블록 적응알고리즘을 이용한 유도전동기 적응벡터제어

박영산* · 조성훈* · 배철오* · 이성근** · 김윤식**

*한국해양대학교 대학원 , **한국해양대학교 전기시스템공학과

Adaptive Vector Control for Induction Motor Using Block Adaptive Algorithm

Y.S Park* · S.H Cho* · C.O Bae* · S.G Lee** · Y.S Kim**

*Korea Maritime University , **Korea Maritime University Electrical System Engineering

E-mail : k972010g@hanbada.kmaritime.ac.kr

ABSTRACT

This paper proposes new torque control of an induction motor, which is robust against time verying parameters. The control is based on adaptive vector control with serial block adaptive algorithm. Motor parameters used to estimates slip frequency and torque. Frequency mismatch in the control system detrimentally affects slip frequency estimation and torque response. In order to compensate for degradation of the responses, an adaptive identifier for the magnetizing inductance and the secondary time constand is introduced. adaptive vector control system consisted of two subsystems, a vector control system realized on synchronous frame and a parameter identification system on stationary frame. the effectiveness of the proposed method was verified by some digital simulations

1. 서 론

유도전동기는 산업현장 및 각종전기 기기에 가장 많이 사용되는 원동기로써, 기계적 구조가 견고하고, 보수관리가 쉬우며 가격이 저렴하기 때문에 서보전동기로써의 사용에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 서보전동기에 있어서, 종래 DC전동기가 많이 사용되었습니다만, 요즘 수백와트 이상의 클라스에서는 AC전동기 사용이 상식화되고 있다. 그 중에서도 수KW이상의 서보전동기에 있어서는 유도전동기가 중심적으로 사용되어지고 있다.[1]

유도전동기를 서보전동기로 이용하는 경우에, 이의 제어는 보통 벡터제어에 의해 되어진다. 벡터제어는 1차, 2차측의 전류, 자속 등의 전동기내의 제 신호를 벡터신호로 취해, 1차전류를 여자분 전류와 토크분 전류로 나눈 후에 이것을 독립적으로 제어하여 소정의 순시토크를 발생시키는 제어방식이다.[2]

유도전동기에 고성능 서보성능을 발휘하게 하는 것은 벡터제어법에 의해 가능하게 된다. 유도전공기 벡터제어계의 제어기 설계에는 수학모델상의 파라미터들이 필요하다. 이로인해 전동기 모델상의 파라미터 동정에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 본 연구 또한 그 일환으로 행하여졌다. 전동기의 수학적 모델은 근사모델이고, 이 모델상의 파라미터는 전동기의 동작상태에 따라 변하는 특성을 가지고 있기 때문에 제어기 성능의 향상을 위해서는 이들 전동기 파라미터에 대한 정확한 동정이 필수적이다.

본 연구의 적응벡터제어계의 기본 구조는 벡터제어계와 적응동정계로 구성되어 있으며, 전동기의 제어입력인 지령전압을 생성 하는 벡터제어계는 슬립주파수형 벡터제어계로 설계 실현된다. 파라미터 동정을 위한 신호로는 고정좌표계상의 1차전압, 1차전류 및 슬립각주파수의 지령치를 각각 이용하고 있다.

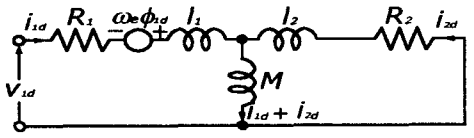
유도전동기의 벡터제어법에 있어서 가장 많이 이용되고 있는 슬립주파수형 벡터제어법에 있어서는 높은 정도의 2차 시정수를 요하고 있다. 따라서 본 논문에서는 파라미터 변동을 시리얼 블록적응 알고리즘을 이용하여 동정하고, 이것을 벡터제어기에 반영하는 방법을 행하였다.

벡터상의 미지파라미터를 행렬상의 동정신호로 동정하는 적응알고리즘인, 블록적응알고리즘은 비블록적인 적응알고리즘에 비교해서, 블록크기에 응해서 수렴속도가 향상된다고 하는 특성을 가지고 있으므로[3] 이 알고리즘을 이용한 적응성능향상을 꾀하였다.

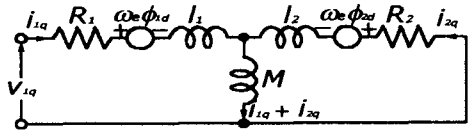
2. 유도전동기 모델링 및 벡터제어계

3상 유도전동기의 제어를 위한 수학적 모델링을 하는데 있어서 공간벡터를 사용한 3상 고정좌표계의 고정자 전압방정식과 회전자 전압방적식을 2축 고정좌표계로 변환하여 식(2.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{1\alpha\beta} \\ V_{2\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & pM \\ (p - j\omega_r)M & R_2 + (p - \omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha\beta} \\ i_{2\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (2\text{-}1)$$



(a) Rotor Flux Axis



(b) Torque Axis

Fig.1. Equivalent circuit of Induction Motor in Synchronous Reference Frame

단, R_1, R_2 : 1, 2차 저항

L_1, L_2, M : 1, 2차, 상호 인덕턴스

l_1, l_2 : 1차, 2차 누설인덕턴스

i_{1d}, i_{1q} : 고정자 전류

i_{2d}, i_{2q} : 회전자 전류

ω_e : 동기 각속도

ω_r : 회전자 각속도

Φ_{1dq}, Φ_{2dq} : 1차, 2차 자속벡터

이를 다시 동기 회 전좌표계로 좌표 변환하면 식(2.2)로 나타낼 수 있으며, 이 수식을 기초로 동기 회전좌표계로 표현된 유도전동기 등가모델을 그리면 Fig.1과 같게 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{1dq} \\ V_{2dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1+(p+j\omega_e)L_1 & (p+j\omega_e)M \\ (p+j\omega_s)M & R_{2+}(p+j\omega_s)L_2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ i_{2dq} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

또한 유도전동기의 고정자와 회전자의 쇄교자속 벡터는 식(2.2)로 표현되며,

$$\begin{bmatrix} \Phi_{1dq} \\ \Phi_{2dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1dq} \\ i_{2dq} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

이 식으로부터 회전자 전압방정식은 유도전동기에서 "0"이 되므로 식(2.2)의 2차측 전압방정식은 식(2.4)로 되며, 이식은 식(2.3)에 의해

$$\begin{aligned} &\frac{d}{dt}\Phi_{2d}+R_2 i_{2d}-\omega_s\Phi_{2d}=0 \\ &\frac{d}{dt}\Phi_{2q}+R_2 i_{2q}-\omega_s\Phi_{2q}=0 \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} &\frac{d}{dt}\Phi_{2d}+\frac{R_2}{L_2}\Phi_{2d}-\frac{R_2}{L_2}M_{1d}-\omega_s\Phi_{2q}=0 \\ &\frac{d}{dt}\Phi_{2q}+\frac{R_2}{L_2}\Phi_{2q}-\frac{R_2}{L_2}M_{1q}-\omega_s\Phi_{2d}=0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

식(2.5)와 같이 자속과 전류벡터 그리고 슬립주파수로 표현된 회전자 방정식을 얻을 수가 있다. 유도전동기를 타여자 직류전동기와 같은 제어특성으로 제어하기 위해서는 회전자 쇄교자속을 d축과 일치시켜 $\Phi_{2q}=0$, $\frac{d}{dt}\Phi_{2q}=0$ 와 같이 제어하는 것이 바람직하므로 식(2.5)는 식(2.6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} &\frac{d}{dt}\Phi_{2d}+\frac{R_2}{L_2}\Phi_{2d}-\frac{R_2}{L_2}Mi_{1d}=0 \\ &-\frac{R_2}{L_2}Mi_{1q}-\omega_s\Phi_{2d}=0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

식(2.6)의 두 번째 식으로부터 슬립주파수 ω_s가 구해지며, 슬립주파수는 i_{1q}의 값에 비례하여 변화시킬 수 있음이 명백해진다.

$$\omega_s=\frac{R_2}{L_2}\frac{M}{\Phi_{2d}}i_{1q} \text{ (일반적인 경우)} \quad (2.7)$$

또한, 정상상태 하에서는 회전자 쇄교자속이 일정하게 되므로 $\Phi_{2d}=constant=\Phi_{2dq}$, $\frac{d}{dt}\Phi_{2d}=0$ 이 되어 식(2.6)의 위 식은 식(2.8)과 같이 나타낼 수 있으며

$$\Phi_{2d}=Mi_1 d \quad (2.8)$$

식(2-7)부터 정상상태에서 슬립주파수를 구할 수 있다.

$$\omega_s=\frac{R_2}{L_2}\frac{i_{1q}}{i_{1d}} \quad (2\text{-}9)$$

따라서 회전 좌표계의 2차 자속 ϕ_2와 d축을 일치시키면, 유도전동기의 상태방정식은 다음과 같이 표현될 수가 있다.

$$p\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta & \omega_e & \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2} \\ -\omega_e & 0 & -\frac{R_2}{L_2} \\ \frac{MR_2}{L_2} & \Delta & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_1 L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \phi_{2d} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1}\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2\text{-}10)$$

단,

$\Delta=-\left(\frac{R_1}{\sigma L_1}+\frac{(1-\sigma)R_2}{\sigma L_2}\right)$

p : 미분 연산자 $\left(\frac{d}{dt}\right)$

σ : 누설계수 $\left(1-\frac{M^2}{L_1 L_2}\right)$

(2-10) 식으로 표현된 제어대상에 대해서 다음과 같은 전류제어계를 구성한다.

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix} = \left(K_p+\frac{K_i}{s}\right)\begin{bmatrix} i_{1d}^* - i_{1d} \\ i_{1q}^* - i_{1q} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & \sigma L_1 \\ L_1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (2\text{-}11)$$

위 식의 오른쪽 2번째 항은 식(2-10)에서 나타나는 비선형의 간섭항을 제거하고 선형화를 도모하기 위한 처리이다. i_{1dq}^*는 지령 전류이고, 오른쪽 첫째 항은 전류변화에 대한 PI 제어기의 구성을 나타내고 있다. 위 식에서 알 수 있는 바와 같이 회전 좌표계상에서 dq축 전류가 적절히 검출되는 경우에는 전류 편차가 "0"이 되도록 하는

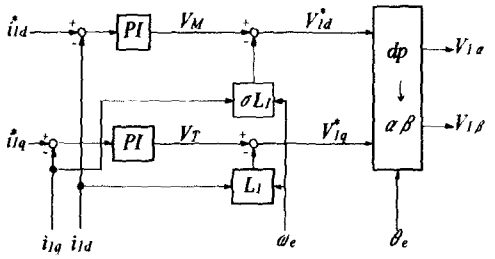


fig.2. block diagram of indirect vector controller

것이 가능하다.

식(2-11)을 블록선도로 나타내면 Fig.2과 같다.

동기 회전 좌표계에서 유도전동기의 토크식은 식(2-12)와 같이 나타낼 수 있으며,

$$T_e = N_p(1-\sigma)L_1 i_{1d} i_{1q} \qquad (2\text{-}12)$$

단, N_p : 극대수

지령전류의 d축 성분 i_{1d}^*가 일정한 경우에는 전동기가 발생하는 토크에 관해 다음 식이 성립한다.

$$T_e = K_T i_{1q} \qquad (2\text{-}13)$$

단, $K_T = N_p(1-\sigma)L_1 i_{1d}^*$

따라서 i_{1q}^* 값의 가변에 의해서 토크 T_e의 가변이 가능하게 되고 식(2-13)는 다음과 같이 바꿔 쓸 수 있다.

$$i_{1q}^* = \frac{1}{K_T} T_e^* \qquad (2\text{-}14)$$

서보 전동기에 있어서 중요한 성능이 되는 높은 선형성을 가진 토크를 전류제어계의 대역에 응해서 속응성을 가지고 발생하는 것이 가능하게 된다.

3. 파라미터 적응 동정계

3.1 유전동기의 특성 변동과 벡터 제어계의 문제

벡터 제어계는 피드백형의 전류 제어계와 이것 이외의 제어계로 대별해서 생각할 수가 있다. 전류 제어계에 있어서 실제의 제어대상이 모델링한 수학모델과 다르거나 모델링 오차가 존재하는 경우에도, 피드백 제어계의 특성에 의해 이 오차에도 불구하고 소정의 성능을 발휘하게 하는 것이 가능하다. [4]

반면에 슬립각 주파수, 전원각 주파수의 생성과 식(2-14)으로 나타낸 지령 토크로부터 q축의 지령 전류의 생성은 피드 포워드적으로 되고, 여기에 사용된 파라미터가 적절히 선정되지 않는 경우에 생기는 오차는 기본적으로 보정이 되지 않는다. 이러한 종류의 제어기 파라미터는 제어대상인 유도전동기의 수학모델상의 파라미터로부터 직접 결정되고, 높은 정도의 벡터 제어계를 실현하기 위해서는 슬립 주파수의 생성에 필요한 역 2차 시정수 (R_2/L_2)와 지령전류 i_{1q}^*의 생성에 필요한 토크계수 (K_T)의 값이 정확하지 않으면 안 된다.

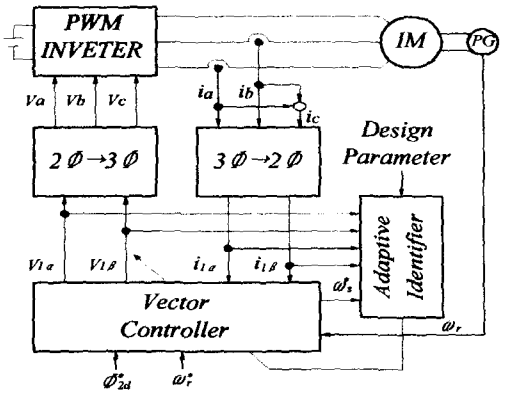


fig.3 block diagram of daptive vector control

그런데, 역 2차시정수(2차시정수의 역수를 본 논문에서는 역 2차시정수라 칭한다)를 구성하는 2차 저항을 전동기 구동중의 온도여하에 따라 초기 시동시의 200%를 넘는 변동을 나타내는 경우가 있다. 또, 역 2차 시정수, 토크계수를 구성하는 인덕턴스(특히 상호 인덕턴스 부분)을 전동기 구동중의 1차 전류(특히 1차 전류의 d축 성분) 정도에 따라 자화포화의 영향으로 수~수십 퍼센트의 변동을 나타내는 경우가 있다.[1]

벡터 제어계에서는 슬립주파수 계산 값의 정도에 따라서 1차 전류의 d·q 축 성분의 분리, 검출에 직접 영향을 미치므로, 비록 고대역의 전류 제어계를 안정하게 구성했다고 해도 슬립각 주파수가 정확히 계산되지 않는한 1차 전류의 d·q 축 성분을 고정도로 검출해 제어하는 것은 불가능하다.

3.2 적응 동정 실시 기초

적응동정은 벡터 제어계에서 문제가 되었던, 동작상태에 따라 변동하는 전동기 파라미터를 무엇인가의 방법으로 실시간으로 동정하고, 동정된 전동기 파라미터에 따라 피드 포워드 제어계에 있어서 중요한 파라미터인 역 2차 시정수와 토크계수를 실시간으로 수정하는 것에 있다.

본 논문에서는, 이 생각에 입각해서 적응 동정의 기법을 응용해서 중요한 파라미터의 실시간 수정을 행한다. 적응 동정계는 역 2차 시정수에 부가해, 자기 포화등에서 변동하는 인덕턴스의 동시 동정을 실시한다. 적응 동정계는 벡터 제어계의 동작 영향을 받기 어려운 고정 좌표계에서 설계, 실현하며, 동정에 사용하는 정보는 슬립 주파수형 벡터 제어계에서 어렵지 않게 얻을 수 있는 전압, 전류 및 슬립각주파수이다. 동정 알고리즘에 대해

서는 그 수렴 성능이 해석되어[3] 고속의 지수수렴이 가능한 이산시간형 블록 적응 알고리즘을 이용한다. 동정대상으로 역 2차시정수 (R_2/L_2)와 등가 2차저항 $(R_2/L_2)R_2$을 선정하고 이 동정치에 의해 필요한 제어기 파라미터를 적응적으로 결정한다.

3.3 적응 모델

최소자승 추정법의 이산시간형 수학적 회귀(回歸) 모델은 식(3-1)로 나타낼 수 있다.[5]

$$y(i) = \zeta^T(i)\theta \tag{3-1}$$

단, $y(i)$: 관측된 변수(observed variables)

$\zeta(i)$: 다른 알려진 변수에 의존하는 알려진 함수(regression variables)

θ : 결정되어야 할 모델 파라미터

$\zeta(i) = [\zeta_1(i), \zeta_2(k) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \zeta_n(i)]$

$\theta = [\theta_1, \theta_2, \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \theta_n]^T$

최소자승추정의 문제는 식(3-1)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 최소 자승손실함수가 최소가 되도록 θ를 선택하는 것이다..

$$C(\theta, k) = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{k}\{y(i) - \zeta^T(i)\theta\}^2 \tag{3-2}$$

$\varepsilon(i)$를 사후오차라 하며 다음과 같이 정의한다.

$$\varepsilon(i) = y(i) - \hat{y}(i) = y(i) - \zeta^T(i)\theta \tag{3-3}$$

사후오차 신호를 가지고 손실함수 (3-2)를 표현하면 식(3-4)가 되고

$$C(\theta, k) = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{k}\varepsilon^2(i) = \frac{1}{2}E^TE = \frac{1}{2}\|E\|^2 \tag{3-4}$$

E는 식(3-5)와 같이 쓸 수 있다.

$$E = Y - \hat{Y} = Y - Z\theta \tag{3-5}$$

단, $Y(k) = [y(1)\ y(2) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot y(k)]^T$

$E(k) = [\varepsilon(1)\ \varepsilon(2) \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \varepsilon(k)]^T$

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

$$\Gamma(k) = (Z^T(k)Z)^{-1} = \left(\sum_{i=0}^{k}\zeta(i)\zeta^T(i)\right)^{-1}$$

행렬 Z^TZ 가 항상 음이 아닌 유한한 값이기 때문에 함수 C는 최소값을 갖게 되고, C를 최소로 하는 상수 θ를 찾는 것으로 축소된다. 초등 미적분에서 다변수 함수의 극대, 극소 문제를 다룰 때 얻은 결과를 적용하면 필요조건으로 손실함수를 파라미터 θ에 대해 편미분한 값이 "0"이 되면 된다.

$$\frac{\partial C(\theta, k)}{\partial \theta} = \frac{\partial \|E\|^2}{\partial \theta} = 0 \tag{3-6}$$

따라서 C를 최소로 하는 θ는 식(3-7)과 같이 구해진다.

$$\theta = \hat{\theta} = (Z^TZ)^{-1}Z^TY \tag{3-7}$$

각종 센서의 오차, 모델링 오차 등에 의해서 사후 오차신호 $\varepsilon(i)$는 정확히 "0"이 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 운전특성에 따라 변하는 파라미터들을 최소자승손실함수가 최소가 되도록 θ를 반복추정 함으로써 가능하게 된다.

적응 제어기에 있어서 관측은 실시간에서 순차적으로 이루어지고, 계산시간을 줄이기 위해서 재귀적인 계산이 요구되어 진다. 최소 자승 추정의 계산은 $(k-1)$ 시간에서 얻어진 결과가 시간 k에서의 추정에 사용되며, 식(3-7)에서 최소자승 문제의 해는 재귀적인 형태로 다시 쓰여진다. $(k-1)$시점에서 추정에 기초한 최소자승추정은 $\hat{\theta}(k-1)$로 나타낸다. 행렬 Z^TZ 가 모든 (k)에 대해 정칙이라 가정하면(즉, 역행렬이 존재하면) 시간 (k) 에서의 추정치 $\hat{\theta}(k)$를 위한 이산 시간형 시리얼 블록 적응 알고리즘을 얻을 수 있다.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \Gamma(k-1)Z(k)\Gamma_e(k)e(k)$$
$$= \hat{\theta}(k-1) + K(k)e(k) \tag{3-8}$$

$$K(k) = \Gamma(k)Z(k) = \Gamma(k-1)Z(k)\Gamma_e(k) \tag{3-9}$$

$$\Gamma(k) = \Gamma(k-1) - \Gamma(k-1)Z(k)\Gamma_e(k)Z^T(k)\Gamma(k-1) \tag{3-10}$$

$$\Gamma_e(k) = \{I + Z^T(k)\Gamma(k-1)Z(k)\}^{-1} \tag{3-11}$$

$$e(k) = y(k) - \zeta^T(k)\hat{\theta}(k-1) \tag{3-12}$$

단, $e(k)$는 식(3-12)에 나타낸 것과 같이 1시점 전의 동정치 $\hat{\theta}(k-1)$을 이용해 계산된 사전오차 신호이다.

전동기 파라미터와 같이 천천히 시변하는 파라미터의 추정을 위해서는 최소 자승 표준을 다음과 같이 바꾸어 적응게인을 시변으로 한다.[5]

$$C(\theta, k) = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{k}\lambda^{k-i}\{y(i) - \zeta^T(i)\theta\}^2 \tag{3-13}$$

식(3-13)에 따라 적응 알고리즘을 변형하면, 식(3-14)~(3-17)으로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \Gamma(k-1)Z(k)\Gamma_e(k)e(k)$$
$$= \hat{\theta}(k-1) + K(k)e(k) \tag{3-14}$$

$$K(k) = \Gamma(k)Z(k) = \Gamma(k-1)Z(k)\Gamma_e(k) \tag{3-15}$$

$$\Gamma(k) = \frac{1}{\lambda}[\Gamma(k-1) - \Gamma(k-1)Z(k)\Gamma_e(k)Z^T(k)\Gamma(k-1)]$$
$$= \frac{1}{\lambda}[I - K(k)Z^T(k)]\Gamma(k-1) \tag{3-16}$$

$$\Gamma_e(k) = [I + Z^T(k)\Gamma(k-1)Z(k)]^{-1} \tag{3-17}$$

단, $\Gamma(-1) > 0,\ \Gamma^{-1}(-1) > 0,\ 0 < \lambda \leq 1$

식(3-14)는 동적 파라미터의 갱신식(更新式)을 나

타내고, $I(k)$와 $Z(k)$의 2중의 행렬 적응 게인을 가진다. 식(3-16)는 행렬 적응 게인의 갱신식이다.

3.4 적응동정을 위한 유도전동기 수학모델

역2차 시정수 (R_2/L_2)와 등가2차저항 $(R_2/L_2)L_1$을 동정하기 위한 전동기의 수학적 모델을 수립해보면 다음과 같다. $\alpha\beta$축으로부터 되는 고정좌표계 상의 1차전류, 1차전압, 2차자속의 연속시간 백터신호를 다음과 같이 표현한다.

$$i_1=[i_{1\alpha}\ \ i_{1\beta}]^T$$
$$v_1=[v_{1\alpha}\ \ v_{1\beta}]^T$$
$$\Phi_2=[\Phi_{2\alpha}\ \ \Phi_{2\beta}]^T$$

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

$$\Phi_1=\int(v_1-Ri_1)dt \tag{3.18}$$

추정된 1차 자속에서 고정자의 누설 자속을 고려하려 회전자(2차) 자속을 구한다.

$$\Phi_2=\frac{L_2}{M}(\Phi_1-\sigma L_1) \tag{3.19}$$

또한 유도전동기 회전자의 전압방정식으로부터 식(3.19)이 유도된다.

$$p\Phi_2+\frac{R_2}{L_2}\Phi_2-\frac{R_2}{L_2}Mi_1+J\Phi_2\omega_s=0 \tag{3.20}$$

그러나 슬립주파수형 백터제어법에서 2차자속 일정의 백터제어 수행시 식(3.20)의 첫항 $p\Phi_2$는 "0"이 되어 삭(3.21)과 같이 된다.

$$\frac{R_2}{L_2}\Phi_2-\frac{R_2}{L_2}Mi_1+J\Phi_2\omega_s=0 \tag{3.21}$$

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

이 식을 식(3-19)에 의해 2차 자속을 1차 자속으로 변형하여 나타내면 식(3.22)가 되고

$$\frac{R_2}{M}(\Phi_2-\sigma L_1 i_1)-\frac{R_2}{L_2}Mi_1+J\omega_s\frac{L_2}{M}(\Phi_2-\sigma L_1 i_1)=0$$
$$-J\omega_s\frac{L_2}{M}(\Phi_2-\sigma L_1 i_1)=\frac{R_2}{M}(\Phi_2-\sigma L_1 i_1)-\frac{R_2}{L_2}Mi_1 \tag{3.21}$$

식(3.18)와 식(3.22)에 의하여 유도전동기 적응제어를 위한 수학적 모델링이 가능하게 된다.

$$-J\omega_s(v_1-Ri_1-\sigma L_1 i_1)=\frac{R_2}{L_2}(v_1-Ri_1)-\frac{L_1}{L_2}R_2 pi_1 \tag{3.23}$$

위 식을 행렬형태로 다시 쓰면, 식 (3-24)와 같이 되고,

$$-J\omega_s[v_1-Ri_1-\sigma L_1 i_1]=[v_1-Ri_1\ \ pi_1]\begin{bmatrix}\frac{R_2}{L_2}\\ \frac{L_1}{L_2}R_2\end{bmatrix} \tag{3.24}$$

식(3.24)은 다음과 같이 최소자승 추정을 위한 회귀모델과 일치하게 되며, 이 방정식을 이용하여 유도전동기 파라미터 적응동정이 가능하게 된다.

$$y=\zeta^T\theta \tag{3.25}$$
$$y=-J\omega_s[v_1-Ri_1-\sigma L_1 i_1]$$

단, $\zeta^T=[v_1-Ri_1\ \ pi_1]$

$$\theta=\left[\frac{R_2}{L_2}\ \ \frac{L_1}{L_2}R_2\right]^T$$

식(3.25)은 연속시간상의 관계입니다만 이 관계는 샘플치에 대해서도 보존되어 다음과 같은 이산시간상의 관계로 나타낼 수 있다.

$$y(k)=\zeta^T(k)\theta \tag{3.26}$$

단, $y(k)$, $\zeta(k)$는 $t=kT_2$에서 연속시간 신호 y, ζ를 샘플로 한 샘플치(즉 이산시간 신호)를 나타낸다. T_2는 적응제어 주기

4.시뮬레이션 결과 및 고찰

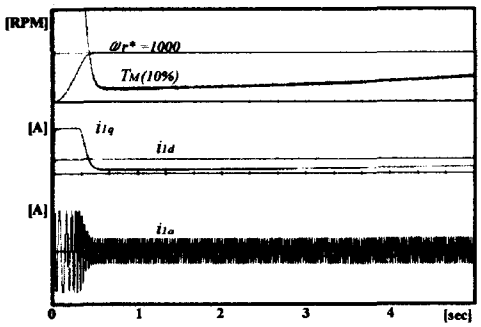


Fig.4 The results of simulation(no identified)
(rpm : 1000, load : 10%)

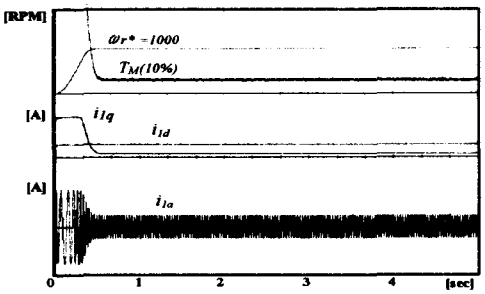


Fig5 The results of simulation(identified)
(rpm : 1000, load : 10%)

Fig.4는 정속도(1000rpm), 일정 부하(정격의 10%)지령으로 운전중인 유도전동기의 상태를 보

여주고 있다. 정속도 제어 시에 파라미터 변동이 유도전동기에 미치는 영향을 관찰할 수 있다. 자속일정제어의 정속도제어에 따라 속도 및 d축전류는 일정하게 유지되고 있으나, 파라미터 변동으로 인한 영향으로 부하 및 q축 전류가 서서히 증가함을 알 수 있다.

Fig.5는 운전상태에 따라 변하는 파라미터를 적응알고리즘에 의하여 실시간으로 동정해줌으로써 Fig.4에서 나타난 q축 전류 및 부하전류의 변동이 없어지고, 일정하게 제어됨을 알 수 있다.

5. 결 론

인버터로 구동되는 유도전동기의 순시토크제어를 위한 기법으로 사용된는 슬립주파수제어와 전동기 구동상태에 따라 변하는 파라미터의 동정을 위한 적응동정을 동시에 행함으로써 유도전동기 제어의 정밀도를 한층 높일 수 있음을 확인하였다. 유도전동기의 파라미터 적응동정을 위한 특별한 다른 신호를 필요치 않고, 벡터제어계에서 사용되는 고정좌표계상의 전압, 전류 그리고 슬립주파수를 이용함으로써 적응동정의 복잡성을 피하였고, 블록적응알고리즘을 용한 적응동정을 행함으로써 시변의 파라미터 수렴의 성능을 향상시킬 수 있었다.

본 논문에서 제안한 방법으로 시뮬레이션을 해본 결과 광법위한 온도변화에도 불구하고 정확한 토크제어와 속도제어가 가능함을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] 新中新二, 誘導形 サボモータの適応ベクトル制御, IEE Japan, Vol.117-D. No.8. pp.1024-1032, 1997

[2] 新中新二, 榊原則夫, 深澤英樹, 誘導機ベクトル制御のための統一的ベクトル解析 IEE Japan, Vol.117-D. No.8 p.1024-1032, 1993

[3] 新中新二、"適応 アルゴリズム" 産業圖書

[4] John. C. Dole, Bruce.A. Francis, Allen R. Tannenbaum. " Feed Back Control Theory" Maxwell Macmillan, pp66-189, 1992.

[5] Karl Jordan Astron, Bjorn Wittenmark. "Adaptive Control " Addison-Wesley Publishing Company.Inc., pp1-82, 1995

[6] Kabijvate Tungpimolrut, fang-Zheng Peng, Tadashi Fukao "Rubust Vector Control of Induction Motor without Using Stator and Rotor Circuit Time Constant." IEEE.-IAS Ann. Meet. Conf. Rec., pp.521-527, 1993

[7] Luis J. Garce's "Parameter Adaption for the Speed-Controlled Statuc AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor" IEEE Trans. on Industry application, Vol. IA-16, No.2, pp.173-178, 1990

[8] Toshihiko Noguchi, Seiji Kondo, Isao Takahashi, " Field Oriented Control of an Induction Motor With Robust On-Line Tuning of Its Parameters", IEEE Trans. on Industry application, Vol.33, No.1, pp.35-42, 1997