

미기변수 추정에 의한 유도전동기의 적응 벡터제어

이운중 김희준 오원석 김영민*

한양대학교 전기공학과

Adaptive Vector Control for Induction Motor Using Parameter Estimation

Y. J. Lee H. J. Kim W. S. Oh Y. M. Kim

Dept. of Electrical Engineering, HanYang University

ABSTRACT

In the indirect vector control method, the rotor resistance variation caused by operating temperature change, is an undesirable nature. A new adaptation algorithm to compensate for the rotor resistance change based on the on-line estimation of field vector which requires the measurements of stator voltage and rotor speed is presented in this paper.

Also minimum variance controller is presented for the adaptive control performance. This algorithm has been tested by simulating the induction machine using a digital computer and the results are discussed.

I. 서론

최근 마이크로 프로세서 기술의 진보로 PWM 인버터를 이용한 가변속 유도 전동기 제어가 수년간 연구되어 개발되었으며 고속 응답, 고 정밀 운전을 위하여 벡터제어 알고리즘을 도입한 제어계에 관한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 벡터제어는 회전자 자속벡터의 크기를 일정하게 하고 전류벡터와의 위상각을 직각으로 유지시켜 교류 전동기를 직류 전동기와 유사하게 제어하는 원리에 기초한다. 그러므로 벡터제어 알고리즘을 적용하기 위해서는 회전자 자속 벡터의 정보가 필요하게 된다. 공극의 자계를 측정하는 방법으로 Hall Sensor 를 사용하는 방법 [1] 과 고정자 슬롯에 Search coil 을 감는 방법 [2] 이 제안되기도 하였으나 이러한 직접 측정 방법들은 전동기를 특별히 제작해야하는 단점을 갖는다. 이러한 단점을 피할수 있는 방법으로 자속 벡터의 간접 측정 방법이 제안되었다. 이 방법은 전동기의 수학적 모델을 필요로 하며 정확한 미기 변수들의 정보가 요구된다. 그러나 전동기를 운전하는 동안 전동기의 미기 변수들, 특히 회전자의 저항은 온도 변화나 표피효과, 또는 전동기의 노화등으로 변동하게 되며 이 결과로 벡터제어의 기본조건들이 상실되어 제어 성능이 떨어지게 된다. 그러므로 회전자 저항의 변동을 고려해야 하는데

운전 중에 회전자 저항을 직접 측정하는 것은 불가능하므로 최근 전압과 전류의 측정만으로 회전자저항을 추정하는 방법 [3] 과 그와 유사한방법들 [4],[5] 이 제안되었다. 본 연구에서는 전동기를 ARMA (Auto Regressive Moving Average) 형태 [6] 로 수학적 모델링하고 순환형 최소자승법을 이용하여 회전자 저항을 추정하게 하였다. 또한 미기변수의 변동을 제어기에 반영하기 위하여 최소 분산 제어기를 설계하였다. 본 논문에서 제시한 알고리즘을 3 마력 유도전동기에 적용하여 응답특성을 분석한 결과 회전자 저항의 변화를 양호하게 추정할 수 있었으며 추정된 미기변수로 고성능 제어가 가능함을 입증할 수 있었다.

II. 유도전동기 모델과 벡터제어

3상 농형 유도 전동기의 동작 방정식은 다음과 같은 동기 속도로 회전하는 회전 좌표계를 갖는 Park식의 비선형 미분 방정식으로 표현된다. [7]

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} rs+pLs & w_e Ls & pLm & w_e Lm \\ -w_e Ls & rs+pLs & -w_e Lm & pLm \\ pLm & w_e Lm & rr+pLr & w_e Lr \\ -w_e Lm & pLm & -w_e Lr & rr+pLr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{2}{P} \times J \frac{dw_r}{dt} = T_e - T_l \quad (2)$$

여기서 p 는 미분 연산자 $\frac{d}{dt}$ 이다.

발생 토오크는

$$T_e = \frac{3}{2} \times \frac{P}{2} \times Lm (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (3)$$

이고 회전자의 d, q 축 전류는

$$I_{qr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \quad (4)$$

$$I_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} I_{ds} \quad \text{이다.}$$

백터제어는 회전자 자속 백터가 회전자 전류 백터와 직각을 이루게 되는데 회전자 자속속을 기준속의 d속과 일치시키고 회전자 전류속을 q속과 일치시켜야 한다. 이때 회전자의 전류와 자속이 분리 제어된다. [8]

$$\begin{aligned} \Phi_{qr} &= 0 \\ \Phi_{dr} &= \Phi_r \end{aligned} \quad (5)$$

따라서 식(3), 식(4), 식(5)식을 사용하여 토오르를 구해보면 식(6)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \times \frac{P}{2} \times \frac{L_m}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (6)$$

회전자 자와 전류는 식(7)과 같다.

$$I_{sr} = \frac{\Phi_r}{L_m} \quad (7)$$

식(1), 식(2), 식(4)에서 다음식을 구할 수 있다.

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (I_{ds} - I_{sr}) \quad (8)$$

여기서 $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ 이다.

식(6) 과 식(7)에서 알 수 있듯이 분리제어가 이루어지면 자속은 d속 전류에 의해서, 토오르는 q속 전류에 의해서 제어되는 것을 알 수 있다.

II. 자속 및 슬립 연산

유도전동기의 백터제어 블록선도를 그림 1 에 나타내었다.

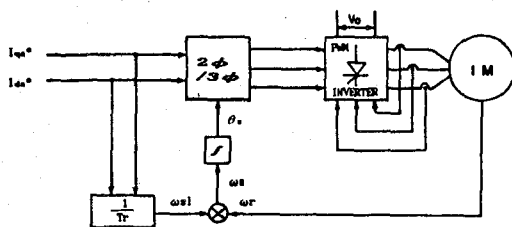


그림 1. 유도전동기의 백터제어 블록선도

유도전동기의 입력은 히스테리시스 전류제어형 PWM 인버터를 사용하였고 회전자 자속은 고정자 전류와 속도들 이용하여 계산하였으며 [8] 자속위치 θ 는 슬립주파수와 회전자 각속도를 더한 지령 주파수를 적분하여 구할 수 있다. 식(1)에서 자속위치는 다음과 같이 구한다.

$$\theta = \int \left(\omega_r + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_r} \right) dt \quad (9)$$

IV. 적응 제어기

슬립 주파수형 백터 제어에서 필요한 정확한 슬립 연산과 자속 연산을 위해서는 각 매개변수들의 값들이 정확해야 한다. 그러나 유도전동기의 가장 중요한 매개변수인 회전자저항은 온도에 따라 크게 변화하여 회전자 자속연산에 큰영향을 미치게 되고 분리제어가 어렵게 된다. 그러므로 회전자 저항의 변화에 따른 제어성능의 저하를 최소화 하기 위하여 전동기 매개변수를 추정할 수 있는 적응 제어 알고리즘을 도입한다. 그림 2 는 적응 제어기 모델을 나타낸다. 회전자 속도와 자속이 부정확한 되고 있으며 기준입력과 관계에 따라 매개변수가 추정되고 추정된 매개변수를 이용하여 제어입력을 결정하게 된다.

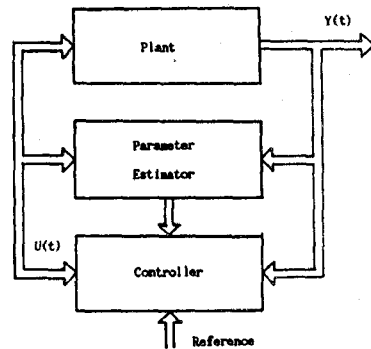


그림 2. 적응 제어기

식(7)과 식(8)을 오일러 급수를 이용하여 이산화 시키면 다음과 같다.

$$\frac{I_{sr}(k+1) - I_{sr}(k)}{\Delta} = \frac{1}{T_r} (I_{ds}(k) - I_{sr}(k)) \quad (10)$$

$$I_{sr}(k+1) = \frac{\Delta}{T_r} I_{ds}(k) + \left(1 - \frac{\Delta}{T_r} \right) I_{sr}(k) \quad (11)$$

여기서 Δ 는 샘플링 시간이다.

회전자 속도는 관성 및 발생 토오르에 의존하므로 식(2)을 오일러 급수를 이용하여 이산화 시키면 다음과 같다.

$$\frac{\omega_r(k+1) - \omega_r(k)}{\Delta} = \frac{1}{H} (k I_{qs} - T_l) \quad (12)$$

$$\omega_r(k+1) = \frac{\Delta}{H} k I_{qs} + \omega_r(k) - \frac{\Delta}{H} T_l \quad (13)$$

여기서 $H = \frac{2J}{P}$ 이고, $k = \frac{3}{2} \times \frac{P}{2} \times \frac{L_m}{L_r} \times \Phi_r$ 이다.

따라서 식(11)과 식(13)을 ARMA 형태로 수학적 모델링 하면 식(14)와 식(15)가 된다.

$$Y_1(k+1) = X_1^T(k) \theta_1(k) \quad (14)$$

여기서 $Y_1(k+1) = \text{Imr}(k+1)$, $X_1(k)^T = [\text{Ids}(k) \text{Imr}(k)]$,
 $\theta_1(k) = \begin{bmatrix} \frac{\Delta}{\text{Tr}} & 1 - \frac{\Delta}{\text{Tr}} \end{bmatrix}^T = [a_1 \ a_2]^T$ 이다.

$$Y_2(k+1) = X_2^T(k) \theta_2(k) \quad (15)$$

여기서 $Y_2(k+1) = \text{wr}(k+1)$, $X_2(k)^T = [\text{Iqs}(k) \text{wr}(k)]$,
 $\theta_2(k) = \begin{bmatrix} \frac{\Delta k}{H} & 1 \end{bmatrix}^T = [b_1 \ b_2]^T$ 이다.

V. 미계변수 추정

본 논문에서는 미계변수를 추정하기 위해 순환형 최소 자승법을 적용하였다.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \mu(k)[Y(k-1) - X^T(k-1)\hat{\theta}(k-1)]$$

$$\mu(k) = \frac{P(k) X(k-1)}{\beta + X^T(k-1)P(k)X(k-1)} \quad (16)$$

$P(k+1) = \frac{1}{\beta} [I - \mu(k) X^T(k-1)] P(k)$
 여기서 β 는 망각인자로 $\beta \in (0, 1]$ 의 값을 갖는다.

VI. 최소 본산제어기

자속 전류의 미계변수 추정에서 가변요소는 Tr 뿐이고 이는 매우 큰 시상수를 갖으므로 자속전류 제어기는 식(10)을 이용하여 다음과 같이 구해진다.

$$\text{Ids}(k) = \text{Imr}(k) \left[1 - \frac{\text{Tr}}{\Delta} \right] + \frac{\text{Tr}}{\Delta} \text{Imr}^* \quad (17)$$

여기서 Imr^* 는 기준입력이다.

토오크 전류 Iqs 는 식(13)과 같이 부하토크가 외란으로 존재하므로 Iqs 의 제어를 최소 본산 제어기로 제어한다. 평가함수는 다음과 같이 정의한다.

$$J = \frac{1}{2} \{Y(k+1) - W(k)\}^2 + \frac{1}{2} R_v V(k+1)^2 + \frac{1}{2} R_u U(k)^2 \quad (18)$$

이때 $W(k)$ 는 기준입력, R_u R_v 는 가중치 이고 $Y(k+1)$ 은 $\text{wr}(k+1)$, $U(k)$ 는 $\text{Iqs}(k)$ 이다. $V(k)$ 는 입출력오차를 보상하는 항으로 식(19)과 같이 정의한다.

$$E(k) = W(k-1) - Y(k)$$

$$(1 - q^{-1}) V(k) = E(k) \quad (19)$$

식(15)을 이용하여 식(18)의 평가함수를 최소화하는 제어입력 $\text{Iqs}(k)$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\text{Iqs}(k) = \frac{1}{h_0} \{ f_1 Y(k) + g_1 W(k) + g_2 V(k) \} \quad (20)$$

여기서 $h_0 = b_1^2 (1+R_v)$, $f_1 = -b_1 b_2 (1 + R_v)$
 $g_1 = b_1 (1 + R_v)$, $g_2 = b_1 R_v$ 이다.

그림 3은 제어계의 전체 블록 선도를 나타낸다.

VI. 시뮬레이션 결과

본 연구의 타당성을 입증하기 위하여 회전자 저항의 변화에 적용하는 알고리즘을 3 마력의 유도전동기에 시뮬레이션하였다.

CASE 1. 정상상태의 속도에서 회전자 저항이 변동하였을 때의 회전자 저항추정과 속도의 특성을 그림4에 나타내었다. 회전자 저항의 추정이 정확하게 됨을 알수있으며 본 연구의 제어가 회전자 저항 변동에 의한 제어성능의 악화를 양호하게 보상함을 입증할 수 있다.

CASE 2. 본 연구에서는 부하변동을 외란으로 처리하고 최소본산제어기를 설계하였으므로 본연구의 제어기는 부하변동에 강인한 특성을 갖는다. 그림 5는 5 N.m의 부하가 걸렸을 때의 속도, 토오크 특성과 상 전류를 나타 내었으며 본 제어기의 특성이 양호함을 알수있다.

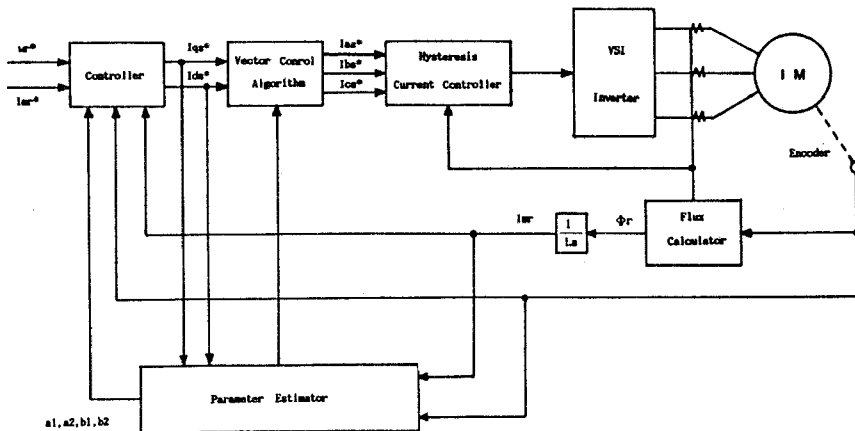


그림 3. 제어계의 전체 블록 선도

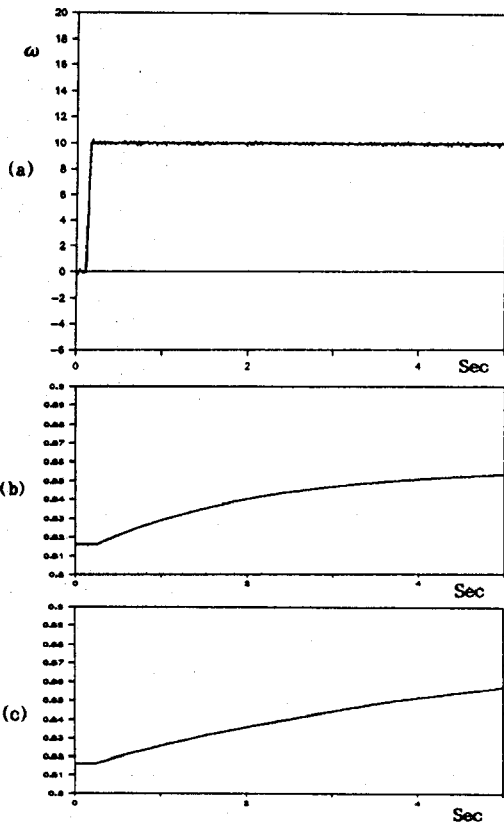


그림 4. 회전자 저항 변화시 동작 특성
(a)속도 (b)회전자 저항 변화 (c)회전자 저항 추정치

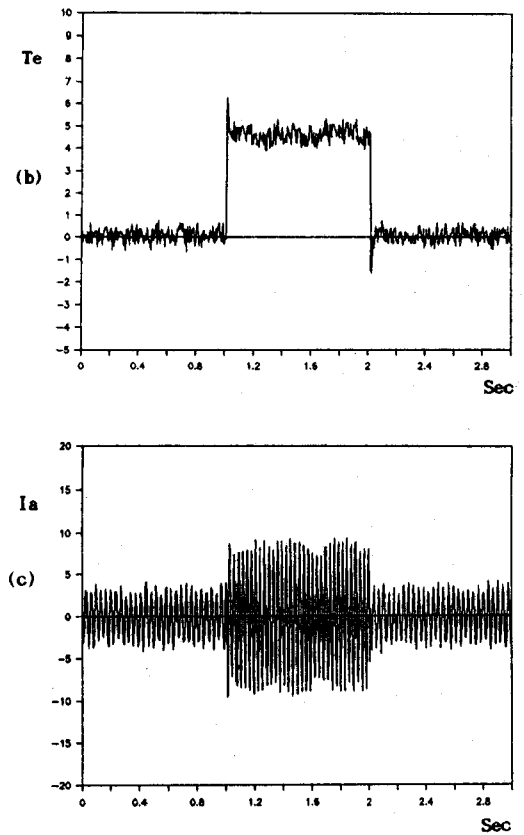
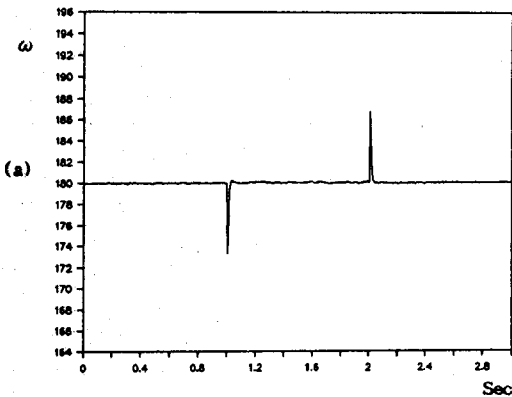


그림 5. 부하변동시 동작특성
(a)속도 (b)토크 (c)상 전류



Ⅶ. 결론

본 연구에서는 온도변화에 민감한 유도전동기 매개변수인 회전자 저항을 순환형 최소 자승법으로 추정하고 벡터제어 성능을 향상시키는 최소 분산 제어 알고리즘을 제안하여 매개변수 변동과 부하변동에 강인한 제어를 설계하였다. 3상 농형 유도전동기 모델에 제안된 제어알고리즘을 적용하고 시뮬레이션을 통하여 우수한 응답 특성을 나타냄을 입증하였다.

참고문헌

- [1] F. Blascke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control System for Rotating Machines", Siemens Review, Vol.39, pp217-220, 1972.
- [2] A. B. Plunkett, J. D. Artre and T. A. Lipo, "Synchronous Control of a Static AC Induction Motor Drives", IAS pp600-615, 1977.
- [3] M. Koyona, M. Yano, I. Kamiyama and S. Yano, "Micro-processor based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function", IEEE Trans. Ind. App. Vol. IA-22, NO. 3, pp453-459 1986.
- [4] T. Okuyama, et al, "High Performance AC Motor Speed Control System Using GTO Converters", IPEC 83, pp720-731
- [5] W. Schumacher and W. Leonhard, "Transistor-Fed AC-servo Drive with Microprocessor Control", IPEC83, pp1465-1476
- [6] Graham C. Goodwin, Kwai Sang Sin, Adaptive Filtering Prediction and Control, Prentice-Hall, 1984.
- [7] Paul. C. Krause, Analysis of Electric Machinery, McGraw-Hill, 1986.
- [8] Bose B. K., Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, 1986.