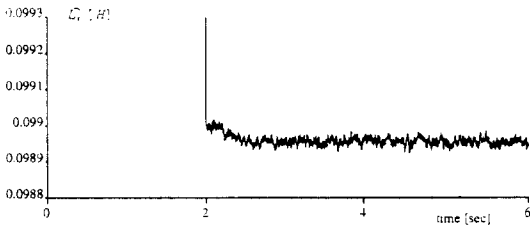


그림 4.  $\hat{R}_s = 1.5 R_s$  의 경우  $\hat{L}_s$  의 시뮬레이션 결과

Fig. 4. Simulation results of  $\hat{L}_s$  in the case of  $\hat{R}_s = 1.5 R_s$ .

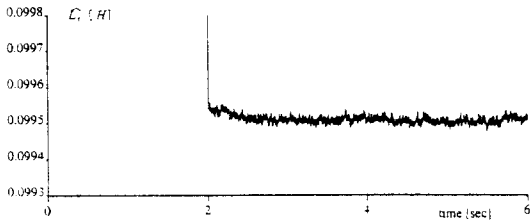


그림 5.  $\hat{R}_r = 1.5 R_r$  의 경우  $\hat{L}_s$  의 시뮬레이션 결과

Fig. 5. Simulation results of  $\hat{L}_s$  in the case of  $\hat{R}_r = 1.5 R_r$ .

#### IV. 새로운 회전자 저항 추정 알고리즘

한편 회전자 저항은 전동기 온도에 따라 크게 변하고 회전자 자속 크기에 영향을 받지 않는다. 어떤 경우에는 온도의 증가에 따라 100% 이상 상승할 경우도 있다. 그런데 전동기 온도가 변할 때 회전자 저항 값은 오프라인 실험에 의해 구하기가 어렵기 때문에 전동기 운전시 온라인 (on-line) 에 의해 매순간 추정해야 할 필요가 있다.

한편 식 (7) 의 오른쪽 식에서 두 번째 항으로 표현되는 슬립주파수 명령과 식 (4) 로 표현되는 실제 슬립 주파수는 서로 같으므로 다음과 같은 식을 얻을 수 있

다.

$$\omega_{sl} = \hat{a}_5 i_{ys} / \hat{\phi}_{dr} = a_5 (\phi_{xr} i_{ys} - \phi_{yr} i_{xs}) / \Psi \quad (25)$$

잠시 이 식 (25) 를 자세히 살펴보기로 한다. 식 (6), (7), (9), (10), (15), 그리고 (16) 에 의해 구성되는 벡터제어 시스템이 폐루프로 운전될 때  $(\phi_{xr} i_{ys} - \phi_{yr} i_{xs})$  는 토오크 성분으로 여기에 전동기상수  $K_T$  를 곱하면 발생된 토오크  $T_e$  가되며 이 값은 속도명령이나 부하 토오크가 변하지 않는 한 매개변수 추정오차나 자속 명령의 변화에 대해 거의 영향을 받지 않을 것이다. 이를 확인하기 위해 표 1 의 유도전동기에 대해 시뮬레이션을 해본다.  $t = 0$  sec 에 정격 속도 명령 및 정격 자속 명령과 0.25 p.u. 의 부하 토오크를 가한 뒤  $t = 2$  sec 에 자속의 크기를 반으로 줄여본다. (즉,  $\Psi^*$  는 자속 크기의 제곱이므로 1/4 로 줄인다) 이때 전동기 매개 변수 중 가장 변화가 심한 회전자 저항의 추정오차가 있을 경우에 대해서도 함께 조사해보기 위해 다음과 같이 cc 를 가정하고 시뮬레이션을 수행한 결과가 그림 6 에 있다.

$$cc \equiv \hat{R}_r / R_r \quad (26)$$

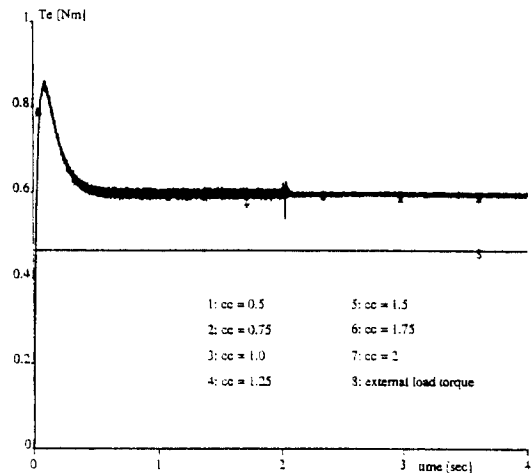


그림 6.  $\Psi^*$  의 변화에 따른  $T_e$  의 시뮬레이션 결과  
Fig. 6. Simulation results of  $T_e$  when  $\Psi^*$  is changed.

그림 6 의 발생된 토오크  $T_e$  는  $\omega_c = 10$  인 저역 통과 필터를 통과시킨 뒤의 결과로 이 그림 6 에서 알 수 있듯이  $T_e$  는 속도명령이나 부하 토오크가 변하지 않는 한 매개변수 추정오차나 자속명령의 변화에 대해

거의 영향을 받지 않는다. 그림 6 와 똑같은 상황에서 자속  $\Psi$  의 시뮬레이션 결과가 그림 7 에 있다.

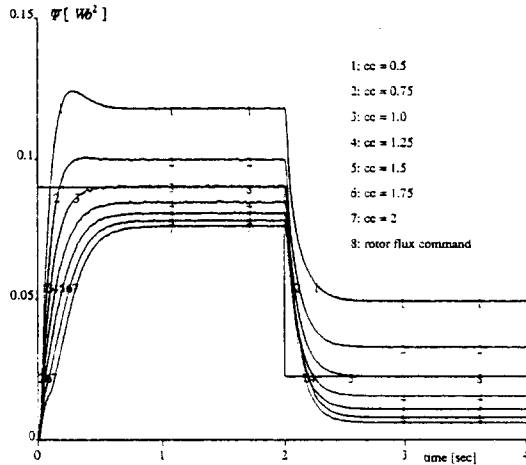


그림 7.  $\Psi^*$ 의 변화에 따른  $\Psi$ 의 시뮬레이션 결과  
Fig. 7. Simulation results of  $\Psi$  when  $\Psi^*$  is changed.

그림 7 에서  $cc = 1.0$  (3번 그림)의 경우  $\hat{R}_r = R_r$  이 되고 따라서 정상상태에서 다음 식이 만족될 것이다.

$$\Psi_{d1}^* = \Psi \quad (27)$$

전동기 매개변수에 추정오차가 있다면 식 (27)은 일반적으로 성립하지 않으며  $\Psi_{d1}^* - \Psi$ 의 정상상태오차는 전동기 매개변수들의 추정오차, 발생한 토크  $T_e$ , 그리고 자속명령  $\Psi^*$ 의 크기에 따라 결정된다.

한편, 식 (25)에서 알 수 있듯이 슬립주파수  $\omega_{sl}$ 는 자속  $\Psi$ 에 역비례하고 따라서 그림 7의  $\Psi$ 의 결과에 따른  $\omega_{sl}$ 은 그림 8과 같이 주어진다.

그림 8에서 볼 수 있듯이 정격 자속일 때는  $\hat{R}_r$ 의 증가에 따른  $\omega_{sl}$ 의 증가가 작은 반면 자속이 반으로 줄어든 경우에는  $\hat{R}_r$ 의 증가에 따라  $\omega_{sl}$ 의 증가가 크다. 그림 8에서  $cc = 1$ 인 경우를 살펴보면  $\Psi$ 는 1/4로 줄어들 때  $\omega_{sl}$ 은 4배로 증가함을 알 수 있다.  $cc$ 가 1보다 큰 경우  $\omega_{sl}$ 은 4배 이상으로 커지고  $cc$ 가 1보다 작은 경우에는  $\omega_{sl}$ 은 4배 이하로 커지는 경향이 있음을 알 수 있다.  $t < 2$  sec의 슬립주파수를  $\omega_{s1}$ 이라 하고  $t > 2$  sec의 슬립주파수를  $\omega_{s2}$ 라 하면 부하 토크  $T_L$ 과  $cc$ 의 변화에 따른  $\Delta\omega_{sl}$  ( $\equiv \omega_{s2}^s / \omega_{s1}^s - 4$ )의 시뮬레이션 결과가 그림

9에 있다. 여기서 위 첨자 s는 정상상태를 의미한다.

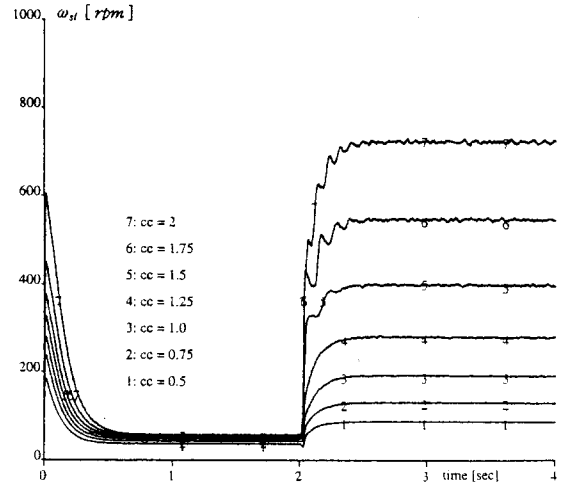


그림 8.  $\Psi^*$ 의 변화에 따른  $\omega_{sl}$ 의 시뮬레이션 결과  
Fig. 8. Simulation results of  $\omega_{sl}$  when  $\Psi^*$  is changed.

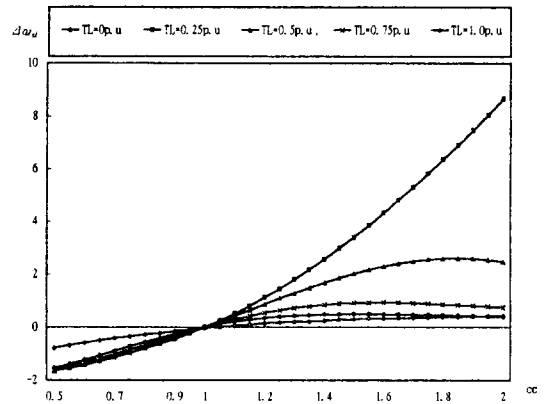


그림 9.  $T_L$ 의 변화에 따른  $\Delta\omega_{sl}$ 의 시뮬레이션 결과  
Fig. 9. Simulation results of  $\Delta\omega_{sl}$  when  $T_L$  is changed.

그림 9에서 알 수 있듯이 부하 토크  $T_L$ 에 관계없이  $cc$ 가 1보다 작을 때는  $\Delta\omega_{sl}$  값이 음수이고  $cc$ 가 1보다 클 때는 양수이다. 따라서 이런 특징을 이용하여 회전자 저항을 추정할 수 있다. 즉, 자속을 변경시켜  $\Delta\omega_{sl}$  값이 음수이면  $\hat{R}_r$ 을 증가시키고  $\Delta\omega_{sl}$  값이 양수이면  $\hat{R}_r$ 을 감소시킨다. 이러한 작업을 반복시키면  $\hat{R}_r$ 는 점차  $R_r$ 에 근접해 갈 것이다. 이와 같은 회전자 저항 추정 알고리즘을 정리하면 다음과 같다. 여기서  $\hat{R}_r(n)$ 는 n번째 회전자 저항의 추정치이고



$\hat{R}_r(n+1)$  는  $n+1$  번째 회전자 저항의 추정치이다. 그리고  $\Delta R_r$  는 회전자 저항 추정치의 증분이다.

Step 1) 식 (7), (9), (10), (15), 그리고 (16) 으로 주어지는 제어기에 의해 속도 및 회전자 자속이 폐루우프로 제어되고 있는 상태에서 회전자 자속 명령을 정격으로 가한다. 폐루우프 시스템이 정상상태에 도달하면 식 (7) 의 마지막 항으로 주어지는 슬립주파수를 계산하여 이를  $\omega_{sl}^s$  으로 놓는다.

Step 2) 회전자 자속 명령을 정격의 1/2 로 떨어뜨린 뒤 (즉,  $\psi^*$  는 자속 크기의 제곱이므로 1/4 로 줄인다) 폐루우프 시스템이 정상상태에 도달하면 식 (7) 의 마지막 항으로 주어지는 슬립주파수를 계산하여 이를  $\omega_{sl}^s$  로 놓는다.

Step 3)  $\Delta\omega_{sl} (= \omega_{sl}^s / \omega_{sl}^s - 4)$  을 계산한다. 이 계산 결과를 이용하여 다음과 같이 회전자 저항 추정치를 업데이트(update) 시킨다.

$$\hat{R}_r(n+1) = \hat{R}_r(n) - \text{sign}(\Delta\omega_{sl}) \Delta R_r \quad (28)$$

여기서  $\text{sign}(x)$  는  $x$  의 부호를 의미한다.

Step 4)  $\hat{R}_r$  의 초기 추정오차를 줄여나가기 위해 Step 1) 로 간다. 즉, Step 1) - Step 3) 를 반복한다.

이와 같은 회전자 저항 추정 알고리즘에 의해 정격속도와 0.25 p.u. 의 부하 토오크에 대해 시뮬레이션한 결과가 그림 10 에 있다. 이때 초기의 회전자 저항의 추정 오차는 50 % 를 갖는 것으로 하고 (즉,  $\hat{R}_r = 1.5 R_r = 1.71\Omega$ )  $\Delta R_r$  는  $0.05\Omega$  으로 하였다.

그림 10 의  $\hat{R}_r$  에 대한 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 회전자 저항의 추정치  $\hat{R}_r$  는 실제 값  $R_r$  에 접근하여 가며  $\pm 0.05\Omega$  의 오차이내에서 추정됨을 확인할 수 있다. 여기서  $\Delta R_r$  이 커지면 회전자 저항의 추정치가 실제 값에 접근하는 수렴 속도가 빨라지는 반면 정상상태 추정오차가 커지고 만일  $\Delta R_r$  이 작아지면 회전자 저항의 추정치가 실제 값에 접근하는 수렴 속도가 늦어지는 반면 정상상태 추정오차가 작아지는 트레이드오프(tradeoff) 관계가 있다. 따라서 처음에는  $\Delta R_r$  을 크게 한 뒤  $\Delta\omega_{sl}$  의 부호가 바뀌는 정상상태 근처에 가서는  $\Delta R_r$  을 줄여주는 보완책을 강구한다면 수렴 속도도 빨라지고 정상상태 추정오차도 줄어드는 효과를 얻을 수 있으리라 생각된다. 이 회전자 저항 추정알고리즘은 인덕턴스에 추정오차가 있을 경

우 이로 인한 오차발생이 우려되기 때문에 미리 오프라인으로 인덕턴스를 추정한 후 운전을 시작하였다. 단, 고정자저항은 제어기에 전혀 사용되지 않기 때문에 이 고정자저항 값은 문제되지 않는다. 그림 9 에서 알 수 있듯이 부하토오크가 작으면 슬립도 작고 따라서 회전자저항 추정의 근거가 되는  $\Delta\omega_{sl}$  이 추정치의 변화에 따라 크게 바뀌지 않는 점이 실제 적용시 예상되는 문제점중의 하나이다.

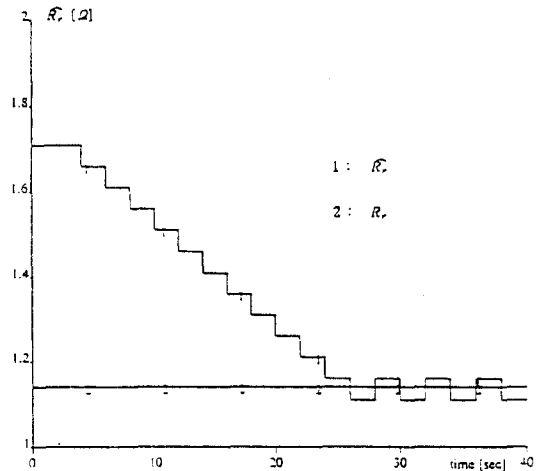


그림 10.  $\hat{R}_r$  의 시뮬레이션 결과  
Fig. 10. Simulation results of  $\hat{R}_r$ .

### VI. 결 론

본 연구에서는 비선형 시스템을 선형 시스템으로 변환시키는 미분기하 이론에 기초를 둔 비선형 궤환 선형화 기법을 유도전동기와 같은 비선형 시스템의 제어에 응용함으로써 완전한 비간섭 시스템을 얻을 수 있음을 보였다. 또한, 윌드 위크닝이나 효율 제어를 위해 회전자 자속을 변화시킬 때 이의 영향을 받아 값이 바뀌는 유도전동기의 고정자 인덕턴스, 회전자 인덕턴스, 그리고 상호 인덕턴스를 자속의 함수로 추정하는 간편하고 정밀도가 높은 새로운 추정 알고리즘을 제안하였다. 이들 인덕턴스 추정 알고리즘의 성능을 평가하기 위해 시뮬레이션을 수행해 본 결과 고정자 저항과 회전자 저항 등의 변화에 대체로 강인하고 대략 1 % 이내의 오차로 추정됨을 알 수 있었다. 마지막으로 온라인 회전자 저항 추정 알고리즘을 제안하고 본 비간섭 제어기에 추가시킴으로써 운전 중에 항상 완전한 선형

비간섭을 유지하여 고성능 제어 특성을 나타낼 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었다. 인덕턴스 및 회전자 저항에 관한 추정 알고리즘이 수렴함을 증명하려고 하였으나 이는 비선형 함수로 복잡하게 얽혀 있어 처리하지 못하였다. 추후 본 연구에서 제안한 추정 알고리즘의 실용성에 대한 가치와 수렴가능성에 대한 이론적 연구등 보완이 필요하다고 생각된다.

### 감사의 글

본 연구는 기초전력공학공동연구소의 연구비지원(과제 관리번호 94-51)에 의해 이루어진 것임. 본 연구에 조언을 해주신 효성중공업의 송종환과장님, 김현기, 한영성, 안성찬씨에게 감사를 드리며 논문작성에 도움을 주신 심사위원께 고마움을 표합니다.

### 용어 및 약어

$v_{xs}$ ( $v_{ys}$ )	$x(y)$ -정지축 고정자 전압
$v_{ds}$ ( $v_{qs}$ )	$d(q)$ -회전축 고정자 전압
$i_{xs}$ ( $i_{ys}$ )	$x(y)$ -정지축 고정자 전류
$i_{ds}$ ( $i_{qs}$ )	$d(q)$ -회전축 고정자 전류
$\phi_{xs}$ ( $\phi_{ys}$ )	$x(y)$ 정지축 회전자 자속
$\phi_{ds}$ ( $\phi_{qs}$ )	$d(q)$ -회전축 회전자 자속
$\Psi$	$\phi_{xs}^2 + \phi_{ys}^2$
$\omega_s$	전기각속도
$\omega_r$	회전자 각속도
$\omega_{sl}$	슬립 각속도
$R_s$ ( $R_r$ )	고정자 (회전자) 저항
$L_s$ ( $L_r$ )	고정자 (회전자) 인덕턴스
$L_{sm}$ ( $L_{rm}$ )	고정자 (회전자) 누설 인덕턴스
$M$	고정자/회전자 상호 인덕턴스
$J$	유도전동기 및 부하의 합성 관성 모멘트
$B$	댐핑 계수
$K_T$	토크 상수 ( $= 3pM/2L_r$ )
$p$	극대수 ( $=$ 극수/2)
$\sigma$	누설 계수 ( $= 1 - M^2/L_s L_r$ )

$a_0$	$1/\sigma L_s$
$a_1$	$a_0(R_s + M^2 R_r/L_s^2)$
$a_2$	$a_0 M R_r/L_s^2$
$a_3$	$a_0 M/L_r$
$a_4$	$R_r/L_r$
$a_5$	$M R_r/L_r$
$a_6$	$B/J$
$a_7$	$1/J$

$T_L$  부하 토크

$\hat{z}(\hat{a})$  변수  $z$  (매개변수  $a$ )의 추정치

### 참고 문헌

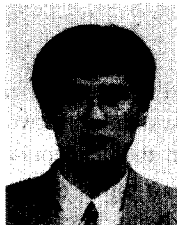
- [1] K. Hasse, "Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit Stromrichter gespeisten Asynchron Kurzschlu ßlaufermaschinen," Darmstadt, Techn. Hochsch., Diss., 1969.
- [2] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRAN SVECTOR Closed Loop Control System for Rotating Field Machines," Siemens Reviews, Vol. 34, pp. 217-220, May 1972.
- [3] M. Terashima, M. Nomura, T. Ashikaga, and T. Nakamura, "Fully digital controlled decoupled control system in induction motor drive," *IEEE IECON*, pp. 845-850, 1984.
- [4] Z. Krzeminski, "Nonlinear control of induction motor," *IFAC'87 World Congress*, pp. 349-354, 1987.
- [5] X. Xu, R. D. Doncker, and D. W. Novotney, "A stator flux oriented induction machine drive," *19th Annual IEEE PESC*, pp. 870-876, 1988.
- [6] G. S. Kim, I. J. Ha, and M. S. Ko, "Control of Induction Motors for Both High Dynamic Performance and High Power Efficiency," *IEEE Trans. Ind. Elctr.*, vol. IE-39, pp. 323-333, Aug., 1992.
- [7] L. J. Garcès, "Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE*

- Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-16, pp. 173-178, Mar./Apr., 1980.
- [8] T. Matsuo and T. A. Lipo, "A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, pp. 624-632, May/June, 1985.
- [9] S. K. Sul, "A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-25, pp. 578-587, July/Aug., 1989.
- [10] D. I. Kim, I. J. Ha, and M. S. Ko, "Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling," *Int. J. Contr.*, vol. 51, no. 4, pp. 863-883, 1990.
- [11] 김접근, 고명삼, 하인중, "유도전동기 모든 변수의 효과적인 실시간 추정," *대한전기학회지*, 42권, 2호, pp. 80-89, 2월호, 1993
- [12] I. J. Ha, "The standard decomposed system and noninteracting feedback control of nonlinear systems," *SIAM J. Contr. and Optim.*, vol. 26, pp. 1235-1249, 1988.
- [13] B. K. Bose, *Power electronics and AC drives*, Prentice-Hall, 1986.
- [14] A. Kusko and D. Galler, "Control means for minimization of losses in AC and DC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-19, pp. 561-570, July/Aug., 1983.
- [15] P. K. Nandam and P. C. Sen, "A Comparative Study of Proportional-Integral (P-I) and Integral-Proportional(I-P) Controllers for DC Motor Drives," *Int. J. Contr.*, vol. 44, pp. 283-297, 1986.

---

 저 자 소 개
 

---



金奎植(正會員)

1977. 3. ~ 1981. 2 서울대학교  
전자공학과 (학사). 1981. 3. ~  
1983. 2. 서울대학원 제어계측공  
학과 (석사). 1985. 3. ~ 1990. 8.  
서울대학원 제어계측공학과 (박  
사). 1988. 10 ~ 1992. 8. 대우중

공업 중앙연구소 전자기술부 선임연구원. 1993. 1. ~  
현재 서울시립대학교 전자전기공학부 조교수