

적응 자속 관측기를 이용한 유도전동기의 효율 최적화 제어

정동화[†] · 박기태 · 이홍균

순천대학교 공과대학 정보통신공학부

(2001. 7. 9. 접수 / 2001. 12. 21. 채택)

Efficiency Optimization Control of Induction Motor using Adaptive Flux Observer

Dong-Hwa Chung[†] · Gi-Tae Park · Hong-Gyun Lee

School of Information & Communication Engineering, Suncheon National University

(Received July 9, 2001 / Accepted December 21, 2001)

Abstract : Stator core loss has significant adverse effects when an induction motor is controlled by the conventional vector control method. Therefore, taking core loss into account should make it possible to control the torque very precisely. This paper proposes a speed sensorless vector control method for an induction motor at optimum efficiency and high response taking core loss account. The proposed vector control system consists of a speed adaptive rotor flux observer which takes core loss into account and employs a direct vector control which compensates for the influence of core loss. Also, in this paper, a vector controlled induction motor with a deadbeat rotor flux controller is developed. The method ensures optimum efficiency in the steady state without degradation of the dynamic response. The validity of the proposed technique is confirmed by simulation results for induction motor drive system.

Key Words : sensorless vector control, efficiency optimization control, core loss compensation, flux observer, induction motor, deadbeat control

1. 서 론

최근, 전력용 반도체소자로 구성된 고속 스위칭 소자의 개발과 마이크로 일렉트로닉스의 기술진보로 인해 유도전동기 드라이브 분야는 일반 산업계에 많은 호응을 받고 있다. 드라이브 시스템에서 대부분의 사고는 PWM 점호실패, 단락사고 및 전력의 불균형에 의해 나타난다. PWM을 구성하는 펄스신호에 고조파가 많이 포함되어 있으며 통신선과 전력선 등 다른 선로에서 발생하는 전자파 신호들과 중첩되어 대형사고를 초래할 수 있다. 따라서 이러한 사고를 미연에 방지하고 산업안전을 실현할 수 있는 시스템의 제어성능 및 효율 향상이 매우 중요하다.

유도전동기 드라이브를 위한 속도 센서리스 벡터

제어는 일반산업계에서 광범위하게 요구되고 있다. 속도센서는 유도전동기의 고유의 내구성, 신뢰성이 저하되고 신호센서를 위한 배선이 노이즈에 취약하여 열악한 환경에서 시스템의 불안정을 유발시킬 수 있다. 따라서 환경적인 제약을 받는 제어 시스템이나 일반적인 목적으로 사용되는 인버터 시스템의 정밀제어를 위하여 속도센서를 제거해야 할 필요성이 있다. 최근 유도전동기의 속도 센서리스 벡터제어에 관한 연구가 많이 이루어지고 있다.^{1~6)} 그러나 이 방법들은 유도전동기의 철손을 무시하였다. 철손은 회전자전류와 자속의 상호관계에서 발생하기 때문에 출력토크는 기준토크와 차이가 나는 오차를 유발시킨다.⁷⁾

철손을 보상하는 방법들이 제시^{8,9)}되었지만, 이 방법들은 회전자속을 정격값으로 유지시켰다. 일정한 정격자속에 의한 유도전동기의 벡터제어는 경부하가 되면 효율이 저하된다. 이는 기준 부하토크에 따른 회전자속의 변화가 둔감한 원인이며 이

[†]To whom correspondence should be addressed.
hwa777@sunchon.ac.kr

를 위해 데드비트 응답에 의한 회전자자속을 빠르게 적응할 수 있는 방법이 제시되었다.¹⁰⁻¹²⁾ 과도 응답을 악화시키지 않고 정상상태에서 최적 효율을 얻기 위하여 파라미터 변동을 고려한 적응 회전자자속 관측기를 이용하였다. 데드비트를 이용한 회전자자속 제어시스템은 광범위한 토크에서 최대효율을 얻기 위하여 적절한 회전자자속을 결정하는 방법이다.

유도전동기는 구조적으로 견고하고 값이 싸기 때문에 전기자동차 드라이브의 적용에 적합하지만, 낮은 효율이 문제점으로 나타난다. 유도전동기의 효율을 최대화하기 위한 연구¹³⁻¹⁵⁾가 많이 이루어졌지만, 온도 변화에 따른 고정자와 회전자저항의 변화를 고려하지 않았다.

본 연구에서는 속도 센서리스 벡터제어를 위하여 적응 회전자자속 관측기를 설계하고 유도전동기의 최적 효율을 위하여 자속변화에 따른 철손을 고려한다. 과도상태에서는 회전자자속을 빠르게 결정하기 위하여 데드비트 제어로 운전하고 정상상태에서는 효율 최적화 제어로 운전한다. 시스템 성능의 응답특성과 효율을 종래의 방법을 시뮬레이션을 통하여 비교하고 본 연구에서 제시한 방법의 타당성을 입증한다.

2. 적응 자속 관측기

와전류에 의하여 발생하는 철손을 가정하면 유도전동기의 모델은 Fig. 1과 같다. 와전류는 ae, be, ce 권선에 흐른다고 가정한다.

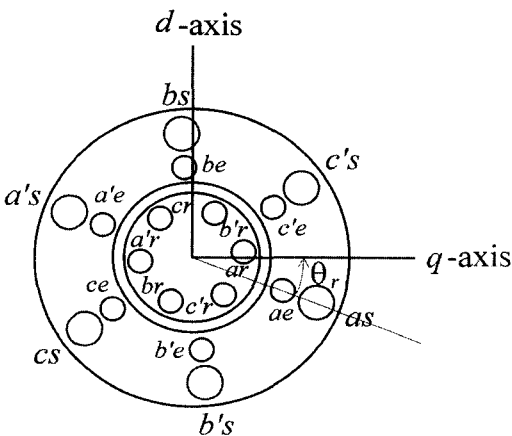


Fig. 1. Winding model of induction motor with eddy-current circuit

Fig. 1로부터 철손을 고려한 유도전동기의 전압 방정식은 회전하는 기준축에서 구하면 식(1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_s \\ v_r \\ v_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \\ i_e \end{bmatrix} \quad (1)$$

직접 벡터제어를 구현하기 위하여 정확한 회전자자속값과 전동기 파라미터 변동의 보상이 필요하다. 이런 문제점을 해결하기 위해서 철손을 고려한 적응 회전자자속 관측기를 이용한다.

정지 좌표계에서 유도전동기의 상태와 출력방정식을 구하면 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} v_s + \begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \end{bmatrix} \phi_r \quad (2)$$

여기서,

$$\phi_r = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{R_r}{L_r}\right) & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{R_r}{L_r}\right) \end{bmatrix}$$

$$A_{12} = \begin{bmatrix} \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \\ -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \end{bmatrix}$$

$$A_{21} = \begin{bmatrix} \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} \end{bmatrix}, \quad A_{22} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D_1 = R_m \begin{bmatrix} \frac{-(L_r - sL_m)}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ 0 & \frac{-(L_r - sL_m)}{\sigma L_s L_r^2} \end{bmatrix}, \quad D_2 = R_m \begin{bmatrix} -\frac{s}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{s}{L_r} \end{bmatrix}$$

$$\sigma = \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad S \text{ 는 슬립}$$

식(2)를 행렬 벡터의 형식으로 간단하게 표현한다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bv}_s + \mathbf{D}\phi_r \quad (3)$$

여기서,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \phi_r \end{bmatrix}, \mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}, \phi_r = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 \\ \mathbf{D}_2 \end{bmatrix}$$

고정자전류와 회전자자속을 연속적으로 추정하는 전상태 관측기는 다음과 같다.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{Bv}_s + \mathbf{G}(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) + \mathbf{D}\hat{\phi}_r \quad (4)$$

여기서, $\hat{\mathbf{A}}$ 는 추정치이며 \mathbf{G} 는 식(4)를 안정화하기 위하여 결정되는 이득행렬이다.

온도의 변화에 따른 고정자 및 회전자저항의 적용기법을 적용하여 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \hat{R}_s = \lambda_1 (e_{ids} \hat{i}_{ds} + e_{iqs} \hat{i}_{qs}) \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{R}_r = -\lambda_2 \{ e_{ids} (\hat{\phi}_{dr} - L_m \hat{i}_{ds}) + e_{iqs} (\hat{\phi}_{qr} - L_m \hat{i}_{qs}) \} \quad (6)$$

$$\text{여기서, } e_{ids} = \hat{i}_{ds} - i_{ds} \quad e_{iqs} = \hat{i}_{qs} - i_{qs}$$

λ_1, λ_2 는 임의의 양의 이득이다.

유도전동기의 속도는 회전자 관측기를 추가한 적용방법에 의하여 추정한다.

속도추정을 위한 적용기법은 Lyapunov의 안정도 이론을 이용하며 추정속도는 다음 식과 같이 얻을 수 있다.

$$\dot{\hat{\omega}} = K_p (\omega_r - \hat{\omega}_r) + K_I (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (7)$$

$$\text{여기서, } e_{id} = i_{ds} - \hat{i}_{ds}, \quad e_{iq} = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$$

K_p, K_I 는 임의의 양의 이득이다.

3. 효율 최적화 제어

3.1. 손실 최소화

정상상태에서 전류 식은 다음과 같이 유도할 수

있다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_m^2 + (R_m/\omega_e)^2} \begin{bmatrix} L_m & (R_m/\omega_e)L_r \\ (R_m/\omega_e) & -(L_m L_r + (R_m/\omega_e)^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (8)$$

표류 부하손을 제외한 총 손실은 다음과 같다.

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} \quad (9)$$

여기서, $P_{in} = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}$, $P_{out} = \omega_r T_e$ 이다.

발생 토크는 다음과 같이 표현된다.

$$T_e = p(\phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr}) \quad (10)$$

식(1) 및 (8)~(10)을 이용하여 손실에 관한 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$P_{loss} = \frac{R_s + R_m}{L_m^2 + (R_m/\omega_e)^2} \phi_{dr}^2 + \left\{ \frac{2(R_m/\omega_e)R_s}{L_m^2 + (R_m/\omega_e)^2} \right\} T_e + \left\{ \frac{R_s(L_r^2 + (R_m/\omega_e)^2) + L_r^2 R_m + R_r}{L_m^2 + (R_m/\omega_e)^2} \right\} T_e^2 \phi_{dr}^{-2} \quad (11)$$

총 손실은 회전자자속 ϕ_{dr} 의 함수로 표현할 수 있다. Fig. 2는 부하토크를 변화에 따른 총 손실의 관계를 나타낸다. 부하토크에 의해 손실이 최소가 되는 회전자자속이 존재한다. 따라서 유도전동기의 최대 효율을 가지는 회전자자속은 부하토크의 함수가 된다.

전동기 파라미터가 일정 부하토크에서 회전자자속에 독립이면, 총 손실을 ϕ_{dr} 로 한번 미분하여 영으로 놓는다. 이는 손실이 최소가 되는 조건이며 회전자자속을 구할 수 있다.

$$\frac{dP_{loss}}{d\phi_{dr}} = 2 \frac{R_s + R_m}{L_m^2 + (R_m/\omega_e)^2} \phi_{dr} - 2 \left\{ \frac{R_s(L_r^2 + (R_m/\omega_e)^2) + L_r^2 R_m + R_r}{L_m^2 + (R_m/\omega_e)^2} \right\} T_e^2 \phi_{dr}^{-3} = 0 \quad (12)$$

적절한 회전자자속 λ_r^A 을 계수로 놓고 이 방정식을 풀면, 최대 효율의 점을 얻을 수 있다.

$$\lambda_r^A = \sqrt{\frac{\sqrt{R_s(L_r^2 + (R_m/\omega_e)^2) + L_r^2 R_m + R_r} \sqrt{L_m^2 + (R_m/\omega_e)^2}}{R_s + R_m}} \sqrt{T_e} = K \sqrt{T_e} \quad (13)$$

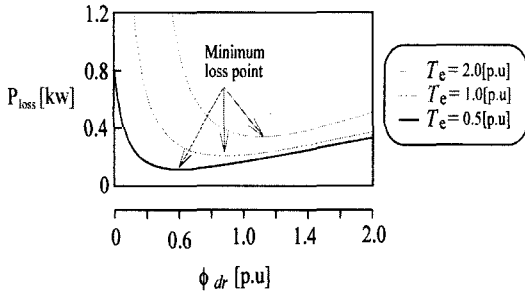


Fig. 2. Total loss versus rotor flux at 500(rpm)

이 식은 최대 효율로 동작되는 λ_r^A 이며 λ_r^A 는 T_e 의 함수이다.

3.2. 데드비트에 의한 고속제어

회전자자속의 크기를 변화시키기 위하여 회전자자속의 레벨을 조절하는 데드비트 응답을 이용한다. 유도전동기의 간접 벡터제어에서 철손을 고려하지 않은 회전자자속 ϕ_r 는 철손을 고려한 회전자자속 ϕ_r' 에 의하여 표현할 수 있다.

$$\phi_r^A = \left(\frac{L_r}{L_m} \right) \phi_r'^A \quad (14)$$

기준 회전축에서 회전자자속 ϕ_r 는 다음과 같이 자속분 전류로 나타낼 수 있다.

$$\phi_r(s) = \frac{L_m}{1+s\tau_r} I_m(s) \quad (15)$$

여기서, $\tau_r = L_r / R_r$

지령 자속전류 I_m^* 는 다음 식과 같이 지령 회전자자속의 형태로 표현된다.

$$I_m^*[nT] = \frac{I_m^*[(n-1)T]}{1 + e^{-T/\tau_r} \cdot \{ \Delta\phi_r[nT] - e\Delta\phi_r[(n-1)T] \}} \quad (16)$$

여기서, $e = \exp(-T/\tau_r)$

$$\Delta\phi_r[nT] = \phi_r^*[nT] - \phi_r[nT]$$

T : 데드비트 제어를 위한 안정화 시간
시스템 용량에 의해 제한을 받는 최대 자속전류

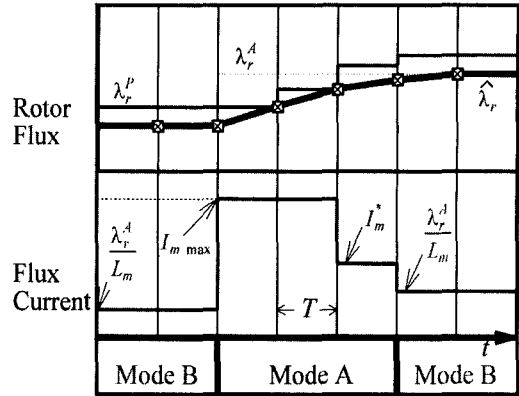


Fig. 3. Model of proposed deadbeat flux control

I_{mmax} 는 회전자자속의 고속제어를 수행하는데 사용한다. 한 샘플링 후에 예측되는 회전자자속은 다음 식과 같다.

$$\phi_r^P[(n+1)T] = (1+e)\phi_r[nT] - e\phi_r[(n-1)T] + (1-e)L_m[I_{mmax} - I_m^*[(n-1)T]] \quad (17)$$

Fig. 3은 식(16)과 (17)을 사용하여 제시한 데드비트 자속제어의 모델을 나타낸다.

3.1.1. 데드비트 제어(과도상태)

과도상태에서는 회전자자속이 급속하게 변화되어 회전자자속 제어가 빠르게 응답한다. 최대 자속전류를 결정하는 예측 회전자자속 λ_r^p 가 회전자자속 λ_r^A 보다 낮을 경우에는 기준 자속전류를 위하여 I_{mmax} 를 사용한다. λ_r^p 가 λ_r^A 를 초과하면 기준 자속전류는 식(16)로부터 계산하며, 이는 한 샘플링 구간후에 λ_r 가 λ_r^A 를 추종하도록 한다.

3.1.2. 최대 효율운전(정상상태)

정상상태에서는 고속 회전자자속 제어가 필요하지 않으므로 다음 식은 기준 회전자자속을 얻기 위하여 사용한다.

$$I_m^* = \frac{\lambda_r^A}{L_m} \quad (18)$$

회전자자속을 변화시키는 속도는 I_{mmax} 에 관계되고 I_{mmax} 는 인버터의 용량에 의해 좌우된다.

4. 시뮬레이션 결과

Fig. 4는 본 논문에서 제시한 유도전동기 드라이브 시스템의 속도 센서리스 벡터제어의 블록도를 나타낸다. 이 시스템은 간접 벡터제어에 사용하며 적응 회전자자속 관측기, 데드비트 제어기, 최적효율 제어기, 철손 보상기 및 CR PWM VSI의 블록으로 구성된다. 최적효율 제어기는 T_e^* 를 사용하여 손실을 최소화하는 ϕ_r^A 를 출력시킨다. 과도상대에서는 데드비트 제어기는 기준 자속전류를 출력하여 회전자자속의 고속제어를 수행한다.

고정축에 대한 기준 고정자전류는 추정 회전자자속으로부터 구한다.

$$\begin{aligned} i_{ds}^* &= i_{ds}^* \cos \hat{\theta} - i_{qs}^* \sin \hat{\theta} \\ i_{qs}^* &= i_{ds}^* \sin \hat{\theta} + i_{qs}^* \cos \hat{\theta} \end{aligned} \quad (20)$$

여기서,

$$\cos \hat{\theta} = \hat{\phi}_{dr} / \hat{\phi}_r, \quad \sin \hat{\theta} = \hat{\phi}_{qr} / \hat{\phi}_r, \quad \hat{\phi}_r = \sqrt{\hat{\phi}_{dr}^2 + \hat{\phi}_{qr}^2}$$

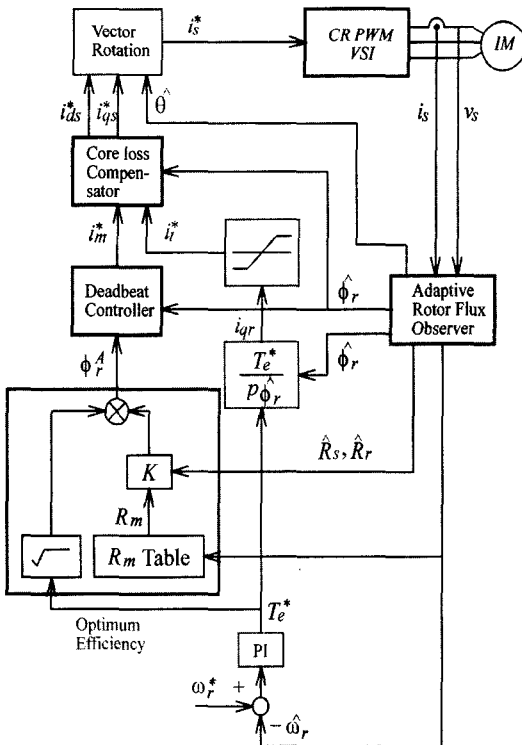


Fig. 4. Block diagram of the proposed vector control system

Table 1. Parameter of induction motor

| | | | |
|-------------|-------------|------------|----------|
| Output | 2.2[kw] | R_s | 0.219[Ω] |
| Poles | 8극 | R_r | 0.250[Ω] |
| Voltage | 160[V] | R_m | 0.428[Ω] |
| Current | 15.0[A] | L_m | 8.56[mH] |
| Motor Speed | 2000[rpm] | R_s, L_r | 0.75[mH] |
| Frequency | 60[Hz] | | |
| Torque | 10.5[N · m] | | |
| Flux | 0.0976[Wb] | | |

Table 1은 유도전동기의 파라미터를 나타내며 이는 정격값이다.

Fig. 5는 속도가 10(rad/sec)일 때의 회전자 시정수의 응답특성을 나타낸다. 고정자와 회전자의 초기치는 정격치의 약 1.5배 정도로 나타났으나 추정 파라미터는 몇 초후에 일정한 값으로 수렴한다.

Fig. 6은 속도센서가 없는 벡터제어를 수행하고 지령속도가 4상한 운전을 할 경우의 시스템의 응답특성을 나타낸다. 그림(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 지령속도와 추정속도 및 (c)는 d축 전류의 파형이다. 추정속도는 지령속도에 양호하게 추정하고 있다.

Fig. 7은 최적효율 제어시의 토크 응답특성을 나타낸다. 그림(a)는 철손을 고려하지 않을 경우의 토

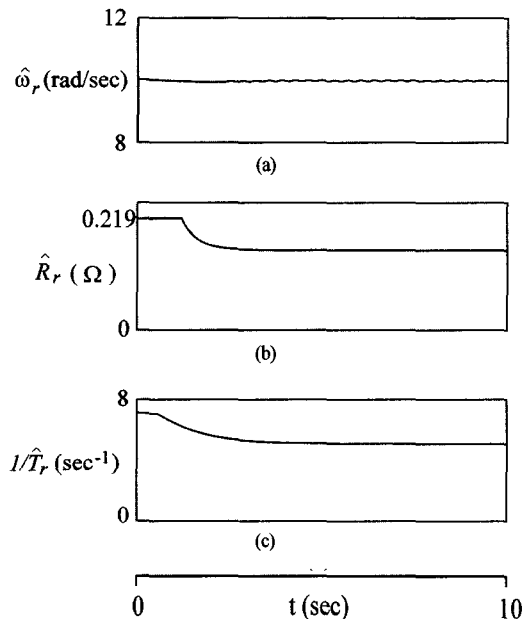


Fig. 5. Response of rotor time constant

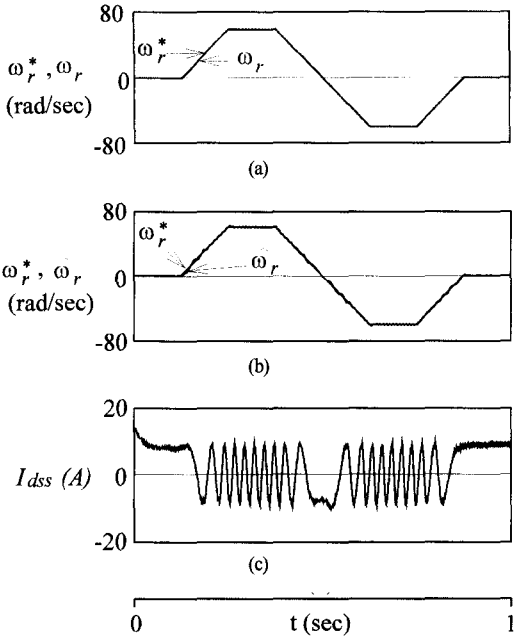


Fig. 6. System response of quadrature operation without speed sensor

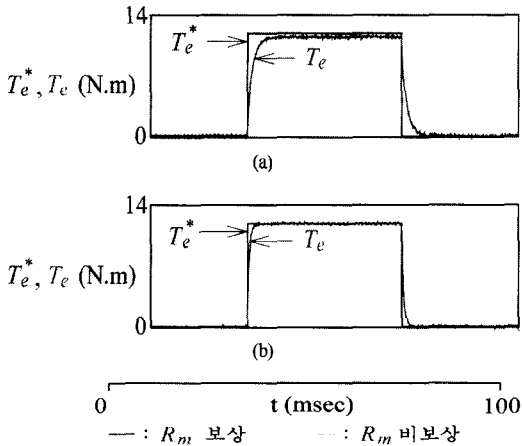


Fig. 7. Torque response

크 응답이며 (b)는 철손의 영향을 고려할 경우의 토크 응답이다. 철손의 영향을 고려했을 때 토크의 오차가 많이 감소되며 최적효율 제어를 실현할 수 있다.

Fig. 8은 최적효율 제어에서 철손을 보상과 보상하지 않을 경우의 고정자전류를 나타낸다. 철손의 고려하면 고정자전류의 변화는 철손의 영향이 보상된 결과로 나타난다.

Fig. 9는 철손모델의 회전자자속 응답이며 그림(a)는 회전자자속을 나타내고 그림(b)는 자속분 전

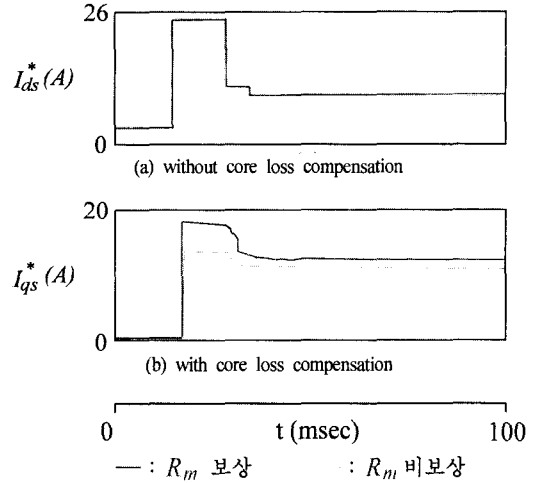


Fig. 8. Comparison of the stator current

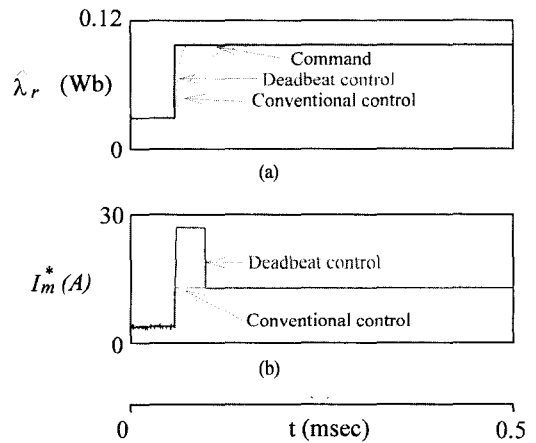


Fig. 9. Rotor flux response of core loss model

류이다. 종래의 정격 자속제어보다 본 논문에서 제시한 데드비트 제어를 이용한 회전자자속의 응답특성이 양호하게 나타난다.

Fig. 10은 무부하에서 지령속도를 25(rad/sec) 운전하여 정상상태에 도달한 후에 속도를 70(rad/sec) 변화시켰을 때의 시스템의 응답을 나타낸다. 그림(a)는 지령속도, 실제속도 및 추정속도를 나타낸다. 최적효율로 운전할 경우 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하고 있다. 그림(b)는 추정 회전자자속 및 최적 회전자자속이다. 그림(c)는 자속전류와 토크전류이다. 지령 자속전류는 지령 회전자자속으로 주어질 때 데드비트 제어기에 의해 계산된다. 그림(d)는 고정자 전류 d축 전류를 나타내고 있다.

Fig. 11은 지령속도를 30(rad/sec) 운전하여 정상상

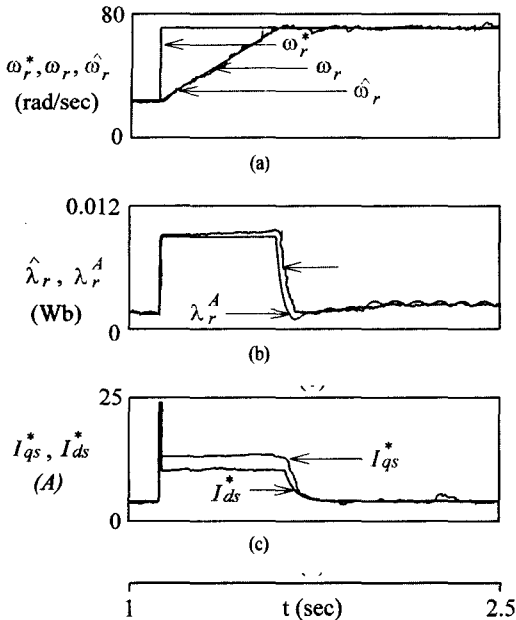


Fig. 10. Response of system with step of command speed

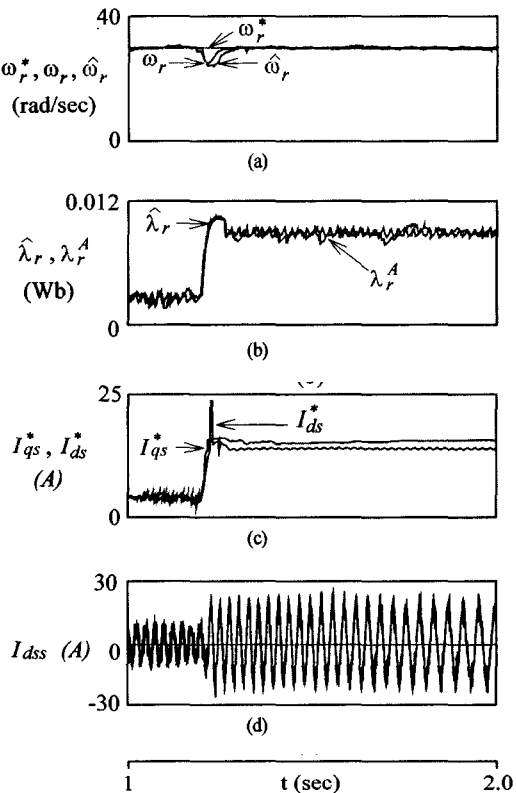


Fig. 11. Response of system in time domain with increase of load torque

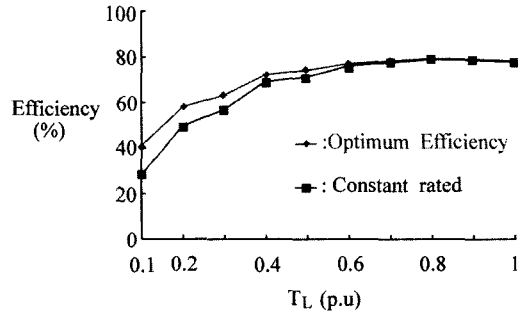


Fig. 12. Efficiency curves

태에서 부하를 30(%) 증가시켰을 때의 시스템의 응답이다. 그림(a)는 지령속도, 실제속도 및 추정속도를 나타낸다. 최적효율 제어가 실현되고 부하가 변화하여도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추종하고 있다. 그림(b)는 추정 회전자자속 및 최적 회전자자속이다. 그림(c)는 자속전류와 토크전류이다. 그림(d)는 고정자전류의 d축 전류를 나타낸다.

Fig. 12는 속도가 60(rad/sec)이고 부하는 0~1(p.u)로 일 때 종래의 방법인 일정한 정격 자속제어와 본 논문에서 제시한 데드비트 제어를 이용한 효율곡선을 나타낸다. 데드비트 제어가 정격 자속제어에 비해 경부하에서는 효율이 대폭적으로 향상된다. 따라서 본 논문에서 제시한 최적효율 제어 및 데드비트 제어의 타당성을 입증할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 유도전동기의 철손을 고려한 적응 회전자자속 관측기를 설계하고 철손의 영향을 고려한 속도 센서리스 벡터제어를 제시하였다. 고성능운전을 실현하기 위하여 과도상태에서는 데드비트 제어로 운전하고 정상상태에서는 최적효율 제어로 운전하였다.

유도전동기의 최적효율 운전을 위한 속도 센서리스 벡터제어에 대한 본 논문의 결과는 다음과 같다.

- 1) 적응 회전자자속 관측기에 의하여 지령속도의 변동에 추정속도는 양호하게 추종하고 있다.
- 2) 부하의 변동에도 추정속도는 지령속도에 고정능으로 추종하고 있다.
- 3) 최적효율 제어를 수행동안 철손을 보상하면 토크의 오차를 저감시킬 수 있었다.
- 4) 데드비트 제어는 종래의 방법과 비교하여 회전자자속의 응답특성을 개선시킬 수 있었다.

5) 최적효율 제어시 속도 및 토크의 변동에도 추
정치의 성능은 우수하게 나타났다.

6) 최적효율 제어에서는 효율이 대폭적으로 향상
되었으며 본 논문의 타당성을 입증할 수 있었다.

감사의 글 : 본 연구는 2001년도 산·학·연 공
동기술개발 컨소시엄의 지원으로 수행되었으며, 통
상산업부 및 전남도청에 감사를 드립니다.

참고문헌

- 1) G. Yang and T. H. Chin, "Adaptive speed identification scheme for a vector controlled speed sensorless inverter-induction motor drive," IEEE Trans. IA, Vol. 29, No. 4, pp. 820~825, 1993.
- 2) H. Kubota, M. Matusse and T. Nakano, "DSP based speed adaptive flux observer of induction motor," IEEE Trans. IA, Vol. 29, pp. 344~348, 1993.
- 3) H. Kubota and K. Matusse, "Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaption," IEEE Trans. IA, Vol. 30, No. 5, pp. 1219~1224, 1994.
- 4) C. M. Lee and C. L. Chen, "Observer based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors," IEE Proc. Contr. Theory Appl., Vol. 145, No. 3, pp. 359-363, 1998.
- 5) H. Tajima and Y. Hori, "Speed sensorless field orientation control of the induction machine," IEEE Trans. IA, Vol. 29, No. 1, pp. 175~180, 1993.
- 6) V. Ambrozic, J. Nastran and D. Nedeljkovic, "Induction machine sensorless control with stator and rotor resistance adaptation," in Proc. IEEE APEC'99, Vol. 2, pp. 1237~1243, 1999.
- 7) T. Mizuno, et al., "Decoupling control method of induction motors taking stator core loss into consideration," in Proc. IPEC-Tokyo, pp. 69~74, 1990.
- 8) E. Levi, "Impact of iron loss on behavior of vector controlled induction machines," IEEE Trans. IA, Vol. 31, No. 6, pp. 1287~1296, 1995.
- 9) E. Levi, et al., "Iron loss in rotor flux oriented induction machines: Identification assessment of de-tuning and compensation," IEEE Trans. PE, Vol. 11, No. 5, pp. 698~709, 1996.
- 10) F. Khater, et al., "The selection of flux level in field oriented induction machine controller with consideration of magnetic saturation effects," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meet., pp. 124~131, 1986.
- 11) R. D. Lorenz and S. M. Yang, "AC induction servo sizing for motion control application via loss minimizing real time flux control," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meet., pp. 612~616, 1989.
- 12) A. K. Adnanses, et al., "Efficiency analysis of electric vehicles with emphasis on efficiency optimized excitation," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meet., pp. 455~462, 1993.
- 13) G. C. D. Sousa, et al., "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive," in Proc. IECON'93, pp. 1168~1174, 1993.
- 14) M. Mori, et al., "Simulation study of electric vehicle's driving performance using efficiency controlled induction motor drive," in Proc. IEEJ-IAS Annu. Meet., p. 211, 1995.
- 15) Y. Kinpara and M. Koyama, "High efficiency high response vector control of induction motor taking iron loss into consideration," in Proc. IEEJ-IAS Annu. Meet., p. 201, 1995.