

유도전동기의 통일적 벡터제어에 관한 연구 A Study on Unified Vector Control of Induction Motor

김 영 대 · 이 동 철

Y. D. Kim · D. C. Lee

Key Words : Induction Motor(유도전동기), Kalman Filter(칼만필터), System Identification(시스템동정), Covariance Matrix(공분산행렬)

Abstract : This study is applied to common induction motor, and vector control is realized by using an indirect type of induction motor which has a simple composition.

In this study extended Kalman filter is used from control theoretical viewpoint, and primary resistance and secondary resistance which change according to the temperature of motor are simultaneously estimated. This paper aims to research an indirect vector control in which the secondary resistance obtained from this estimation is consistent with secondary flux. This estimation is made by on-line estimation, but on-line estimation is difficult because extended Kalman filter takes long time in computation time. So off-line estimation was made on the assumption that the variation of temperature in motor is slow temporally.

1. 서 론

종래의 메카트로닉스기기(산업용 로봇, NC공작기계 등)의 제어용 전동기로서 직류전동기가 사용되어 왔다. 그 이유는, 직류전동기는 계자전류와 토오크전류가 독립적으로 제어가능하며 순시토크는 계자전류와 토오크전류의 곱에 비례하기 때문이다.

유도전동기는 전력용 반도체소자의 진보와 마이크로 프로세서로 대표되는 마이크로 일렉트로닉스의 발달로 인버터에 의한 가변속제어의 기술이 발달해 왔다. 그러나 유도전동기는 계자전류와 토오크전류를 독립적으로 제어할 수 없기 때문에 순시토크를 제어하는 것은 곤란하므로 종래의 주파수제어($V/f =$ 일정제어)에서는 정현파 1주기 당 평균토크를 제어해 온것에 지나지 않았다.¹⁾ 또 유도전동기는 브러시가 없고 간단하므로 현재까지 직류전동기가 사용되어 왔던 분야에 벡터제어를 행한 유도전동기가 사용되게 되었다.

근년 발달해 온 벡터제어는 계자전류와 토오크전류를 이론상으로 분리하여 순시토크를 제어하

는 제어법이다.

벡터제어를 실현하기 위해 전동기의 2차자속을 정확하게 파악할 필요가 있다. 이 2차자속의 추정 방법에 의한 벡터제어는 직접형 벡터제어법과 간접형 벡터제어법으로 대별된다. 직접형 벡터제어는 전동기에 취부된 각종 센서로부터 얻을 수 있는 여러 가지 양에 기초한 2차자속을 직접추정하는 방법이며,^{2,3)} 간접형 벡터제어는 전동기의 슬립주파수에 의해 2차자속을 파악하는 방법이다.²⁾

본 연구는 범용의 유도전동기에 적용되며 구성이 간단한 간접형 벡터제어를 이용하여 벡터제어를 실현하기로 한다. 그러나, 간접형 벡터제어는 전동기의 온도변화에 의한 파라미터의 변동, 특히 2차저항 변동의 영향을 받는다는 결점이 있기 때문에 2차저항을 몇가지 방법으로 추정하여 특성의 열화를 방지할 필요가 있다. 2차저항의 추정방법으로는 고정자 권선온도의 검출에 의해 2차저항의 변화를 보정하는 방법⁴⁾, 미소신호를 제어직이 파악하고 있는 d축에 입력하여 실제의 q축과의 상관에 의해 2차시정수를 보정하는 방법^{5,6)}, 실제의 토오크를 연산에 의해 구하고 그 연산을 이용하여 실제의 2차자속과 지령치로 간주되는 2차자속과의 위상차를 계산하여 2차저항을 추정하는 방법⁷⁾, 2차시정수가 일치했을 때 1차전압과 실제의 지령치로 출력되는 1차전압과의 오차로부터 2차시정수를 추

접수일 : 2001년 4월 21일

김영대 : 부경대학교 기계공학부

이동철 : 부경대학교 전기·제어계측공학부

정하는 방법 등 다양한 방법이 알려져 있다. 또 최근 Kalman필터를 이용하여 미지 파라미터를 추정하는 시도도 보고되고 있다.⁸⁾

본 연구에서는 제어론적 관점에서, 확장 Kalman 필터를 이용하여 전동기 온도에 의해 변동하는 1차저항, 2차저항 및 2차자속을 동시에 추정하여 얻어진 2차저항을 2차자속과 일정하다고 하는 간접형 벡터제어에 관해 연구하고자 한다. 또 추정은 온-라인 추정으로 행할 수 있지만, 확장 Kalman 필터는 연산시간이 길어 온-라인 추정은 곤란하며, 전동기의 온도변화가 시간적으로 느리다고 가정하여 오프-라인 추정을 행했다.

2. 벡터제어의 개요

2.1 유도전동기의 회로방정식 및 토크방정식

본 연구에서 사용된 유도전동기는 3상권선 전동기이지만, 3상에서 2상변환을 행한 3상권선은 Fig. 1에 나타냈고, 직교 2상권선과 등가변환 할 수 있다. 이 직교하는 2축상의 성분으로서 전압, 전류, 자속 등은 전동기에 의한 여러 가지 양에 서로 간섭이 없는 성분으로 고려한다.

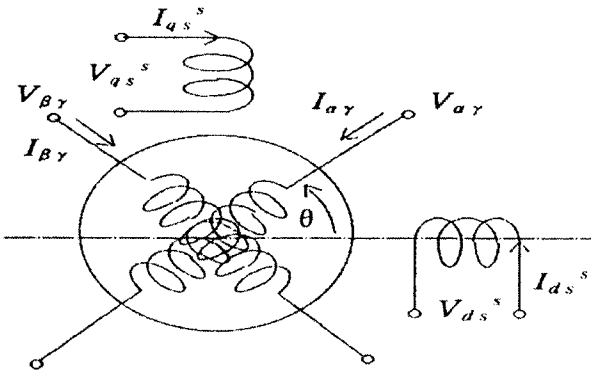


Fig. 1 Structure of two phase induction motor

Fig. 1에 나타낸 2상축에있어서 1차권선, 2차권선의 전압, 전류를 각각 $V_{d_s^s}$, $V_{q_s^s}$, V_{a_r} , V_{b_r} 및 $I_{d_s^s}$, $I_{q_s^s}$, I_{a_r} , I_{b_r} 라 하고 1차저항 및 2차저항을 각각 R_s , R_r , 1차축 및 2차축의 자기인덕탄스를 각각 L_s , L_r 라 둔다. 1차권선과 2차권선간의 상호인덕탄스의 크기 M, 권선간의 각도(전기각) θ 로 정현파상으로 변화한다고 가정한다.

회로정수가 다음과 같이 표현될 때, 회로방정식 V 및 토크 T는 식(2.2), (2.3)과 같이 나타낼 수

있다.²⁾

$$V = [Z + G\omega_m] I \quad (2.2)$$

$$T = \frac{1}{2} I^T G I \quad (2.3)$$

$$Z = \begin{bmatrix} R_{s+L_s, p} & 0 & M \cos \theta p & -M \sin \theta p \\ 0 & R_{s+L_s, p} & M \sin \theta p & M \cos \theta p \\ M \cos \theta p & M \sin \theta p & R_{r+L_r, p} & 0 \\ -M \sin \theta p & M \cos \theta p & 0 & R_{r+L_r, p} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -M \sin \theta p & -M \cos \theta p \\ 0 & 0 & M \cos \theta p & -M \sin \theta p \\ -M \sin \theta p & M \cos \theta p & 0 & 0 \\ -M \cos \theta p & -M \sin \theta p & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$V = \begin{bmatrix} V_{d_s^s} \\ V_{q_s^s} \\ V_{a_r} \\ V_{b_r} \end{bmatrix}, \quad I = \begin{bmatrix} I_{d_s^s} \\ I_{q_s^s} \\ I_{a_r} \\ I_{b_r} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

단, $p = \frac{d}{dt}$:

ω_m : 회전자의 기계적 각속도 [rad/sec]

회전좌표 ($\alpha-\beta$ 축)와 정지좌표 (d^s-q^s 축)와의 상호변환된 유도전동기의 회로 방정식 및 토크는 식(2.7), (2.8)과 같다.

실제의 유도전동기에 있어서 고정자측에서 여러 가지 양을 측정하기 위해 실측 가능한 양은 이 d^s-q^s 축상의 여러 가지 양이다. 유도전동기의 2차축은 단락되어 있으므로 2차상전압 $V_{d_r^s}$, $V_{q_r^s}$ 는 0이 된다.⁹⁾

$$V_{d_q^s} = Z_{d_q^s} I_{d_q^s} \quad (2.7)$$

$$T = PM(I_{d_r^s} I_{q_s^s} - I_{q_r^s} I_{d_s^s}) \quad (2.8)$$

단, P : 극대수(pole logarithm)

$$Z_{d_q^s} = \begin{bmatrix} R_{s+L_s, p} & 0 & M p & 0 \\ 0 & R_{s+L_s, p} & 0 & M p \\ M p & \omega M & R_{r+L_r, p} & \omega L_r \\ -\omega M & M p & -\omega L_r & R_{r+L_r, p} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$V_{d_q^s} = \begin{bmatrix} V_{d_s^s} \\ V_{q_s^s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad I_{d_q^s} = \begin{bmatrix} I_{d_s^s} \\ I_{q_s^s} \\ I_{d_r^s} \\ I_{q_r^s} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

단, ω : 회전자의 전기적 각속도 [rad/sec]
아래첨자 d : d축성분,

위첨자 s : 정지좌표

q : q축성분, s : 1차축, r : 2차축

또 2차자속 ϕ_r^s 는 식(2.11)과 같이 표현된다.

$$\phi_r^s = \begin{bmatrix} M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot I_{dq}^s \quad (2.11)$$

$$\text{단, } \phi_r^s = \begin{bmatrix} \phi_{dr}^s \\ \phi_{qr}^s \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2상의 정지된 $d^s - q^s$ 축에 있어서 교류량(전압, 전류, 자계 등)은 Fig. 2에 나타난 전원각주파수 ω_0 [rad/sec]로 회전하는 2상의 d-q축으로 변환할 수 있다.

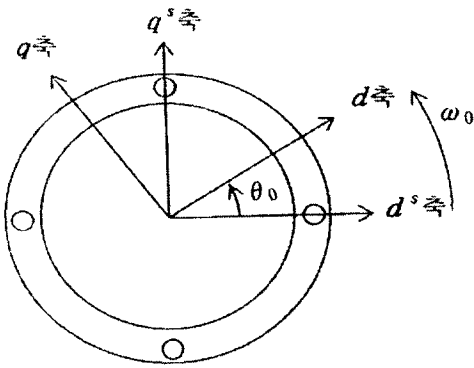


Fig. 2 $d^s - q^s$ shaft and $d - q$ shaft

2.2 유도전동기의 토크

유도전동기 토크의 크기 T_m 은 식(2.13)과 같이 표현된다.

$$T_m \approx |I| |\phi_r| \sin \gamma \quad (2.13)$$

단, I : 2차 전류벡터

ϕ_r : 2차 자속벡터

γ : 회전자 전류벡터와 회전자 자속벡터가 이루는 각

따라서 $\gamma = 90^\circ$ 일 때 전동기는 최대의 토크가 된다.

2.3 간접형 (슬립주파수 형) 벡터제어

간접형 벡터제어는 유도전동기 회로방정식의 2차 전류벡터와 2차 자속벡터가 직교한다는 조건으

로 변형하여 2차 자속벡터의 방향에 d축을 일치시키기 위해 슬립주파수를 추정하는 벡터제어법이다.

Fig. 3은 간접형 벡터제어의 원리를 나타낸 것이다.

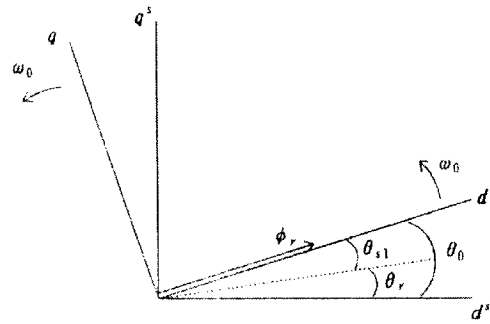


Fig. 3 Principle of indirect type vector control

동기속도(전기각) ω_0 에서 회전좌표 d축, q축과 정지좌표 d^s 축, q^s 축과 이루는 각 θ_0 는 회전자의 전기적 회전각 θ_r 과 슬립각 θ_{s1} 의 합으로 나타낸다. 회전자의 전기적 회전각 θ_r 은 유도전동기에 취부된 위치센서에 의해 직접 검출할 수 있다. 또 벡터제어의 조건을 만족하는 슬립각 θ_{s1} 은 식(2.14)와 같다.

$$\theta_{s1} = \int \left\{ \left(\frac{R_r}{L_r} \right) - \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right\} dt \quad (2.14)$$

3. 간접형 벡터제어의 변동 파라미터 추정법

3.1 확장 Kalman 필터에 의한 파라미터 추정법

3.1.1 확장 Kalman 필터의 알고리즘

확장 Kalman 필터는 비선형 시스템에 Kalman 필터의 알고리즘을 적용하여 상태추정을 행하는 것이다.⁵⁾

식(3.1), (3.2)와 같은 비선형 시스템을 고려하자.

$$x(k+1) = f(x(k)) + w(k) \quad (3.1)$$

$$y(k) = h(x(k)) + v(k) \quad (3.2)$$

여기서, $x(k)$ 는 n 차원의 상태벡터, $y(k)$ 는 r 차원의 출력벡터, $w(k)$ 는 시스템잡음, $v(k)$ 는 관측잡음이다. 또 $f(x(k))$ 는 n 차원 비선형 벡터함

수, $h(x(k))$ 는 r 차원 비선형 벡터함수이며, $x(k)$ 에 대해 미분가능하다고 가정한다.

비선형함수인 $f(x(k))$, $h(x(k))$ 가 슬립이라고 가정하여 식(3.1), (3.2)를 추정치 $\hat{x}(k|k)$, $\hat{x}(k|k-1)$ 에 Taylor전개하여 근사화하면 식(3.3), (3.4)와 같다.

$$x(k+1) = F(k)x(k) + w(k) + f(\hat{x}(k|k)) - F(k)\hat{x}(k|k) \quad (3.3)$$

$$y(k) = H(k)x(k) + v(k) + h(\hat{x}(k|k-1)) - H(k)\hat{x}(k|k-1) \quad (3.4)$$

단,

$$F(k) = \left(\frac{f(x(k|k))}{x(k|k)} \right), \quad H(k) = \left(\frac{h(x(k|k-1))}{x(k|k-1)} \right), \quad (3.5)$$

여기서, $\hat{x}(k|k)$, $\hat{x}(k|k-1)$ 는 기지이므로 이들은 입력과 마찬가지로 고려하면 식(3.3), (3.4)는 선형시스템으로 취할 수 있다.

3.1.2 확장 Kalman 필터를 이용한 파라미터 추정

미지 파라미터를 포함한 식(3.6), (3.7)과 같이 표현되는 선형시스템을 고려하자.

$$x(k+1) = A(\theta_p(k))x(k) + B(\theta_p(k))u(k) + w(k) \quad (3.6)$$

$$y(k) = C(\theta_p(k))x(k) + v(k) \quad (3.7)$$

여기서, $x(k)$ 는 n 차원 상태벡터, $u(k)$ 는 1차원의 입력벡터, $y(k)$ 는 r 차원의 출력벡터이다. 여기서 m 개의 미지 파라미터가 존재하고 시간적으로 일정하다고 가정하면 식(3.8), (3.9)와 같다.

$$\theta_p(k+1) = \theta_p(k) \quad (3.8)$$

$$\theta_p(0) = \theta_{p0} \quad (3.9)$$

또 $(n+m)$ 차원 벡터를 고려하면 식(3.10)과 같다.

$$x_z(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ \theta_p(k) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

이때, 식(3.10)은 식(3.11)과 같이 된다.

$$x_z(k+1) = \begin{bmatrix} A(\theta_p(k))x(k) + B(\theta_p(k))u(k) \\ \theta_p(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w(k) \\ 0 \end{bmatrix} = f(x_z(k), u(k), \theta_p(k)) + w_z(k) \quad (3.11)$$

또 출력방정식은 식(3.12)와 같다.

$$y(k) = C(\theta_p(k))x(k) + v(k) = h(x_z(k), \theta_p(k)) + v(k) \quad (3.12)$$

식(3.11), (3.12)는 (3.1), (3.2)와 같은 비선형 시스템이므로 확장 Kalman 필터의 알고리즘은 식(3.11), (3.12)에 대해 적용할 수 있다.

단, 식(3.5)에서 나타낸 $F(k)$ 및 $H(k)$ 는 각각 식(3.13), (3.14)와 같이 나타낼 수 있다.^{10,11)}

$$F(k) = \begin{bmatrix} A(\hat{\theta}_p(k|k)) & \frac{\partial}{\partial \hat{\theta}_p(k|k)} [A(\hat{\theta}_p(k|k))\hat{x}(k|k) + B(\hat{\theta}_p(k|k))u(k)] \\ 0 & I_2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$H(k) = [C(\hat{\theta}_p(k|k-1)) \quad \frac{\partial}{\partial \hat{\theta}_p(k|k-1)} [C(\hat{\theta}_p(k|k-1))\hat{x}(k|k-1)]] \quad (3.14)$$

단, I_2 : (2×2) 단위행렬

3.2 유도전동기의 1차, 2차저항 및 2차자속 추정법

3.2.1 유도전동기의 상태방정식 및 출력방정식

유도전동기의 센서를 통해 얻어진 양은 정지좌표축상의 양이며, 그 외의 축성분은 센서에 의해 직접 얻을 수 없다.

벡터제어에 있어서 2차자속은 중요한 양이므로 상태방정식으로는 식(3.15)를 이용한다.

$$\frac{d}{dt} x^s = A^s x^s + B^s u^s \quad (3.15)$$

또 센서로부터 얻을 수 있는 양은 1차전류, 1차전압, 속도, 위치 등 4개의 량이며, 상태변수와 선형관계인 것은 1차전류만이므로 1차전류를 선택한 출력방정식은 식(3.16)과 같다.

$$y^s = C^s x^s \quad (3.16)$$

3.2.2 확장 Kalman 필터에 의한 1차, 2차저항 및 2차자속 추정알고리즘¹¹⁾

유도전동기에 식(3.15), (3.16)의 상태방정식 및 출력방정식을 이용하여 확장 Kalman 필터를 적용하여 파라미터 추정을 행하면 원래의 상태변수인 2차자속도 동시에 추정할 수 있다. 확장 Kalman 필터를 유도전동기의 파라미터 추정에 적용할 경우, 온-라인 추정은 곤란하다. 그러나, 파라미터의 변동이 시간적으로 느리게 변동한다고 가정하면 오프-라인 추정에도 적용 가능하다.

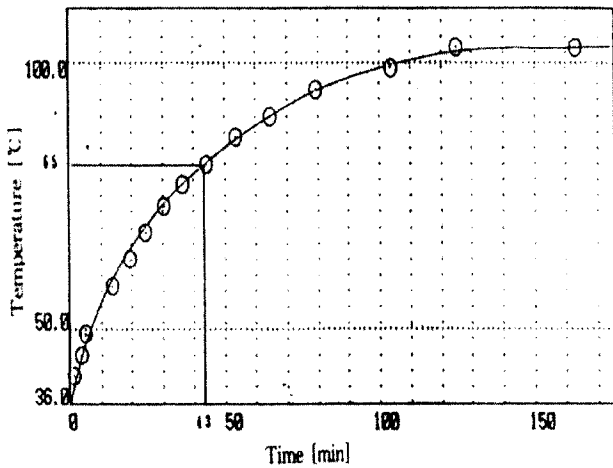


Fig. 4 Temperature rise of no load rated operation for experimental machine 500 [rpm]

Fig. 4는 실험기 500 [rpm]의 무부하 정격운전의 경우 상온에서 고정자의 온도상승의 응답을 나타낸 것이다. 이 결과에 의하면 온도상승이 1차 지연계라고 가정할 수 있고, 응답 시정수는 약 43분이였다. 따라서, 추정에 요하는 시간이 43분 보다 매우 짧으면 오프-라인 추정에도 적용가능하다고 고려하여 본 연구에서는 오프-라인 추정에 의해 확장 Kalman 필터를 적용한다.

추정할 파라미터인 1차저항 및 2차저항을 식(3.17)과 같이 나타내고, 이를 시간적으로 일정한 변수로 간주하여 식(3.18)과 같이 표현한다.

$$\theta^s(k) = \begin{bmatrix} R_s(k) \\ R_r(k) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\theta^s(k+1) = \theta^s(k) \quad (3.18)$$

확장 Kalman 필터를 적용하기 위해 θ^s 를 상태

에 가하면 식(3.19), (3.20)과 같이 표현된다.

$$x_2^s(k+1) = \Phi_2^s(k) x_2^s(k) + \Gamma_2^s(k) u^s(k) + \Omega_2^s(k) \quad (3.19)$$

$$y^s(k) = C_2^s(k) x_2^s(k) + v_1(k) \quad (3.20)$$

$\Phi_2^s(k)$, $\Gamma_2^s(k)$ 는 $\theta^s(k)$ 의 함수이지만, 이후 ($\theta^s(k)$)는 생략하고 표기하지 않는다.

식(3.19), (3.20)의 비선형 시스템을 선형화한다. 식(3.20)은 $C_2^s(k)$ 에 파라미터가 포함되지 않은 선형방정식이므로 식(3.19)만을 선형화 한다. 식(3.19)를 Taylor전개하여 선형화하면 식(3.21)과 같이 나타낼 수 있다.

$\Phi_1^s(k)$, $F^s(k)$, $\Gamma_1^s(k)$ 는 $\hat{\theta}^s(k|k)$ 의 함수이지만, 이후 ($\hat{\theta}^s(k|k)$)는 생략하고 표기하지 않는다.

$$F^s(k) = \begin{bmatrix} \Phi_1^s(k) & \frac{\partial}{\partial \hat{\theta}^s(k|k)} [\Phi_1^s(k) \hat{x}_1^s(k|k) + \Gamma_1^s(k) u^s(k)] \\ 0 & I_2 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

먼저, 1차저항 $\hat{R}_s(k|k)$ 에 대해 편미분을 한다. $\Phi_1^s(k)$, $\Gamma_1^s(k)$ 는 각각 추정치 $\hat{R}_s(k|k)$ 에 대해 편미분하면 식(3.22), (3.23)과 같다.

$$\frac{\partial \Phi_1^s(k)}{\partial \hat{R}_s(k|k)} = \frac{\partial A^s}{\partial R_s(k|k)} T + \frac{\partial A^{s2}}{\partial R_s(k|k)} \frac{T^2}{2} + \frac{\partial A^{s3}}{\partial R_s(k|k)} \frac{T^3}{3!} \quad (3.22)$$

$$\frac{\partial \Gamma_1^s(k)}{\partial \hat{R}_s(k|k)} = \left[\frac{\partial A^s}{\partial R_s(k|k)} \frac{T^2}{2} + \frac{\partial A^{s2}}{\partial R_s(k|k)} \frac{T^3}{3!} \right] B^s \quad (3.23)$$

확장 Kalman 필터를 이용하여 식(3.24)~(3.28)의 알고리즘에 의해 1차, 2차저항 및 2차자속이 추정된다.

$$P_0^s(k|k-1) = F^s(k-1) P_0^s(k-1) F^{sT}(k-1) + Q_{s2}(k-1) \quad (3.24)$$

$$P_0^s(k) = P_0^s(k|k-1) - K^s(k) C_2^s(k) P_0^s(k|k-1) \quad (3.25)$$

$$K(k) = P_0^s(k|k-1) C_2^s(k)^T [C_2^s(k) P_0^s(k|k-1) C_2^s(k)^T + V_{s1}(k)]^{-1} \quad (3.26)$$

$$\hat{x}_2^s(k|k-1) = \Phi_2(k-1) \hat{x}_2^s(k-1|k-1) + \Gamma_2(k-1) u^s(k-1) \quad (3.27)$$

$$\hat{x}_2^s(k|k-1) = \hat{x}_2^s(k|k-1) + K^s(k) [y(k) - C_2^s(k) \hat{x}_2^s(k|k-1)] \quad (3.28)$$

단, $cov[\Omega_2(k), \Omega_2(j)] = Q_{s2}(k) \delta(k - \tau)$ (3.29)

$$Q_{s2}(k) = \begin{bmatrix} Q_{s1}(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

- $K^s(k)$: Kalman게인 (6×2)행렬
- P_0^s : 초기치 추정오차 공분산행렬
- V_s : 관측잡음의 공분산행렬
- Q_s : 시스템잡음의 공분산행렬
- x_0^s : 초기상태

4. 시스템의 구성과 실험

4.1 시스템의 구성

본 시스템은 실험기로서 농형유도전동기 3대, 퍼스날컴퓨터 (M6200-THOS 2대, M6000-23K 1대), 2매의 A/D 콘버터 보-드 (AB9805A), 1매의 D/A 콘버터 보-드(AB9806A), 2매의 디지털 I/O 보-드 (PCN-1098) 및 여러 가지 제어회로로 구성되어 있다.

실험기의 정격은 Table 4.1에, 무부하시험, 구속 시험의 결과로부터 얻은 특성은 Table 4.2에 나타났다.

4.2 실험결과 및 고찰

실험은 정격 무부하상태에서 속도 500 [rpm]에 대해 행했다. 실험기의 고정자권선 부근에 열전대를 취부하여 고정자 권선온도를 계측하고 온도에 의해 변동하는 파라미터 추정을 시도했다. 또 추정

Table 4.1 Rated of experimental machine

Phase	3
Pole	4
Rated frequency	50 [Hz]
Rated output	200 [W]
Rated voltage	220 [V]
Rated current	1.3 [A]

Table 4.2 Characteristics of experimental machine

M	297.634 [mH]
L_s	314.342 [mH]
L_r	315.605 [mH]
R_s	11.9851 [Ω]
R_r	8.9318 [Ω]
σ	0.107067

할 파라미터는 1차전류, 2차자속, 1차저항, 2차저항으로 한 경우와 1차저항을 추정할 파라미터로부터 제외하여 1차저항에 대해 고정자 권선 온도로부터 보정한 경우의 실험을 행했다.

4.2.1 초기치 및 공분산행렬의 설정

식(3.24)~(3.28)에 나타낸 확장 Kalman 필터에 사용하는 시스템 잡음의 공분산행렬 Q_s , 관측잡음의 공분산행렬 V_s , 초기치 추정오차 공분산행렬 P_0^s , 초기상태 x_0^s 는 적당하게 설정했다.

초기상태 x_0^s 는, 1차전류, 2차자속에 대해서는 0으로 하고, 1차저항, 2차저항에 대해서는 Table 4.2에 나타낸 실험기의 값을 이용했다. Fig. 5는 초기상태를 Table 4.2의 값으로 했을 때와 1차저항, 2차저항 모두 초기상태를 5.0으로 했을 때의 수렴모양을 나타낸 것이지만, 8000샘플링의 연산에서 수렴치는 동일한 값을 취하고 있다. 그러나 확장 Kalman 필터는 시스템이 비선형이며, 그것을 추정치의 근방에서 선형화하고 있기 때문에 초기치의 선택에 따라 별도의 추정치에 수렴할 우려가 있다. 또 가능한 한 참값 부근을 초기상태로 한 편이 수렴이 빨라진다고 할 수 있다.

Fig. 6은 파라미터의 초기추정오차 공분산 값을 1차저항, 2차저항과 함께 0.0001로 했을 때와 0.1로 했을 때의 수렴을 나타낸 것이며, 초기추정오차 공분산 값에 의해 추정치가 변하지 않는 것을 나타내고 있다. 그러나 초기추정오차 공분산의 값을 매우 크게하면 추정개시시에 크게 추정치가 크기 때문에 상기의 초기상태에 대해 언급한 이유로 별도의 추정치에 수렴할 우려가 있고 또 매우 적게하면 수렴이 매우 늦어질 우려가 있다. 이것을 고려하여 초기추정오차 공분산행렬을 적당하게 설정했다.

시스템 잡음, 관측잡음의 공분산행렬에 대해 식 (3.26)에서 관측잡음의 공분산행렬의 역행렬을 구

하기 위해 관측잡음 공분산행렬의 값을 크게하면 Kalman게인 $K^s(k)$ 는 작게된다. 또 시스템 잡음의 공분산행렬은 식(3.24)에서 가산되기 때문에 시스템 잡음 공분산행렬을 크게하면 Kalman게인은 커진다.⁹⁾ 이를 고려하여 적당하게 관측잡음의 공분산행렬 V_s 및 시스템 잡음의 공분산행렬 Q_s 를 설정했지만, 추정치는 V_s 및 Q_s 의 값에 의해 크게 변하고 매우 미소했다. 식(4.1)~(4.4)에 실제 선택한 결과를 나타냈다.

$$x_0^s = [0, 0, 0, 11.935, 8.93]^T \quad (4.1)$$

$$P_0^s = \begin{bmatrix} 0.01 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.01 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.00001 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.00001 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0001 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0001 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$V_s = \begin{bmatrix} 0.00000001 & 0.0 \\ 0.0 & 0.00000001 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$Q_s = \begin{bmatrix} 0.00001 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.00001 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0000007 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0000007 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 & 0.0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

4.2.2 실험

추정 파라미터를 1차전류, 2차자속, 1차저항, 2차저항으로 한 경우의 실험결과를 나타냈다.

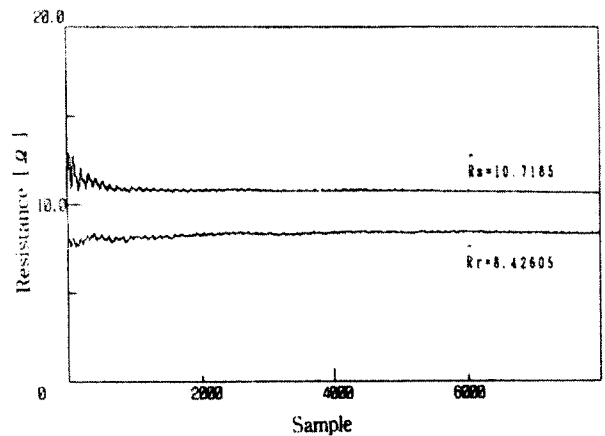
Fig. 7은 1차전류의 측정치와 추정치를 나타냈다. 1차전류에 대해서는 추정개시후 추정치는 수렴하고 대개 정확하게 측정치에 추종되었다.

2차자속의 추정치에 대해서는 Fig. 8에 나타냈다. 2차자속은 실제로 측정할 수 없지만, 추정치의 정도(precision)를 예측하기 위해 d축, q축 각각의 2차전류에 상호인덕탄스를 곱한 값을 이용하기로 했다. 지금 정격 무부하상태에서 자속을 추정하고 있기 때문에 2차전류는 조금밖에 흐르지 않는다. 이상적인 무부하 상태에 있어서는 2차전류는 0이며 식(2.11)에서 2차전류가 0인 이상적인 무부하 상태에서의 2차자속은 1차전류에 상호인덕탄스를 곱한 것이다. 결과에 의하면 2차자속 q축 성분에 있어서 Fig. 4.14의 (a)로 나타낸 부분은 진폭에 오

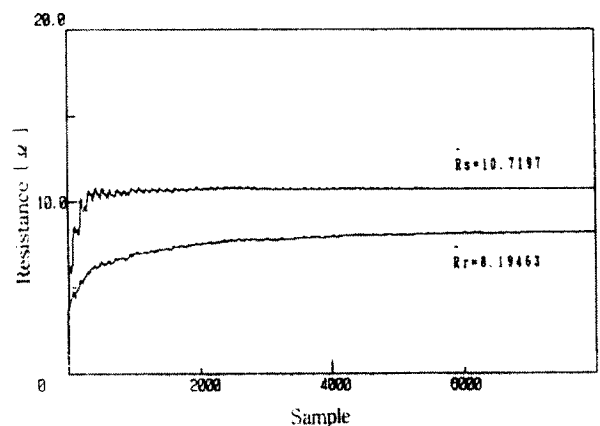
차가 있었다. 이 원인은 인덕탄스 값 및 저항의 추정치의 참값과 오차에 의한 영향, 실험기에 입력되어 있는 파형이 비평형에 의한 영향 등을 고려할 수 있다.

Fig. 9는 고정자권선의 온도변화에 대해 1차저항의 8000회 연산한 추정치의 변화를 나타냈다. 또 1차저항은 실제 실험기에서 정확한 값을 직접 계측할 수 있으므로 1차저항의 추정치의 정도를 예측하기 위해 실제 고정자권선의 온도변화에 대한 1차저항 값을 계측한 결과를 이용한다.

마지막으로 간접형 벡터제어에 적용하기 위해 필요한 2차저항의 추정결과에 대해 언급한다. 1차저항과 같이 실험을 행하여 8000회 연산한 추정치를 Fig. 10에 나타냈다. 2차저항은 직접 계측할 수 없으므로 고정자권선의 각 온도에서 구속시험을

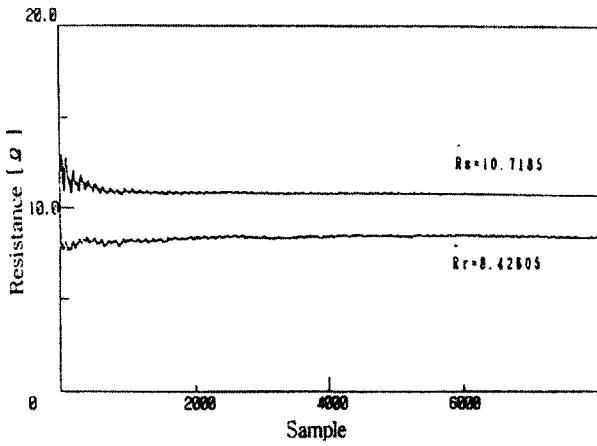


(a) Parameter estimates of initial state
 $R_s = 11.985, R_r = 8.93$



(b) Parameter estimates of initial state
 $R_s = 5.0, R_r = 5.0$

Fig. 5 Parameter estimates of initial state changed



(a) Parameter estimates of $P_0^s = 0.0001$

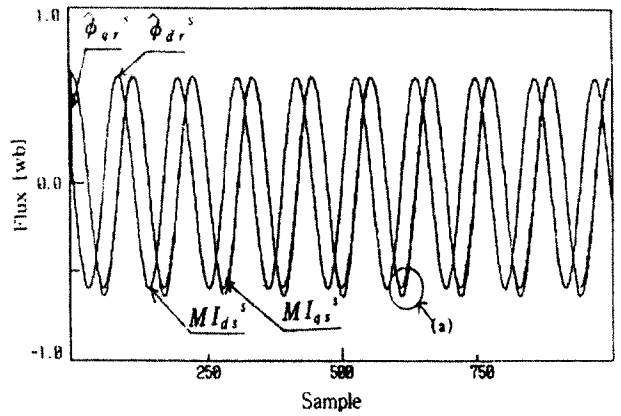
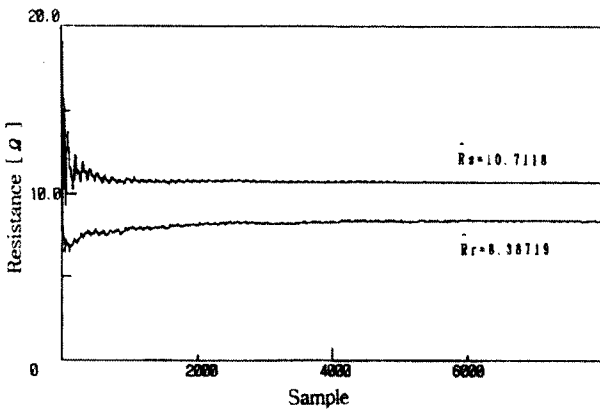


Fig. 8 Secondary flux estimates of 500 [rpm]



(b) Parameter estimates of $P_0^s = 0.1$

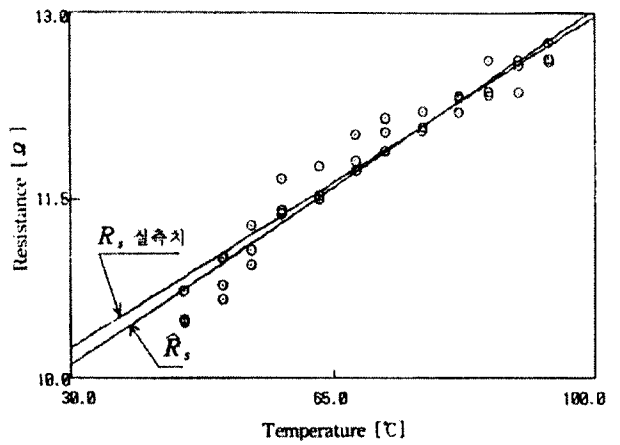


Fig. 9 Change of primary resistance estimates for temperature rise of 500 [rpm]

Fig. 6 Parameter estimates of covariance matrix changed for initial estimation error

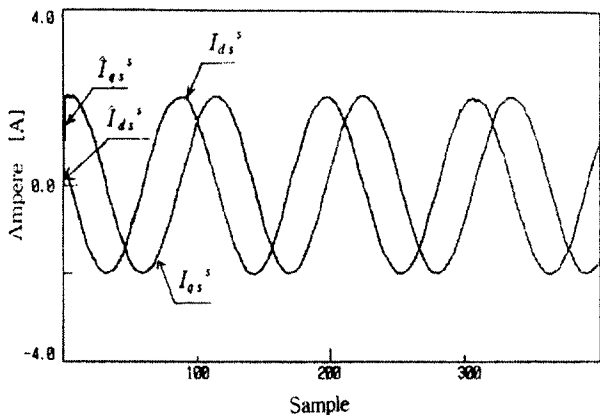


Fig. 7 Primary current estimates of 500 [rpm]

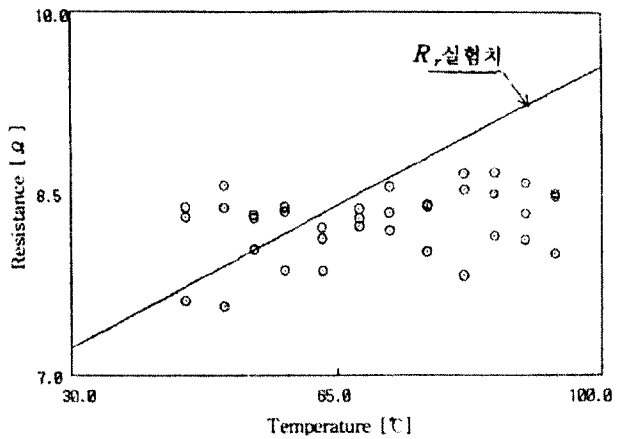


Fig. 10 Change of secondary resistance estimates for temperature rise of 500 [rpm]

행하여 각 온도에 2차저항치를 계산하여 그 결과의 회귀직선을 이용하여 추정정도를 예측했다.

5. 결 론

본 연구는, 유도전동기의 간접형 벡터제어의 결점인 전동기 온도변화에 의한 2차저항의 변동에 기인하는 특성의 열화를 보정하기 위해 확장 Kalman 필터를 이용하여 2차저항의 추정을 시도했다. 추정할 파라미터는 1차저항, 2차저항으로 하고, 유도전동기 시스템의 상태변수인 2차자속 및 1차전류도 동시에 추정했다. 전동기 온도는 시간적으로 느리게 변동하는 것에 대해 추정치는 매우 짧은 시간에 수렴하기 때문에 실용적인 온도변화에 추종할 수 있었다. 또 추정실험은 정격 무부하 운전의 500 [rpm]일 때에 대해 행하였다.

추정결과는 1차전류에 대해서는 추정연산 개시 직후 곧 참 값에 수렴했지만, 2차자속에 대해서는 다소의 오차가 발견되었다. 또 파라미터에 대해서는 전동기 온도변화에 대한 변동의 추정을 시도했다. 1차저항에 대해서는 양호하게 추정할 수 있었고 온도변동에 의한 실측치와 추정치는 일치했다. 2차저항에 대해서는 3회의 실험결과에 흐트러짐이 커지지만, 전동기 온도상승에 의한 추정치의 상승경향은 발견되지 않았다.

현재 컴퓨터와 소프트웨어는 추정에 1샘플당 약 60 [ms]의 연산시간을 필요로 하기 때문에 8000 샘플의 추정에 약 8[분]이 소요되어 실제로 적용할 수 없다. 그리고 1차저항을 추정 파라미터로부터 제외하고, 확장 Kalman 필터를 이용하는 상태방정식의 차수를 6차원에서 5차원으로 하여 연산시간의 단축을 도모하였고, 1차저항은 전동기의 고정자 권선 온도에서 구했다. 추정결과는 1차저항을 추정한 경우와 일치했고 연산시간은 약 40[%] 단축할 수 있었고 실제로 적용하기 위해 연산시간을 단축할 필요가 있다.

따라서 현재의 컴퓨터 보다 연산속도가 빠른 컴퓨터를 이용하거나 또는 수치연산에 DSP를 이용하여 추정할 필요가 있을 것으로 사료된다.

후 기

이 논문은 부경대학교의 2000년도 기성회 연구비 지원사업에 의하여 연구되었음.

참고문헌

1. 見城, 赤木, 川村, 三上, “ACサーボモータとマイコン制御”, 総合出版社, 1984
2. B. K. Bose, “Power Electronics and AC Drives”, Prentice-Hall Inc., 1986
3. V. F. Blaschke, “Das Prinzip der Drehfeldmaschinen Siemens-Zeitschrift”, 45, Heft 10, pp. 757~760, 1971
4. 久米, 澤, 吉田, 澤村, “ベクトル制御される誘導電動機における2次抵抗の温度補償”, p. 644, 電氣學會全國大會, 昭和62年
5. R. Gabriel, W. Leonhard, “Microprocessor Control of Induction Motor,” IEEE, ISPC, Conf. Rec pp. 385~396, 1982
6. 野村, 足利, 赤島, “誘導電動機2次時定數の補償”, p. 649, 電氣學會全國大會, 昭和62年
7. 柳, 小貫, 平山, 關根, “可變速誘導機系の最適化および2次抵抗變化による制御性能低下補償法”, 電氣學會論文誌D, Vol. 107, No. 2, pp. 207~214, 1987
8. 岩崎, 松井, “DSPによる誘導電動機の2次時定數同定機能をもつベクトル制御システム”, 電氣學會論文誌D, Vol. 108, No. 9, pp. 845~852, 1988
9. 片岡, 岩崎, 荒山, 根元, “カルマン・フィルタによる誘導電動機のパラメータ同定 I, II”, 電氣學會全國大會, pp. 609~610, 1990
10. Y. Hori, V. Cotter, Y. Kaya, “Control Theoretical Considerations Relation to an Induction Motor Flux Observer”, JIEE(B), Vol. 106, No. 11, pp. 69~76, 1986
11. 片山, 應用カルマンフィルタ, 朝創書店, 1983
12. A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, “Digital Signal Processing”, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1975
13. S. A. Nasar, “Electric Energy Conversion and Transmission”, Macmillan Publishing Co., New York, 1985