

파라미터 적응동정에 의한 유도전동기의 중·저속운전 과도특성개선

박영산* · 이성근** · 김윤식**

Improvement of Transient Characteristics at Middle and Low Speed Region of Induction Motor using Adaptive Identification

Y. S. Park · S. G. Lee · Y. S. Kim

Key words : Induction motor, Vector control, Adaptive identifier, Serial block algorithm

Abstract

Vector controlled induction motor have been widely used in high performance applications. However, the performance is sensitive to the variations of motor parameters, especially the rotor time constant which varies with the temperature and the saturation of the magnetizing inductance.

In this paper the authors propose new identifying method for time-varying parameters of an induction motor which is based on adaptive vector control with serial block algorithm. Vector control system realized on synchronous frame and parameter identification system realized on stationary frame are not easily affected by the vector control frame.

Parameter mismatch in the control system results in heavy transient variations in speed and torque response. In order to compensate degradation of the responses at the middle and low speed region, adaptive identifier is introduced. To verify the feasibility of this technique, computer simulations carried out.

1. 서 론

벡터제어로 인해 유도전동기의 순시토크제어가 가능하게 되었고, DC모터대신에 각종산업현장에서 많이 응용되고 있다.¹⁾ 유도전동기 벡터제어

의 제어기 설계에는 수학적모델상의 파라미터들이 필요하게 된다. 전동기의 수학적 모델은 근사 모델이고 이 모델상의 파라미터는 전동기의 운전조건과 환경조건에 따라 변하는 특성을 가지고 있기 때문에 제어기 성능향상을 위해서는 이들 전동기 파

* 한국해양대학교 대학원(원고접수일 : 99년 6월)

** 한국해양대학교 전기시스템공학과

라미터에 대한 정확한 정보가 필수적이다. 따라서 이에 대한 연구가 최근 활발히 진행되고 있다. 대부분의 종래 튜닝 기법은 오프라인 파라미터 동정에 기초를 하고 있으며 이것은 비교적 정확한 전동기 파라미터 조정이 가능하다.^{12~41} 그러나 여전히 몇몇 문제가 남아 있다. 첫째로 운전 조건에 따라 변화하는 파라미터들을 신속성있게 보상해주지 못한다는 점이다. 둘째로, 종래의 기법은 파라미터 측정을 위해 외부로부터 다른신호를 인가 한다든가 하는 특별한 운전 패턴을 요구한다. 마지막으로, 오프라인 튜닝자체가 복잡하고 많은 시간을 요한다.

그러므로, 위의 문제들을 극복하기 위해 온-라인 동정에 대한 개념이 시스템내에 도입되어 높은 정도의 파라미터 측정과 동적변동에 대한 동정이 가능하게 되었다.^{15~91}

본 논문은 파라미터 변동을 적응적으로 동정하여 벡터제어계의 정도를 높이는 데 중점을 두었으며 특히, 중·저속역(200rpm~500rpm)에서 파라미터 변동으로 인한 영향과 파라미터를 적응적으로 동정함으로써 얻을 수 있는 과도특성개선에 대하여 논하였다.

적용벡터제어계의 기본구조는 벡터제어계와 적용동정계로 구성되어 있으며, 전동기의 제어입력인 지령전압을 생성하는 벡터제어계는 슬립주파수형 벡터제어계로 설계실현된다. 적용동정계는 벡터상의 미지파라미터를 행렬상의 동정신호로 동정하는 시리얼 블록적용알고리즘을 이용하였으며¹⁰⁰, 파라미터 동정을 위한 신호로는 벡터제어계에서 얻을 수 있는 고정좌표계상의 1차전압, 1차전류 및 슬립각주파수의 지령치를 각각 이용하고 있다.

2. 파라미터 변동이 간접벡터제어 성능에 미치는 영향

3상능형 유도전동기의 동특성은 동기회전좌표계인 dq좌표계에서 설명될 수 있다. 벡터제어에서는 dq좌표축을 1, 2차 자속과 함께 동기속도로 회전하게 만들고, 2차자속을 dq좌표계에서 d축과 일치시켜 제어를 하게 된다. 동기회전좌표계로 표현

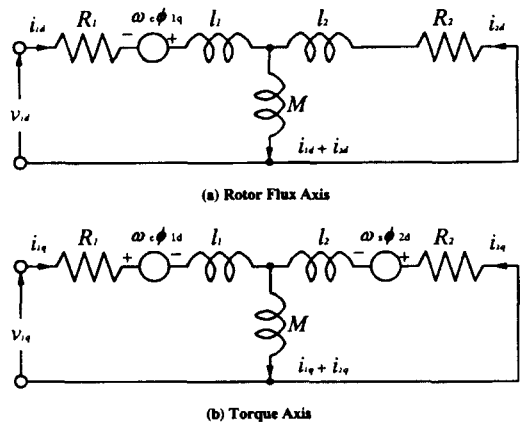


Fig. 1 Equivalent circuit of induction motor in synchronous reference frame

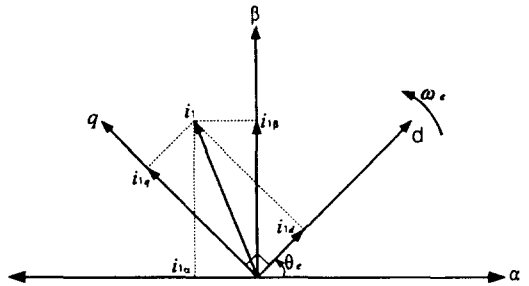


Fig. 2 Relation between stationary and synchronously reference frame

된 유도전동기 고정자 및 회전자 전압방정식은 식 (2-1)과 같으며, 이를 바탕으로 한 등가모델은 Fig. 1과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{1dq} \\ v_{2dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (p + j\omega_e)L_1 \\ (p + j\omega_e)M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (p + j\omega_e)M \\ R_2 + (p + j\omega_e)L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ i_{2dq} \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

- 단, v_{1dq} : 1차측 전압벡터, v_{2dq} : 2차측 전압벡터
- i_{1dq} : 1차측 전류벡터, i_{2dq} : 2차측 전류벡터
- ω_s : 슬립각속도, ω_e : 동기각속도
- L_1 : 1차측 인덕턴스, L_2 : 2차측 인덕턴스
- M : 상호 인덕턴스, $p (= \frac{d}{dt})$: 미분연산자

전압형 PWM인버터에서는 출력전압과 주파수가 조절되어야 하는 변수이다. Fig. 3과 같은 간접 벡터제어기에서는 출력전압제어를 위해 1차전류를 센싱하여 피드백제어를 행하고 있으므로 1차전

류와 주파수가 조절되어야 하는 변수가 되며, 고정자 전류지령 i_{1d}^* 와 i_{1q}^* 그리고 슬립각주파수 ω_s 지령을 적절히 함으로써 2차자속을 d축에 일치시킬 수 있다.

$$\omega_s = \frac{R_2}{L_2} \frac{M}{\phi_{2d}} i_{1q} \quad (2-2)$$

식(2-2)의 2차자속 ϕ_{2d} 는 식(2-3)으로 나타낼 수 있다.

$$\left(1 + \frac{L_2}{R_2} p\right) \phi_{2d} = M i_{1d} \quad (2-3)$$

식(2-3)은 정상상태($p\phi_2=0$) 하에서는 식(2-4)와 같이 되며, 모터의 토크 출력은 식(2-5)로 나타낼 수 있다.

$$\phi_{2d} = M i_{1d} \text{ (정상상태)} \quad (2-4)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left(\frac{M}{L_2}\right) \phi_{2d} i_{1q} \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_1 - \sigma L_1) i_{1d} i_{1q} \text{ (정상상태)} \\ &= K_T i_{1q} \end{aligned} \quad (2-5)$$

단, P : 극수

K_T : 토크계수

σ : 누설계수($1 - M^2/L_1 L_2$)

상기 식에서 i_{1d} , i_{1q} 및 ϕ_{2d} 는 동기회전좌표계상의 값이다. 토크와 자속은 i_{1q} 그리고 i_{1d} 에 의해 각각 독립적으로 제어가 가능하다. PWM인버터로부터 공급되는 고정자 전류는 미리 주어져 있기 때문에 필요한 고정자 주파수는 지령 슬립주파수와 회전자 주파수를 더함으로써 쉽게 얻을 수 있다.

$$\omega_s^* = \omega_r + \omega_s^* \quad (2-6)$$

간접벡터제어를 위해서 슬립주파수지령 ω_s^* 는 식(2-2)의 역 2차시정수($\frac{R_2}{L_2}$)를 추정치($\widehat{\frac{R_2}{L_2}}$)로 바꾸고, i_{1d} 와 ϕ_{2d} 를 각각 지령치 i_{1d}^* , i_{2d}^* 로 바꿈으로써 결정될 수 있으며, 이는 식(2-7)과 같이 된다.

$$\omega_s^* = \left(\widehat{\frac{R_2}{L_2}}\right) \frac{M}{\phi_{2d}^*} i_{1q}^* \quad (2-7)$$

위첨자로 (*)가 붙은 것은 지령치를 나타내거나 입력량을 나타낸다. 식(2-7)의 슬립주파수 연산에 사용되는 역 2차시정수의 2차저항은 전동기구

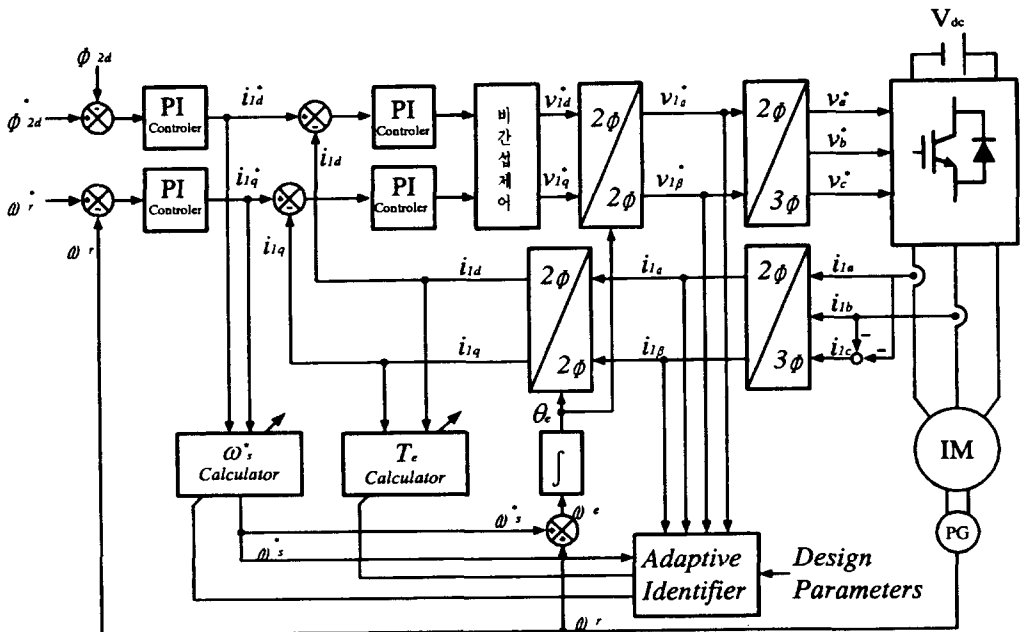


Fig. 3 Schematic diagram of indirect vector control system with adaptive identifier

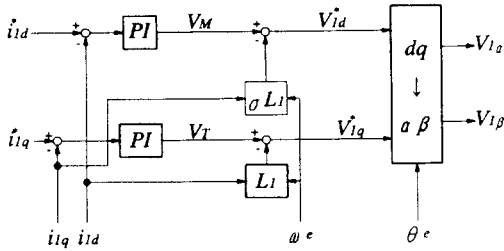


Fig. 4 Block diagram of indirect vector controller with dq-axis noninterference

동중의 온도여하에 따라 초기시동시의 200%를 넘는 변동을 나타내는 경우가 있으며, 역 2차시정수와 토크계수를 구성하는 인덕턴스(특히, 상호인덕턴스 부분)는 전동기 구동중의 1차전류(특히, 1차전류의 d축성분) 정도에 따라 수십%의 변동을 나타내는 경우가 있다.¹¹⁾ 따라서 역 2차시정수의 값이 운전특성에 따라 변화하여 실제의 값과 일치하지 않으면 자속과 토크의 분리제어가 불가능하게 되고, 간접벡터제어 시스템의 정상상태와 과도상태 응답성능이 저하됨으로써 제어기의 성능이 현저히 떨어진다. 이 현상은 제어기의 “detuning”의 결과로써 전동기에 나타나게 된다. 즉 정상상태에서 과여자나 부족여자로 전동기상에 나타난다. 전동기가 과여자 되면 포화되어 기계적 손실이 발생하고, 반대로 부족여자의 경우에는 효과적으로 전동기를 이용할 수가 없게 된다. 또한, 전동기의 과도 출력토크는 진동적인 응답을 나타내고, 과도응답특성을 현저히 감소시킨다. 4장의 시뮬레이션 결과는 이를 잘 보여주고 있다.

3. 시변 파라미터의 적응동정을 위한 모델링

적응동정은 벡터 제어계에서 문제가 되었던 동작상태에 따라 변동하는 전동기 파라미터를 무엇인가의 방법으로 실시간으로 동정하고, 동정된 전동기 파라미터로 피드 포워드 제어계에 있어서 중요한 파라미터인 역 2차시정수 뿐만아니라 토크제어와 비간섭제어시에 필요한 1차 인덕턴스를 동시에 실시간으로 수정하기 위한 것이다.

본 논문에서는, 역 2차시정수에 부가해, 자기 포화등에서 변동하는 인덕턴스의 동시 동정을 통해 파라미터의 실시간 수정을 행한다. 적응 동정계는

벡터 제어계의 동작 영향을 받기 어려운 고정 좌표계에서 설계, 실현하며, 동정에 사용하는 정보는 슬립 주파수형 벡터 제어계에서 쉽게 얻을 수 있는 전압, 전류 및 슬립각주파수이다. 동정 알고리즘으로는 그 수렴 성능이 해석되어 고속의 지수수렴이 가능한 이산시간형 블록 적응 알고리즘을 이용하고¹¹⁾ 동정대상으로 역 2차시정수(R_2/L_2)와 등가 2차저항 (R_2/L_2) L_1 을 선정하여 이 동정치에 의해 필요한 제어기 파라미터를 적응적으로 결정한다.

3. 1 적응동정을 위한 유도전동기 수학적모델

역 2차시정수와 등가 2차저항을 동정하기 위한 전동기의 수학적 모델을 수립해보면 다음과 같다. $\alpha\beta$ 축으로부터 되는 고정좌표계 상의 1차전류, 1차전압, 2차자속의 연속시간 벡터신호를 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_1 &= [i_{1\alpha} \ i_{1\beta}]^T \\ \mathbf{v}_1 &= [v_{1\alpha} \ v_{1\beta}]^T \\ \boldsymbol{\phi}_2 &= [\phi_{2\alpha} \ \phi_{2\beta}]^T \end{aligned}$$

고정자의 단자전류, 전압을 측정하고, 권선저항에 의한 전압강하를 제한 값을 적분하여 전동기의 1차자속을 추정한다.

$$\boldsymbol{\phi}_1 = \int (\mathbf{v}_1 - R_1 \mathbf{i}_1) dt \quad (3-1)$$

추정된 1차자속에서 고정자의 누설자속을 고려하여 회전자(2차) 자속을 구한다.

$$\boldsymbol{\phi}_2 = \frac{L_2}{M} (\boldsymbol{\phi}_1 - \sigma L_1) \quad (3-2)$$

또한 유도전동기 회전자의 전압방정식으로부터 식(3-3)이 유도된다.

$$p\boldsymbol{\phi}_2 + \frac{R_2}{L_2} \boldsymbol{\phi}_2 - \frac{R_2}{L_2} M \mathbf{i}_1 + J \boldsymbol{\phi}_2 \omega_s = 0 \quad (3-3)$$

$$\text{단, } J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

그러나 슬립주파수형 벡터제어법에서 2차자속 일정의 벡터제어 수행시 식(3-3)의 첫 항 $p\boldsymbol{\phi}_2$ 는 “0”이 되어 식(3-4)과 같이 된다.

$$\frac{R_2}{L_2} \phi_2 - \frac{R_2}{L_2} M i_1 + J \phi_2 \omega_2 = 0 \quad (3-4)$$

이 식을 식(3-2)에 의해 2차자속을 1차 자속으로 변형하여 나타내면 식(3-5)가 되고

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{M} (\phi_1 - \sigma L_1 i_1) - \frac{R_2}{L_2} M i_1 + J \omega_s \frac{L_2}{M} (\phi_1 - \sigma L_1 i_1) &= 0 \\ -J \omega_s \frac{L_2}{M} (\phi_1 - \sigma L_1 i_1) &= \frac{R_2}{M} (\phi_1 - \sigma L_1 i_1) - \frac{R_2}{L_2} M i_1 \end{aligned} \quad (3-5)$$

식(3-1)와 식(3-5)에 의하여 유도전동기 적응제어를 위한 수학적 모델이 얻어지게 된다.

$$-J \omega_s (v_1 - R i_1 - \sigma L_1 i_1) = \frac{R_2}{L_2} (v_1 - R i_1) - \frac{L_1}{L_2} R_2 p i_1 \quad (3-6)$$

위 식을 행렬형태로 다시 쓰면, 식(3-7)로 되고

$$-J \omega_s [v_1 - R i_1 - \sigma L_1 i_1] = [v_1 - R i_1 - p i_1] \begin{bmatrix} \frac{R_2}{L_2} \\ \frac{L_1}{L_2} R_2 \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

이는 최소자승 추정을 위한 회귀모델과 일치하므로 유도전동기 파라미터 적응동정이 가능하게 된다.

$$\begin{cases} y = \zeta^T \theta \\ \text{단, } y = -J \omega_s [v_1 - R i_1 - \sigma L_1 i_1] \\ \zeta^T = [v_1 - R i_1 - p i_1] \\ \theta = \left[\frac{R_2}{L_2} \quad \frac{L_1}{L_2} R_2 \right]^T \end{cases} \quad (3-8)$$

식(3-8)은 연속시간이지만 이 샘플치에 대해서도 보존되어 다음과 같은 이산시간 계로 나타낼 수 있다.

$$y(i) = \zeta^T(i) \theta \quad (i = 1, 2, 3, \dots, k) \quad (3-9)$$

단, $y(i)$, $\zeta(i)$ 는 $t = kh$ 에서 연속시간 신호 y , ζ 를 샘플로 한 샘플치(즉 이산시간 신호)를 나타낸다. h 는 적응제어 주기이다.

최소자승 추정의 문제는 식(3-9)의 모델로부터 계산된 출력 $\zeta^T(i)\theta$ 와 최소자승의 의미에서 측정된 변수 $y(i)$ 가 될 수 있는 한 같도록 파라미터의 값을

결정하는 것이다. 즉 다음의 최소자승손실함수가 최소가 되도록 θ 를 선택하는 것이다.

$$f_L(\theta, k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k \epsilon^2(i) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k \{y(i) - \zeta^T(i)\theta\}^2 \quad (3-10)$$

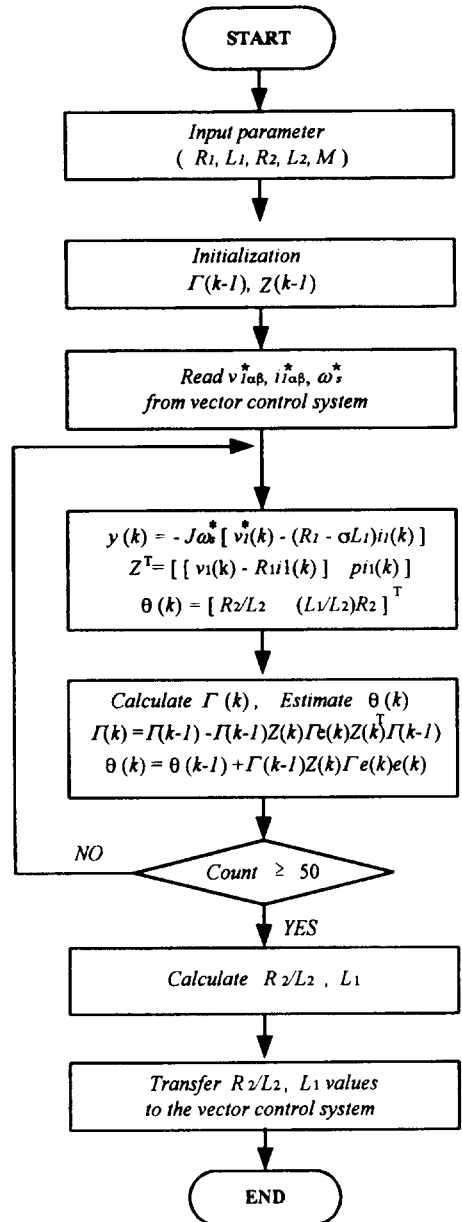


Fig. 5 Flowchart of identification

k 시점에서 식(3-10)을 최소로 하는 θ 를 구해보면 식(3-11)과 같다.

$$\theta(k) = \hat{\theta}(k) = [Z^T(k) Z(k)]^{-1} Z^T(k) Y(k) = \Gamma(k) Z^T(k) Y(k) \quad (3-11)$$

단, $Y(k) = [y(1) y(2) \dots y(k)]^T$

$$Z(k) = \begin{bmatrix} \zeta^T(1) \\ \zeta^T(2) \\ \vdots \\ \zeta^T(k) \end{bmatrix}$$

$$\Gamma(k) = [Z^T(k) Z(k)]^{-1} = \left[\sum_{i=1}^k \zeta(i) \zeta^T(i) \right]^{-1}$$

각종 센서의 오차, 모델링 오차 등에 의해서 오차신호 $\varepsilon(i)$ 는 정확히 "0" 되지 않는다. 특히, 유도전동기와 같이 운전 중에 온도나 다른 이유로 인해 특성이 변하는 플랜트에 있어서는 오차 자체가 변하게 되므로 운전 중 발생된 변동분을 어떠한 방법으로든 동정을 해주지 않으면 정확한 제어가 불가능하게 된다. 최소자승 추정법에서는 이러한 운전 특성에 따라 변하는 파라미터들을 최소자승손실 함수가 최소가 되도록 θ 를 반복추정함으로써 가능하게 된다.

적용 제어기에 있어서 관측은 실시간에서 순차적으로 이루어지고, 계산시간을 줄이기 위해서 재귀적인 계산이 요구되어진다. 최소 자승 추정의 계산은 $(k-1)$ 시간에서 얻어진 결과가 시간 k 에서의 추정에 사용되며, 식(3-11)에서 최소자승 문제의 해는 재귀적인 형태로 다시 쓰여진다. $(k-1)$ 시점에서 추정에 기초한 최소자승추정은 $\hat{\theta}(k-1)$ 로 나타난다. 행렬 $Z^T Z$ 가 모든 (k) 에 대해 정칙이라 가정하면(즉, 역행렬이 존재하면) 시간 (k) 에서의 추정치 $\hat{\theta}(k)$ 를 위한 이산 시간형 시리얼 블록 적용알고리즘을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + \Gamma(k-1) Z(k) \Gamma_e(k) \\ &= \hat{\theta}(k-1) + K(k) e(k) \end{aligned} \quad (3-12)$$

$$K(k) = \Gamma(k) Z(k) = \Gamma(k-1) \Gamma_e(k) \quad (3-13)$$

$$\Gamma(k) = \Gamma(k-1) - \Gamma(k-1) Z(k) \Gamma_e(k) Z^T(k) \Gamma(k-1) \quad (3-14)$$

$$\Gamma_e(k) = [I + Z^T(k) \Gamma(k-1) Z(k)]^{-1} \quad (3-15)$$

$$e(k) = y(k) - \zeta^T(k) \hat{\theta}(k-1) \quad (3-16)$$

단, $e(k)$ 는 식(3-16)에 나타난 것과 같이 1시점

전의 동정치 $\hat{\theta}(k-1)$ 을 이용해 계산된 사전오차 신호이다.

식(3-12)는 동적 파라미터의 갱신식(更新式)을 나타내고 $\Gamma(k)$ 와 $Z(k)$ 의 2중의 행렬적용계인을 가진다. 식(3-14)은 행렬 적용계인의 갱신식이다. 식(3-12)~(3-16)을 이용해 유도전동기 시변의 파라미터를 위한 적응동정치 $\hat{\theta}(k) = [\hat{\theta}_1(k) \hat{\theta}_2(k)]^T$ 가 얻어지면 다음식에 따라 적응동정된 제어기 파라미터의 역 2차시정수, 1차 인덕턴스, 역토크계수를 결정하고, 이를 벡터제어제에 직접 전하게된다. Fig. 5는 이의 흐름도를 나타내고 있다. 동정한 1차 인덕턴스의 동정치는 역토크계수 뿐만 아니라 전류제어기의 비간섭제어에도 이용된다.

$$\left(\frac{R_2}{L_2} \right) = \hat{\theta}_1(k), \quad \left(\frac{R_2}{L_2} L_1 \right) = \hat{\theta}_2(k) \quad (3-17)$$

$$\hat{L}_1 = \frac{\hat{\theta}_2(k)}{\hat{\theta}_1(k)} \quad (3-18)$$

4. 시뮬레이션 및 고찰

유도전동기 회전전자의 코일 양단에는 식(4-1)과 같은 힘이 작용하게 된다. 따라서, 양쪽 2개의 코일에 의해서 발생된 2극기의 토크는 식(4-2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$F = B_1 i_2 l \sin \delta = \frac{M}{2r} i_1 i_2 \sin \delta \quad (4-1)$$

단, l : 회전자 코일변의 길이,

B_1 : 자속밀도

i_2 : 회전자 코일에 흐르는 전류,

r : 회전자 반지름,

δ : 고정자와 회전자 도체축이 이루는 각(=고정자와 회전자의 공간전류벡터사이의 각)

M : 상호인덕턴스

$$T_{2p} = 2rF = M i_1 i_2 \sin \delta \quad (4-2)$$

Fig. 6으로부터 $\sin \delta$ 는 식(4-3)과 같이 되고, 이 식을 식(4-2)에 대입하면, 식(4-4)와 같이 2상 2극 유도전동기의 토크식을 얻을 수 있다.

$$\sin\delta = \sin(\theta_e - \theta_r) = \frac{1}{i_1 i_2} (i_{1\beta} i_{2\alpha} - i_{1\alpha} i_{2\beta}) \quad (4-3)$$

$$T_{2p} = M(i_{1\beta} i_{2\alpha} - i_{1\alpha} i_{2\beta}) \quad (4-4)$$

따라서, 3상 p극 유도전동기에 대한 토크식은 식(4-5)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} T_{2p} \\ &= \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} M(i_{1\beta} i_{2\alpha} - i_{1\alpha} i_{2\beta}) \end{aligned} \quad (4-5)$$

2축 고정좌표계에서 전류 및 인덕턴스로 표현된 유도전동기의 전압방정식은 식(4-6)과 같이 표현할 수 있고, 유도전동기 시스템 역학식은 식(4-7)과 같이 나타낼 수 있다.^[11] 따라서 이 두 식과 2축 고정좌표축으로 표현된 유도전동기 토크 식(4-5)를 식(4-7)에 대입하면 식(4-8)을 얻을 수 있고, 식(4-6)과 식(4-8)로부터 5개의 비선형 연립 미분방정식을 얻어 전류제어 및 속도제어를 위한 시뮬레이션이 가능하게 된다. 샘플로 사용한 농형 유도전동기의 사양은 표 4-1과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \\ v_{2\alpha} \\ v_{2\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & 0 & pM & 0 \\ 0 & R_1 + pL_1 & 0 & pM \\ pM & wrM & R_2 + pL_2 & wrL_2 \\ -wrM & pM & -wrL_2 & R_2 + pL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

$$T_e = J_M \frac{dw_m}{dt} + Bw_m + T_L \quad (4-7)$$

- 단, J_M : 관성모멘트,
- w_m : 전동기 회전자 기계적 각속도
- B : 채동계수,
- T_L : 부하토크

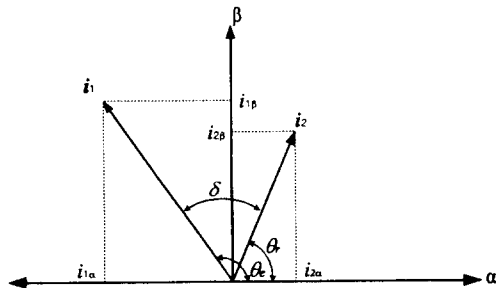


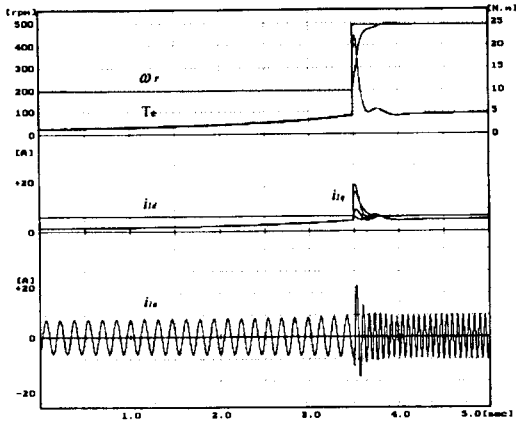
Fig. 6 Development of torque at stator and rotor coil

표 4-1 샘플 농형 유도전동기의 사양

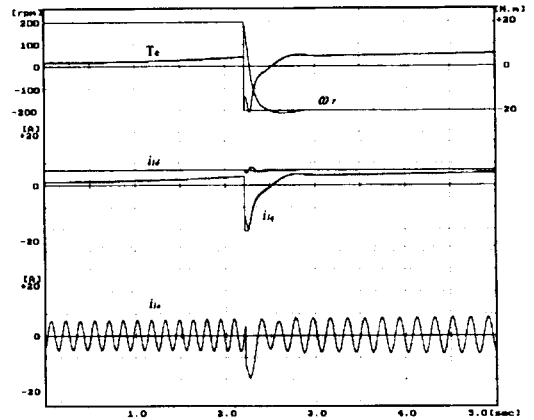
사양 또는 파라미터	값	
출력	2.2 [kw] (3HP)	
정격전압	220 [V]	
격전류	8.6 [A]	
정격속도	1740 [rpm]	
극 수	P	4
고정자 저항	R_1	0.9210 [Ω]
회전자 저항	R_2	0.5830 [Ω]
고정자 인덕턴스	L_1	67.1 [mH]
회전자 인덕턴스	L_2	67.1 [mH]
상호인덕턴스	M	65.0 [mH]
관성모멘트	J_M	0.0418 [kg · m]
마찰계수	B	0.0046[kq.m ² /sec]

$$\frac{d}{dt} w_r = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{M}{J_M} (i_{1\beta} i_{2\alpha} - i_{1\alpha} i_{2\beta}) - \frac{B}{J_M} w_r + \frac{T_L}{J_M} \frac{P}{2} \quad (4-7)$$

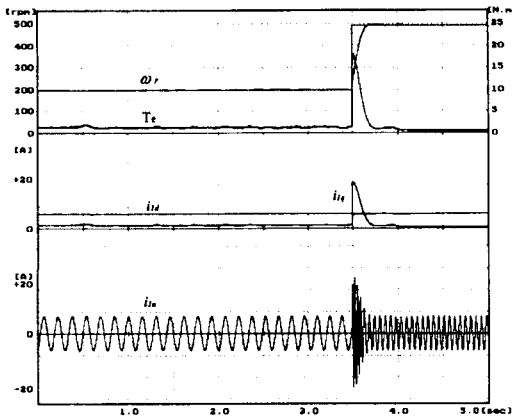
Fig. 7은 rpm을 200에서 500으로 가변했을 때 파라미터 변동에 따른 적응동정을 하지 않았을 때와 적응동정을 행하였을 경우의 과도특성을 나타내고 있다. 그림 (a)에서는 파라미터 변동으로 인하여 상전류($i_{1\alpha}$)의 최고치는 8[A]에서 10[A]까지 서서히 증가되고 있으며 적응동정시에는 그림 (b)와 같이 8[A]를 유지하며 거의 변동이 없다. 토크분전($i_{1\beta}$)류는 2[A]에서 8[A]까지 서서히 증가되고 있으며 전동기 토크(T_e)는 과도시 최고치가 약 22[N·m]까지 올라가고 정상시에도 2[N·m]에서 5[N·m]로 서서히 증가하고 있다. (b)반면에 그림의 적응동정시의 결과는 과도시 최고 토크가 약 18[N·m]로 줄어들었으며 정상상태 하에서도 약 2[N·m]로 일정히 유지되고 있음을 알 수 있다. (a)에서 과도시 속도 응답이 약 400ms초였으나 적응동정을 행한 후에는 그림 B와 같이 약 200ms초로 과도특성이 개선되었음을 알 수 있다. Fig. 8은 정·역운전 특성을 나타내고 있다. (a)는 적응동정을 행하지 않았을 때, (b)는 적응동정을 행했을 때의 정·역운전 특성을 나타내고 있다. 정200[rpm]에서 부200[rpm]으로 바뀌는데 걸리는 시간이 (a)에서는 약 0.7[sec]이고, (b)에서는 0.2[sec]로 현저히 차이가 남을 알 수 있다. 토크분 전류는 2[A]에서 8[A]로 서서히 증가되고 있으며 과도시에 여자분 전류가 일정히 유지되지 못하고 ± 2 [A]정도의 변동이 있음을 알



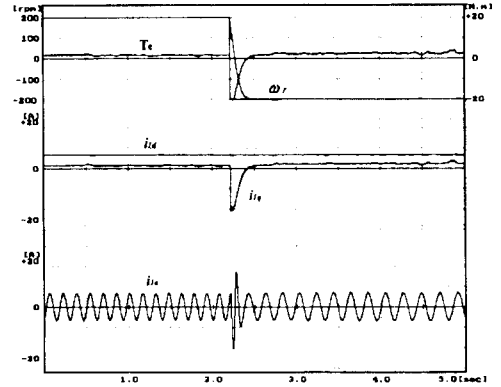
(a) (No identification, rpm : 200→500, Load : 10%, parameter variation : 0~80%)



(a) (No identification, rpm : 200→-200, Load : 10%, parameter variation : 0~80%)



(b) (Identification, rpm : 200→500, Load : 10%, parameter variation : 0~80%)



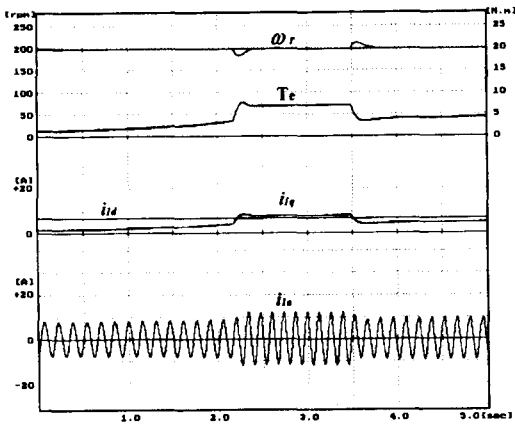
(b) (Identification, rpm : 200→-200, Load : 10%, parameter variation : 0~80%)

Fig. 7 Results of transient response of speed change

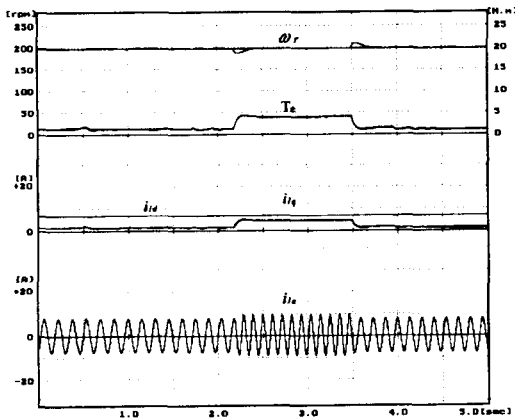
Fig. 8 Results of forward to reverse operation

수 있다. 반면에 적응동정 시에는 여자분 전류가 과도 시에도 변함없이 일정히 유지되고 있으며 과도상태에서 정상상태로 회복되는 시간이 0.2[sec]로 적응동정을 하지 않은 경우의 약 0.6[sec]보다 훨씬 짧다. 적응동정을 하지 않은 (a)상태에서 상전류는 파라미터변동으로 인해 최대값이 서서히 증가되고 있으며, 적응동정을 해줌으로써 일정히 유지됨을 알 수 있다. 상전류 과도특성 또한 적응동정을 행한 경우의 정상회복 능력이 적응동정을 하지 않았을 때보다 월등히 나아 졌음을 확인할 수 있다.

Fig. 9는 부하외란이 정격의 10%에서 30%로 다시 30%에서 10%로 변동되었을 경우에 적응동정을 행하지 않았을때와 했을때의 과도특성을 나타내고 있다. 적응동정을 행하지 않았을 경우의 상전류는 10% 부하시 8~10[A] 정도로 서서히 증가하고 있으며, 30%부하시에는 약 12[A](최고치)가 흐르고 있다. 반면에 (b)의 경우에는 최고치의 증가 없이 10%부하시 8[A], 30%부하시 약10[A]로 일정히 유지됨을 확인할 수 있다. (a)의 경우에 전동기 토크는 1~7[N·m], 토크분전류는 2~9[A]로 변동폭이 크고, 적응동정시에는 1~4[N·m], 2~5[A]의 범위내에서 부하외란의 변동에 보다 양호한 과도특성을 보여주고 있다. 부하외란 변동시 속도의



(a) (No identification, rpm : 200, Load : 10→30→10%, parameter variation : 0~80%)



(b) (Identification, rpm : 200, Load : 10→30→10%, parameter variation : 0~80%)

Fig. 9 Characteristics of load torque disturbance

변동폭은 적응동정을 했을 때 약 13[rpm]으로 적응동정을 하지 않았을 때 약 17[rpm]보다 적었으며, 정상회복 시간도 적응동정을 함으로써 약 0.1[sec]정도 빨라졌음을 확인할 수 있었다.

5. 결 론

제어기에서 사용되는 파라미터 값과 실제의 파라미터 값이 일치하지 않으면 제어기 성능에 악영향을 미친다. 이는 시뮬레이션 결과로부터 특히 과도 특성에 있어서 응답속도가 느려지고 토크가 진동하는 등 제어기 성능이 현저히 감소되는 것으로

나타났다. 이러한 문제점은 적응알고리즘을 이용하여 파라미터 변동을 동정해 줌으로써 파라미터 변동으로 인한 과도시의 악영향을 완전히 보상할 수 있음이 확인되었다. 적응동정기는 1차전압, 1차전류 그리고 슬립주파수에 기초하고 있으므로 특별한 다른 신호의 부가없이 벡터제어계에서 사용하는 계 신호를 그대로 이용할 수 있어 적응동정의 복잡성을 피하였다. 파라미터 동정에는 역 2차 시정수에 부가해 1차 인덕턴스를 동시에 동정함으로써 토크연산에 이용할 뿐만 아니라 비간섭제어의 dq축 분리제어가 1차 인덕턴스의 변동에 관계없이 가능하도록 하였다.

또한 시변계인 방식을 사용한 블록적응알고리즘으로 적응동정을 행함으로써 고정계인을 이용한 적응법칙에 비해 빠른 지수수렴 성능을 얻을 수 있었으며, 광범위한 파라미터변화에도 불구하고 높은 적응성과 강인성이 발휘됨을 확인하였다.

참고문헌

- [1] 新中新二, "誘導形 サボモータの適ベクトル制御", IEE Japan, Vol.117-D. No.8. pp.1024-1032, 1997
- [2] C. Wang, D. W. Novotny, and T. A. Lipo, "An automated rotor time constant measurement system for indirect field-oriented drives", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-24, pp. 151-159, 1988.
- [3] A. Gastli, M. Iwasaki, and N. Matsui, "An automated equivalent circuit parameter measurements of an induction motor using V/F PWM inverter", in IPEC-Tokyo Conf. Rec., pp. 659-666, 1990.
- [4] M. Akiyama, K. Kobayashi, I. Miki, and M. A. EI-Sharkawi, "Auto-tuning method for vector controlled induction motor drives", in IPEC-Yokohama Conf. Rec., pp.789-794, 1995.
- [5] J. Holtz and T. Thimm, "Identification of the machine parameter in a vector controlled induction motor drive.", in IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec., pp. 601-606, 1989.
- [6] J. Moreira, K. Hung, T. Lipo, and R. Lorenz, "A simple and robust adaptive controller for detun-

ing correction in field oriented induction machines", in IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec., pp. 397~403, 1991.

- [7] L. J. Garces, "Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor", IEEE Trans. Ind. Appl. cat., vol. IA-16, pp. 173~178, 1980
- [8] K. Tungpimolrut, F. Peng, and T. Fukao, "Robust vector control of induction motor without using stator and rotor circuit time constants", in IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec., pp. 521~527, 1993.
- [9] T. Noguch, S. Kondo, and I. Takahashi, "Robust torque control of induction motor against variations of primary and secondary resistances", in IPEC- Tokyo Conf. Rec., Yokohama, Japan, pp. 1163~1168, 1995.
- [10] 新中新二, 適 アルゴリズム, 産業圖書, 1990.
- [11] 宮入庄太, 電氣·機械エネルギー變換工學, 丸善株式會社, 昭和51年.
- [12] Karl Johan Åstöm, Björn Wittenmark. Adaptive Control, Addison-Wesley Publishing Company Inc., pp. 1~82, 1995

저 자 소 개



박영산(朴永算)

1968년 12월생. 1991년 한국해양대학교 기관학과 졸업. 1997년 동대학원 기관공학과 졸업(석사). 1999년 동대학원 박사과정 수료



이성근(李成根)

1959년 1월생. 1983년 한국해양대학교 기관학과 졸업. 1990년 동대학원 기관학과 졸업(석사). 1998년 동대학원 졸업(박사). 현재 한국해양대학교 전기시스템공학과 조교수



김윤식(金潤植)

1955년 4월생. 1977년 한국해양대학교 기관학과 졸업. 1979년 동대학원 졸업(석사). 1986년 동경공업대학 대학원 졸업(석사). 동대학원 졸업(박사). 현재 한국해양대학교 전기시스템공학과 교수