

RLSE기법에 의한 유도전동기의 제어특성개선

박영산* · 이성근** · 김윤식**

Improvement of Control Characteristics of Induction Motor using RLSE Method

Y.S Park* · S.G Lee** · Y.S Kim**

Abstract

This paper presents a recursive least square estimation algorithm to estimate parameters of the vector controlled induction machine based on measurements of the stator voltage, currents and slip frequency.

Due to its recursive structure, this algorithm has the potential to be used for on-line estimation and adaptive control. The algorithm is designed using regression model derived from the motor electrical equation. This model is valid when there is a time-scale separation between vector control system and adaptive system. Vector control performed at fast stage and slow stage is in charge of parameters estimation. The performance of the algorithm is illustrated by means of simulation and experimental results.

I. 서 론

본 논문에서는 슬립주파수제어형 간접벡터제어로 운전되는 유도전동기에서 환경조건과 운전조건에 따라 가변되는 파라미터를 최소자승추정법을 이용해 보상해주는 기법을 제시하였다.

대부분의 종래 튜닝 기법은 오프라인 파라미터 동정에 기초를 하고 있으며, 이것은 비교적 정확한 전동기 파라미터 조정이 가능하다^[1~3]. 그러나 운전 조건에 따라 변화하는 파라미터들을 신속성 있게 보상해주지 못한다는 점과 종래의 기법은 파라미터 추정을 위해 외부로부터 다른신호를 인가한다든가 하는 특별한 운전 패턴을 요구하며, 오프라인 튜닝자체가 복잡하고 많은 시간을 요한다.

그러므로 위의 문제들을 극복하기 위해 온-라인 동정에 대한 개념이 시스템내에 도입되어 높은 정도의 파라미터 추정과 동적변동에 대한 동정이 가능하게 되었다^[4~8].

파라미터추정을 위한 알고리즘은 전동기의 1차전압, 전류, 그리고 슬립주파수를 이용하였으며,

* 한국해양대학교 대학원 기관공학과

** 한국해양대학교 전기시스템공학과 교수

파라미터 변화는 벡터제어계의 전류제어나 속도보다 덜 민감하므로 제어주기를 서로 달리하여 시스템의 안정성을 꾀하였다.

슬립주파수 제어형 벡터제어에서는 2차시정수의 정도가 dq축 분리제어에 직접적으로 영향을 미치므로 매우 중요하다. 파라미터 추정을 위해서는 반복추정기를 이용하였으며 이 추정기는 유도전동기 1차전압, 전류 및 슬립주파수에 의한 회귀모델에 기초한 RLSE(Recursive Least - Squares Estimation)기법을 이용한다.

반복추정 기법은 블록적용 알고리즘을 이용함으로써 빠른 지수수렴성능을 가지며 변동된 파라미터를 신속히 추정하여 제어기내 파라미터를 변동된 값으로 갱신시킨다.

II. 유도전동기 벡터제어

3상능형 유도전동기의 동특성은 Fig. 1과 같은 동기회전좌표계인 dq좌표계에서 설명될 수 있다. 벡터제어에서는 dq좌표축을 1, 2차 자속과 함께 동기속도로 회전하게 만들고, 2차자속을 dq좌표계에서 d축과 일치시켜 제어를 하게 된다. 동기회전좌표계로 표현된 유도전동기 고정자 및 회전자 전압방정식은 식(2-1)과 같이 나타낼 수 있다.

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

- 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

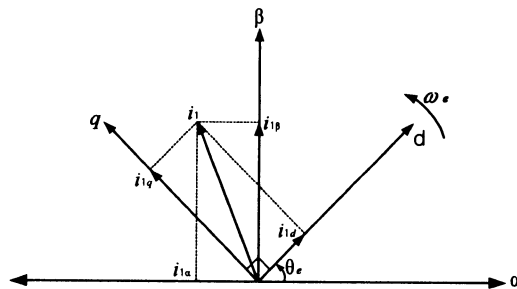


Fig. 1 Relation between stationary and synchronously reference frame

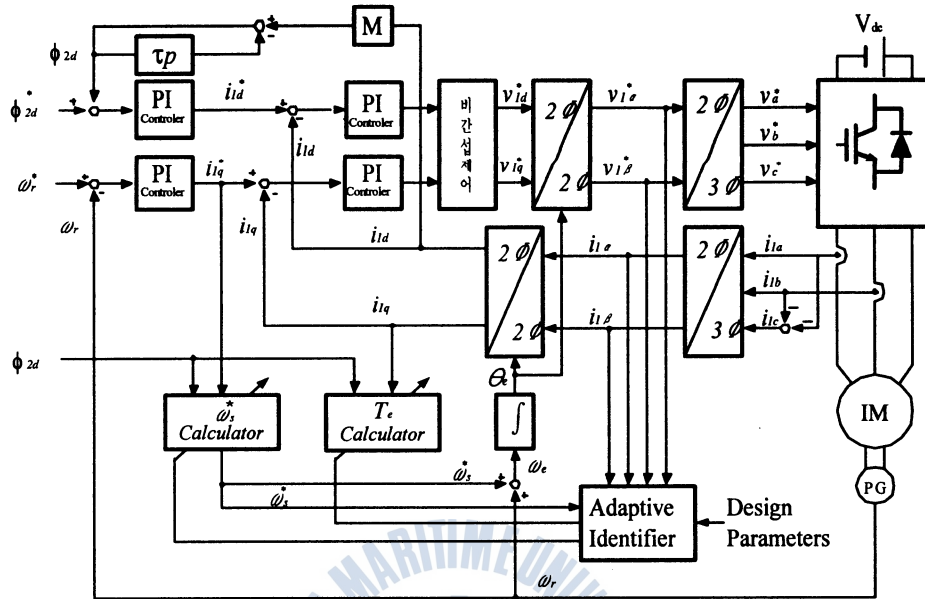


Fig. 2 Schematic diagram of indirect vector control system with adaptive identifier

유도전동기의 1차전류 및 슬립주파수 제어를 위한 특별한 수단으로 Fig. 2와 같은 간접벡터제어를 생각할 수 있다. 고정자 전류지령 i_{1d}^* 와 i_{1q}^* 그리고 슬립주파수지령 ω_s^* 을 적절히 함으로써 2차 자속을 d축에 일치시킬 수 있다. 슬립주파수는 식(2-2)와 같이 나타낼 수 있고, 2차자속 ϕ_{2d} 는 식(2-3)으로 나타낼 수 있다.

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

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

정상상태에서 식(2-3)은 식(2-4)와 같이 되며, 모터의 토크 출력은 식(2-5)로 나타낼 수 있다.

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

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

단, K_T : 토크계수,

σ : 누설계수(= $1 - M^2/L_1L_2$)

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

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

간접벡터제어를 위해서 슬립주파수지령 ω_s^* 는 식(2-2)의 역 2차시정수 $\left(\frac{R_2}{L_2}\right)$ 를 추정치 $\left(\frac{\widehat{R}_2}{L_2}\right)$ 로 바꾸고, i_{1d} 와 ϕ_{2d} 를 각각 지령치 i_{1d}^* , ϕ_{2d}^* 로 바꿈으로써 결정될 수 있으며, 이는 식(2-7)과 같이 된다.

$$\omega_s^* = \left(\frac{\widehat{R}_2}{L_2}\right) \frac{M}{\phi_{2d}^*} i_{1q}^* \dots\dots\dots (2-7)$$

위첨자로 (*)가 붙은 것은 지령치를 나타내거나 입력량을 나타낸다. 식(2-7)의 역 2차시정수 값이 운전특성에 따라 변하여 실제의 값과 일치하지 않으면 자속과 토크의 분리제어가 불가능하게 된다. 따라서 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. 더하여, 전동기의 과도 출력토크는 진동적인 응답을 나타내고, 과도응답특성을 현저히 감소시킨다.

Ⅲ. 파라미터의 적응동정

적응동정은 벡터제어계에서 문제가 되었던 동작상태에 따라 변동하는 전동기 파라미터를 무엇인가의 방법으로 실시간으로 동정하고, 동정된 전동기 파라미터로 전향보상기에 있어서 중요한 파라미터인 역 2차시정수 뿐만아니라 토크제어와 비간섭제어시에 필요한 1차인덕턴스를 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 이용하고^[9] 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.

역2차 시정수와 등가 2차저항을 동정하기 위한 전동기의 수학적 모델을 수립해보면 다음과 같다. $\alpha\beta$ 축으로부터 되는 고정좌표계 상의 1차전류, 1차전압, 2차자속의 연속시간 벡터신호를 다음

과 같이 표현한다.

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

고정자자속, 회전자자속 및 유도전동기 회전자 전압방정식으로부터 다음과 같은 적응제어를 위한 유도전동기 수학적 모델이 얻어진다.

$$-J\omega_s(\mathbf{v}_1 - R_1 - \sigma L_1 \dot{\mathbf{i}}_1) = \frac{R_2}{L_2}(\mathbf{v}_1 - R_1) - \frac{L_1}{L_2} R_2 p \dot{\mathbf{i}}_1 \quad \dots\dots\dots (3-1)$$

위 식을 행렬형태로 다시 쓰면, 식 (3-1)로 되고

$$-J\omega_s[\mathbf{v}_1 - R_1 - \sigma L_1 \dot{\mathbf{i}}_1] = [\mathbf{v}_1 - R_1 - p \dot{\mathbf{i}}_1] \begin{bmatrix} \frac{R_2}{L_2} \\ \frac{L_1}{L_2} R_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (3-2)$$

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

$$y = \zeta^T \theta \quad \dots\dots\dots (3-3)$$

단, $y = -J\omega_s[\mathbf{v}_1 - R_1 \dot{\mathbf{i}}_1 - \sigma L_1 \ddot{\mathbf{i}}_1]$
 $\zeta^T = [\mathbf{v}_1 - R_1 \dot{\mathbf{i}}_1 \quad -p \dot{\mathbf{i}}_1]$
 $\theta = \left[\frac{R_2}{L_2} \quad \frac{L_1}{L_2} R_2 \right]^T$

식(3-3)은 연속시간계이지만 샘플링시간을 고려하면, 다음과 같은 이산시간계로 나타낼 수 있다.

$$y(i) = \zeta^T(i) \theta \quad (i = 1, 2, 3, \dots, k) \quad \dots\dots\dots (3-4)$$

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(3-4)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 자승 손실 함수가 최소가 되도록 θ 를 선택하는 것이다^[10].

$$f_L(\theta, k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k \varepsilon^2(i) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k \{y(i) - \zeta^T(i)\theta\}^2 \quad \dots\dots\dots (3-5)$$

k 시점에서 식(3-5)을 최소로 하는 θ 를 구해보면 식(3-6)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\vartheta}(k) = [Z^T(k)Z(k)]^{-1} Z^T(k) Y(k) \\ &= \Gamma(k) Z^T(k) Y(k) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (3-6)$$

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

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

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

각종 센서의 오차, 모델링 오차 등에 의해서 오차신호 $\epsilon(i)$ 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 발생한 변동분을 어떠한 방법으로든 동정을 해주지 않으면 정확한 제어가 불가능하게 된다. 최소자승 추정법에서는 이러한 운전특성에 따라 변하는 파라미터들을 최소자승손실함수가 최소가 되도록 θ 를 반복추정함으로써 가능하게 된다. 적응 제어기에 있어서 관측은 실시간에서 순차적으로 이루어지고, 계산시간을 줄이기 위해서 재귀적인 계산이 요구되어진다. 최소자승추정의 계산은 $(k-1)$ 시간에서 얻어진 결과가 시간 k 에서의 추정에 사용되며,

식(3-6)에서 최소자승 문제의 해는 재귀적인 형태로 다시 쓰여진다. $(k-1)$ 시점에서 추정에 기초한 최소자승추정은 $\hat{\theta}(k-1)$ 로 나타낸다. 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 블록적용알고리즘을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + \Gamma(k-1)Z(k)\Gamma_e(k)e(k) \\ &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)e(k) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (3-7)$$

$$K(k) = \Gamma(k)Z(k) = \Gamma(k-1)Z(k)\Gamma_e(k) \quad \dots\dots\dots (3-8)$$

$$\Gamma(k) = \Gamma(k-1) - \Gamma(k-1)Z(k)\Gamma_e(k)Z^T(k)\Gamma(k-1) \quad \dots\dots\dots (3-9)$$

$$\Gamma_e(k) = [I + Z^T(k)\Gamma(k-1)Z(k)]^{-1} \quad \dots\dots\dots (3-10)$$

$$e(k) = y(k) - \zeta^T(k)\hat{\theta}(k-1) \quad \dots\dots\dots (3-11)$$

단, $e(k)$ 는 식(3-11)에 나타난 것과 같이 1시점전의 동정치 $\hat{\theta}(k-1)$ 을 이용해 계산된 사전오차 신호이다. 식(3-7)은 동적 파라미터의 갱신식(更新式)을 나타내고 $\Gamma(k)$ 와 $Z(k)$ 의 2중의 행렬적용계인을 가진다. 식(3-9)은 행렬 적용계인의 갱신식이다. 식(3-12)~(3-11)를 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 벡터제어에 직접 전하게된다.

Fig. 4는 적응제어의 블록도를 나타내고 있다. 동정한 1차 인덕턴스의 동정치는 역토크계수 뿐만 아니라 전류제어기의 비간섭제어에도 이용된다.

$$\left(\frac{\hat{R}_2}{L_2} \right) = \hat{\theta}_1(k) \quad \dots\dots\dots (3-12)$$

$$\hat{L}_1 = \frac{\hat{\theta}_2(k)}{\hat{\theta}_1(k)} \dots\dots\dots (3-13)$$

$$\hat{K}_T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\hat{L}_1 - \sigma L_1) i_{1d}^* \dots\dots\dots (3-14)$$

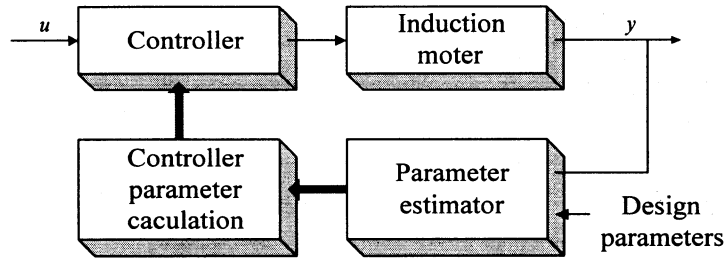


Fig. 3 Block diagram of parameter estimation

IV. 시뮬레이션

2축 고정좌표계에서 전류 및 인덕턴스로 표현된 유도전동기의 전압방정식은 식(4-1)과 같이 표현할 수 있고, 유도전동기 시스템 역학식은 식(4-2)와 같이 나타낼 수 있다.^[11] 따라서 이 두 식과 2축 고정좌표축으로 표현된 유도전동기 토크 식(4-3)을 바탕으로 본 논문에서 제안한 알고리즘의 컴퓨터 시뮬레이션을 행하고, 그 결과를 고찰하였다. 샘플로 사용한 농형 유도전동기의 사양은 table 4.1과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \\ v_{2\alpha} \\ v_{2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & 0 & pM & 0 \\ 0 & R_1 + pL_1 & 0 & pM \\ pM & w_r M & R_2 + pL_2 & w_r L_2 \\ -w_r M & pM & -w_r L_2 & R_2 + pL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4-1)$$

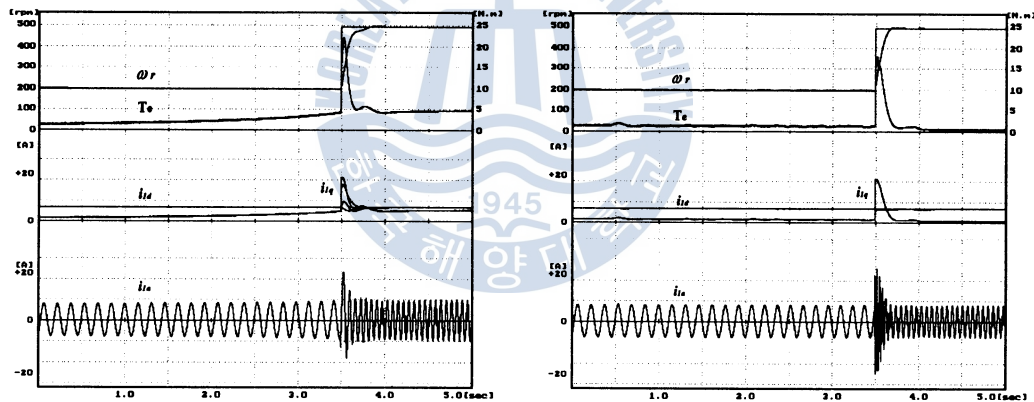
$$T_e = J_M \frac{dw_m}{dt} + Bw_m + T_L \dots\dots\dots (4-2)$$

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

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} M(i_{1\beta} i_{2\alpha} - i_{1\alpha} i_{2\beta}) \dots\dots\dots (4-3)$$

Table 4.1 Specification and parameters of the sample squirrel-cage induction motor

사양 또는 파라미터	값
출 력	2.2 [kw] (3HP)
정격전압	220 [V]
정격전류	8.6 [A]
정격속도	1740 [rpm]
극 수 P	4
고저자 저항 R1	0.9210 [Ω]
회전자 저항 R2	0.5830 [Ω]
고정자 인덕턴스 L1	67.1 [mH]
회전자 인덕턴스 L2	67.1 [mH]
상호인덕턴스 M	65.0 [mH]
관성모멘트 JM	0.0418 [kg · m]
마찰계수 B	0.0046[kq.m ² /sec]



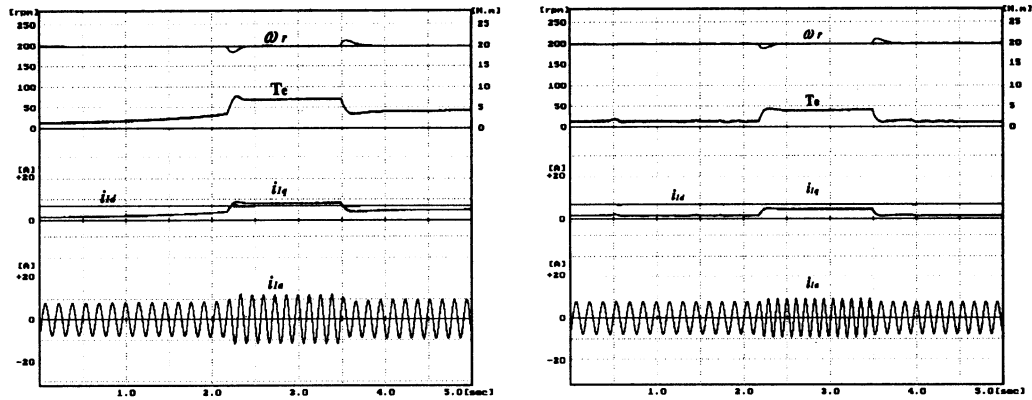
(a) (No identification, rpm : 200→500, Load : 10%, parameter variation : 80%)

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

Fig. 4 Results of transient response

Fig. 4는 rpm을 200에서 500으로 가변했을 때 약 80%의 파라미터 변동에 따른 적응동정을 하지 않았을 때와 적응동정을 행하였을 경우의 과도특성을 나타내고 있다. 그림(a)에서는 파라미터 변동으로 인하여 상전류의 최고치는 8[A]에서 10[A]까지 서서히 증가되고 있으며 적응동정시에는 그림(b)와 같이 8[A]를 유지하며 거의 변동이 없다. 토크분전류는 2[A]에서 8[A]까지 서서히 증가되고 있으며 전동기 토크는 과도시 최고치가 약 22[N·m]까지 올라가고 정상시에도 2[N·m]에서 5[N·m]로 서서히 증가하고 있다. 반면에 (b)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 속도응답이 약 500ms였으나 적응동정을 행한 후에는 그림(b)와 같이 약 250ms로

과도특성이 개선되었음을 알 수 있다.



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

Fig. 5 Characteristics of load torque disturbance

Fig. 5는 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 증가없이 10%부하시 8[A], 30%부하시 약 10[A]로 일정히 유지됨을 확인할 수 있다. (a)의 경우에 전동기토크는 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 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.

V. 실험 및 고찰

실험을 위한 전체구성은 크게 하드웨어와 소프트웨어로 나눌 수 있다.

전체하드웨어 부분은 마이크로프로세서, SVPWM 인버터 그리고 이 두 부분을 연결하는 인터페이스회로를 주축으로 프로그램의 다운로드를 위한 PC, 신호 입·출력부 및 전원장치로 구성하였고, Fig. 6은 전체 하드웨어 시스템의 개략도를 보여주고 있다.

제어프로그램의 모든 소프트웨어는 속도를 고려하고 하드웨어의 제어가 용이하도록 TMS320C31 어셈블리어언어를 사용하여 작성하였으며 속도제어주기, 적응제어주기는 5[ms]이고, 전류제어주기는 100[us]로 설정하였다.

참고문헌

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] J. Moreira, K. Hung, T. Lipo, and R. Lorenz, "A simple and robust adaptive controller for detuning correction in field oriented induction machines", in IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec., pp. 397-403, 1991.
- [6] L. J. Garces, "Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-16, pp. 173-178, 1980
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 新中新二, 適応 アルゴリズム, 産業圖書, 1990.
- [10] Karl Johan Åström, Björn Wittenmark, Adaptive Control, Addison-Wesley Publishing Company Inc., pp. 1-82, 1995
- [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.