

벡터制御 誘導電動機의 廣域運轉

김 상 훈*

Field Oriented Control of an Induction Motor in a Wide Speed Operating Region

Kim, Sang-Hoon*

ABSTRACT

This paper describes a control for the high performance induction motor drive system with a wide speed operating range and proposes a robust control method independent of motor parameter variation. For the operation below the rated speed, the high performance control is achieved by using the indirect field-oriented control with a speed sensor. In the high speed region, the field weakening region with a large variation in motor parameters, the motor drive system can obtain the robustness to motor parameter variation by switchover to the direct field-oriented control. Also, the sensorless speed control using estimated speed is achieved in very high speed region that the utilization of speed sensor pulses is limited. And from experiments using high performance 32bit DSP for 2.2[kW] and 22[kW] laboratory induction motor drive systems, it is verified that the proposed operation algorithm provided a good performance.

1. 서 론

전동기의 가변속 구동은 산업의 발전과 더불어 생산성이나 품질의 향상을 목적으로 하여 많은 산업분야에서 그 필요성이 증대되고 있다. 서보, CNC 공작기계의 스피들(spindle) 및 건인 전동기가변속 구동시스템에서는 전동기의 빠른 가감속 성능과 더불어 넓은 속도영역에서의 운전능력이 필요하다[1]. 이와 같은 넓은 변속범위와 빠른 가감속 및 속도의 고정밀도 등의 성능을 위해 종래에는 직류전동기를 이용한 가변속 구동시스템이 사용되었으나 브러시 보수의 필요성과 최고 회전수의 제한이 있는 등의 문제로 인해 최근에는 교류 전동기 특히 농형 유도전동기를 이용한 가변속 구동시스템이 널리 적용되고 있다. 이 경우 고성

능 구동을 위해 벡터제어를 적용한 구동시스템을 채택하고 있다[2].

유도전동기 구동시스템이 넓은 가변속 운전영역을 얻기 위해서는 정격속도 이하의 일정 토크영역(constant torque region) 뿐만아니라 정격 이상의 고속인 일정출력영역(constant power region)에서의 운전능력이 필요한데 이러한 고속운전을 위해서는 약제자제어가 필요하다[3][4].

고성능 유도전동기 구동시스템의 벡터제어에는 직접벡터제어와 간접벡터제어가 있는데, 고정밀 제어와 저속에서의 성능향상을 위해 엔코더(encoder)와 같은 속도센서(sensor)를 사용한 간접 벡터제어가 그 구현의 용이성으로 인해 널리 사용되고 있고, 고속영역 역시 약제자제어가 포함된 간접벡터제어가 적용되고 있다[5]. 그러나 고속영역에서 간접벡터제어를 적용하는 경우 두가지의 문제점이 발생한다. 첫째로, 속도증가를 위해 요구

* 강원대학교 전기공학과 전임강사

되는 약계자 제어시 회전자 자속은 속도에 따라 변동하게 되고 그 결과 전동기 상수가 변동하기 때문에 정확한 간접벡터제어를 위해서는 회전자 시정수를 자속과 전동기 상수 변동에 따라 조절해야 한다[6]. 두 번째로는 속도센서는 속도제어 뿐만 아니라 간접 벡터제어의 구현을 위해 필수적인데, 고분해능의 속도센서를 사용한 경우 고속에서 마이크로 프로세서에 의한 속도센서 펄스의 처리 능력의 한계 및 센서펄스의 부정확성으로 인해 속도 센서의 정보를 이용할 수 없는 문제가 발생한다[7].

본 연구에서는 이러한 문제들을 해결하기 위해 고정자 자속의 추정방법을 이용한 직접벡터제어를 전동기 상수의 변동이 심한 고속의 약계자제어 영역에서 적용하여 제어시스템이 전동기 상수 변동에 대해 강인성을 갖도록 하였다. 즉 정격속도이하의 운전영역에서는 속도센서를 이용하여 저속 특성이 우수한 간접벡터제어를 사용하고, 전동기 상수의 변동이 큰 약계자제어 영역에서는 전동기 상수 변동의 정보를 요구하지 않는 직접벡터제어를 사용하여 저속과 고속의 광범위한 속도영역에서 고성능 제어를 실현하고, 또한 전동기 상수 변동에 강인한 고속운전을 가능하게 하였다. 또한 고속에서는 속도센서의 정보 대신 직접벡터제어를 위해 추정된 고정자 자속으로부터 회전자 속도를 추정하여 이를 속도제어에 사용함으로써 속도센서 이용의 문제를 해결하였다. 2.2[kW] 및 22[kW] 유도전동기 구동시스템에 대해 고성능 DSP를 사용한 실험으로부터 제시된 제어기법을 유용성을 확인하였다.

2. 속도영역에 따른 벡터제어기법

본 논문에서는 유도전동기의 고성능 광역운전을 위해 정격이하의 속도영역 운전에는 저속특성이 우수한 간접벡터제어를 사용하였고, 전동기 상수변동이 심한 고속영역에서는 이러한 상수 변동을 요구하지 않는 자속 추정방법을 이용한 직접벡터제어로 전환하였다. 본장에서는 간접벡터제어방식 및 자속 추정방법을 이용한 직접벡터제어에 대해 기술한다.

2.1 간접벡터제어

간접벡터제어 방식은 직접 자속을 이용하지 않고, 고정자 전류로부터 식(1)과 같이 슬립 각속도 ω_{sl}

를 계산하고, 이에 회전자 속도 ω_r 를 더하여 간접적으로 자속각속도를 구하여 제어하는 방식으로 자속각 θ_e 는 식(2)과 같이 구할 수 있다. 회전자 속도를 알기 위해 속도센서가 요구된다[5].

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \quad (1)$$

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_{sl} + \omega_r) dt \quad (2)$$

간접 벡터제어 방식은 저속에서부터 정격속도이하의 속도영역까지 운전이 용이하며, 시스템 구성이 간단한 장점으로 인해 널리 이용되고 있으나 슬립 계산시 전동기 상수 변동에 민감하다[8]. 따라서 상수 변동이 심한 고속의 약계자 제어영역에서 간접벡터제어를 사용할 때에는 정확한 제어를 위해 회전자 시정수를 상수 변동에 따라 조절해야 한다[6]. 이러한 문제점을 해결하고자 본 연구에서는 전동기 상수 변동 정보를 요구하지 않는 자속 추정방법을 이용한 직접벡터제어를 상수 변동이 심한 고속의 약계자 제어영역에서 사용한다.

2.2 직접벡터제어

본 연구에서는 직접벡터제어를 위해 고정자 회로를 이용하여 회전자 자속을 추정하는 방법을 사용하였다. 먼저, 식(3)과 같은 고정자 자속으로부터 고정자 누설자속에 대한 성분을 고려하여 식(4)와 같이 회전자 자속을 구할 수 있다. 이로부터 회전자 자속각이 구하면 식(5)와 같다.

$$\lambda_{qds}^s = \int (v_{qds}^s - R_s i_{qds}^s) dt \quad (3)$$

$$\lambda_{qdr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qds}^s - \sigma L_s i_{qds}^s) \quad (4)$$

$$\theta_e = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \right) \quad (5)$$

여기서, σ 는 누설계수, R_s 는 고정자 저항, L_m , L_r , L_s 은 각각 상호 인덕턴스, 회전자 자기 인덕턴스, 고정자 자기 인덕턴스이다. v_{qds}^s , i_{qds}^s , λ_{qds}^s 는 각각 정지좌표계 d-q축 고정자 전압, 전류, 고정자 자속이다.

위의 방법을 통하여 회전자 자속을 얻는 방법은 역기전력이 작은 저속영역에서는 고정자 임피던스 강하의 영향으로 추정값이 정확치 않고, 또한 적분 연산시 측정 변수들의 읍셀이 있는 경우 적분기가 포화되기 쉽기 때문에 실용적으로 구현하기 어렵다[9]. 따라서, 순수 적분대신 일차지연 필터를 사용하였는데, 고속영역에서 좋은 특성을 보인다. 이 경우 회전자 자속은 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_{qdr}^s = \frac{L_r}{L_m} \left(\frac{T_c}{1 + T_c p} e_{qds}^s - \sigma L_s i_{qds}^s \right) \quad (6)$$

$$\text{단, } e_{qds}^s = v_{qds}^s - R_s i_{qds}^s$$

T_c : 일차지연필터의 시정수 [sec], p : 미분연산자

회전자 자속각은 추정된 자속으로부터 식(7)과 같이 추정할 수 있다. 이와 같은 자속 추정시에는 일차지연 필터를 거치는 동안 실제자속과 추정자속과는 식(8)과 같은 위상차가 발생하게 되는데, 추정 자속각의 보상이 필요하다.

$$\hat{\theta}_r = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_{qr}^s}{\hat{\lambda}_{dr}^s} \right) \quad (7)$$

$$\phi = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(\omega_e T_c) \quad (8)$$

위와 같은 방법을 통해 회전자 자속을 구하기 위해서는 R_s , σL_s , L_r/L_m 의 전동기 상수가 요구된다. 고속영역에서 R_s 에 인가되는 전압은 역기전력에 비해 매우 작기 때문에 그의 변동은 자속 추정에 거의 영향이 없다. 그러나 제어기에서 사용한 R_s 가 실제 값보다 작은 경우에는 시스템이 불안정해질 수 있다[10]. 또한 σL_s 의 경우에도 그 값이 매우 작으므로 R_s 의 경우와 비슷하다. L_r/L_m 경우를 살펴보면, 자속을 구하는데 필요한 L_m 은 정격값을 사용하였는데 $L_r = L_m + L_{lr}$ 에서 L_r 에 포함된 회전자 누설인덕턴스 L_{lr} 은 자속 변동에는 무관하며 회전자 전류 크기에만 영향을 받으며, 고속 운전시 누설 인덕턴스가 변하더라도 상호 인덕턴스가 매우 크기 때문에 그 변동은 L_r/L_m 값에 큰 영향을 끼치지 못한다. 따라서

L_m 의 변동과는 관계없이 L_r/L_m 값은 거의 일정하게 유지된다. 결과적으로 약계자제어 영역에서 정확한 L_m 변동의 정보 없이도 비교적 정확한 자속의 추정이 가능하다.

순수 적분을 대신하여 일차지연 필터를 사용하여 회전자 자속을 추정하는 경우, T_c 의 선정이 시스템 성능을 좌우한다. 동기 좌표계에서 추정된 자속과 실제 자속과의 관계는 식(9)와 같이 표현되며, 우변 식 첫항의 고유치(eigen value)는 식(10)과 같다.

$$p \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{qr}^e \\ \hat{\lambda}_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_c} & \omega_e \\ -\omega_e & \frac{1}{T_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{qr}^e \\ \hat{\lambda}_{dr}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & \omega_e \\ -\omega_e & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^e \\ \lambda_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$p = -\frac{1}{T_c} \pm j\omega_e \quad (10)$$

일차지연요소 T_c 는 고유치의 실수부가 되는데, T_c 가 클수록 순수적분에 가깝게 되지만, 자속을 추정하기 위한 수렴시간(settling time)이 길어지게 되며, 고유치의 허수부는 ω_e 로 주어지므로 속도가 증가함에 따라 허수부가 커져 수렴상태가 진동적으로 되어 시스템이 불안정하기 쉽다. 따라서 T_c 는 작게 선정할 필요가 있는데 이 경우 실제 자속과의 위상차가 커지게 된다. 실험과 시뮬레이션을 통해 T_c 를 회전자 시정수의 1/3정도로 선정하였을 경우가 고속 영역에서 가장 안정된 특성을 보였다.

2.3 고속영역에서 속도추정

회전자 속도를 추정하기 위해 먼저 동기 각 주파수 ω_e 를 추정한다. 이것은 식(11)과 같이 회전자 자속각의 미분을 통해 구할 수 있는데, 이것은 또한 추정한 고정자 자속과 역기전력을 사용하여 식(12)와 같이 구할 수 있다[9].

$$\omega_e = \frac{d\hat{\theta}_r}{dt} = \frac{d}{dt} \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_{qr}^s}{\hat{\lambda}_{dr}^s} \right) \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\widehat{\lambda}_{ds}^s (p\widehat{\lambda}_{qs}^s) - \widehat{\lambda}_{qs}^s (p\widehat{\lambda}_{ds}^s)}{\widehat{\lambda}_{qs}^s{}^2 + \widehat{\lambda}_{ds}^s{}^2} \\
 &= \frac{\widehat{\lambda}_{ds}^s e_{qs}^s - \widehat{\lambda}_{qs}^s e_{ds}^s}{\widehat{\lambda}_{qs}^s{}^2 + \widehat{\lambda}_{ds}^s{}^2} \quad (12)
 \end{aligned}$$

식(12)에는 전압성분에서 기인된 많은 고주파 성분이 포함되어 있기 때문에 이 값을 식(13)과 같이 저주파 대역통과필터(low pass filter)를 거쳐 사용한다.

$$\widehat{\omega}_e = \frac{T_{cl}}{1 + T_{cl}p} \omega_e \quad (13)$$

여기서, T_{cl} : 저역통과 필터의 시정수 [sec].

T_{cl} 는 고주파 성분만을 제거하기 위한 것이므로 자속을 추정할 때 사용된 T_c 보다는 작게 선정하는 것이 바람직한데, 실험에서는 T_c 의 1/3~1/5의 값이 선정되었다. 추정된 주파수로부터 식(14)과 같이 슬립을 사용하여 회전자 속도는 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \widehat{\omega}_r &= \widehat{\omega}_e - \omega_{sl} \quad (14) \\
 &= \widehat{\omega}_e - \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_r}
 \end{aligned}$$

여기서, $\lambda_r = \sqrt{\widehat{\lambda}_{qr}^s{}^2 + \widehat{\lambda}_{dr}^s{}^2}$.

이와 같이 회전자 속도를 추정하기 위해서는 L_m/L_r 과 R_r 이 필요하다. L_m/L_r 은 앞에서 설명한 것과 같이 거의 일정하므로, R_r 에 대한 동조(tuning)가 요구되는데 고속의 경우 ω_{sl} 은 ω_e 에 비해 5%이하의 작은 값이므로 속도 추정에 있어 R_r 의 변동은 크게 영향을 끼치지 않는다. 예로써, 22[kW] 4극 유도전동기의 경우 4000[rpm]에서 ω_{sl} 은 39[rad/s]정도가 되는데 이 값은 ω_e (=838[rad/s])에 4.5%로써 R_r 이 20% 변동한 경우 추정속도의 오차는 1% 미만이다. 따라서 속도 추정에 있어 R_r 의 변동에 의한 슬립의 오차는 크게 영향을 끼치지 않는다.

3. 제어시스템

그림1은 유도전동기의 광역 운전을 위한 전체 제어시스템으로 벡터제어기, 전류제어기, 속도제어기, 약계자제어기와 자속 및 속도 추정 부분으로 구성되어 있다.

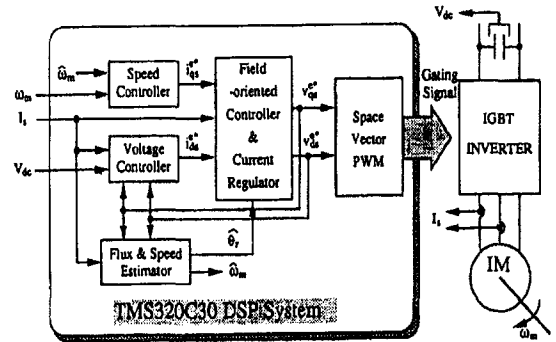


Fig. 1 Schematic of control system

3.1 속도에 따른 제어 전환

고성능 광역운전을 위해 속도에 따라 제어기법을 전환하였는데, 정격이하의 속도에서는 속도센서를 이용한 간접벡터제어를 사용하고, 고속의 일정 출력영역에서는 약계자운전을 시작함과 동시에 직접벡터제어로 전환하였다. 이에 관한 블록도가 그림2에 보인다.

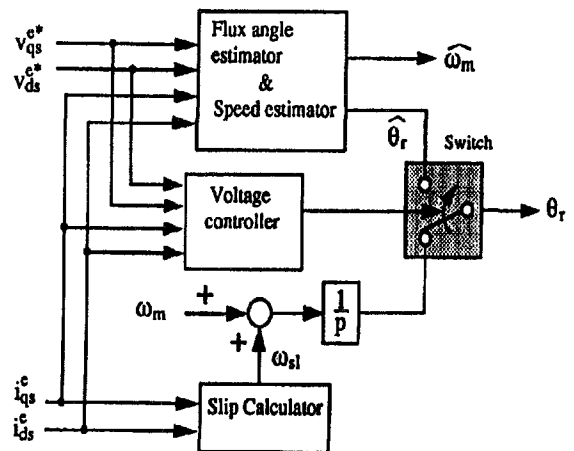


Fig. 2 Block diagram of switchover

간접벡터제어에서 슬립과 회전자 속도로부터 구한 회전자 자속각은 즉시 추정된 회전자 자속각으로 대체되어 직접벡터제어가 수행된다. 또한 고속에서는 센서로부터의 속도정보를 추정된 속도를 대체하여 속도제어를 수행한다.

4. 실험 및 결과 검토

4.1 실험 장치의 구성

본 논문에서 제시된 약계자 제어 알고리즘의 타당성을 확인하기 위해 2.2[kW] 6극 유도전동기의 경우와 22[kW] 4극 유도전동기의 두 경우에 대해 실험을 행하여 운전특성을 살펴보았다. 그림 3은 실험 장치의 전체 구성도이다. 구동시스템의 구성은 크게 AC-DC-AC 변환을 위한 전원측 정류기, 직류 링크(dc link), 인버터 및 부하장치로 이루어져 있다. 제안된 알고리즘 구현을 위해 CPU로 TMS320C30을 DSP(Digital Signal Processor)를 사용한 디지털 제어기를 사용하였다. 인버터의 스위칭 주파수는 5[KHz]이다.

4.2 실험 결과 및 검토

그림 4와 5는 2.2[kW] 6극 유도전동기에 대한 실험결과를 보인다. 그림 4는 고속영역에서 직접

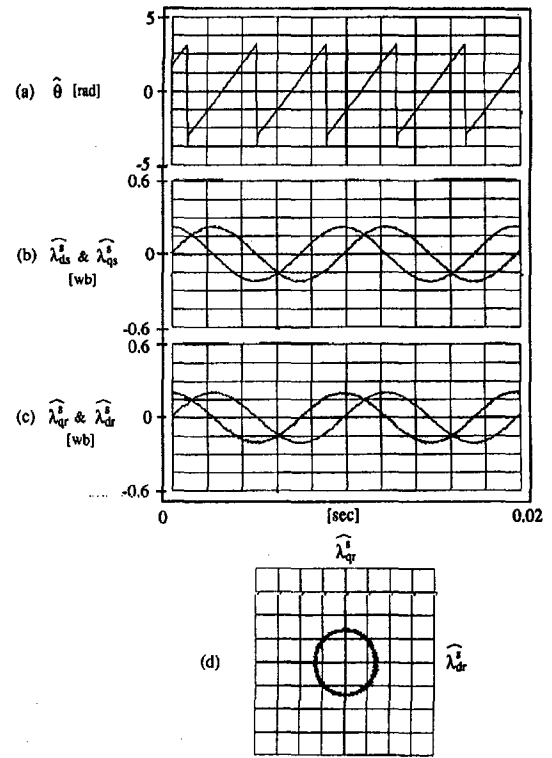


Fig. 4 Estimation performance at 2000[rpm]
 (a) rotor flux angle (b) stator flux (c) rotor flux
 (d) X-Y plot of rotor flux

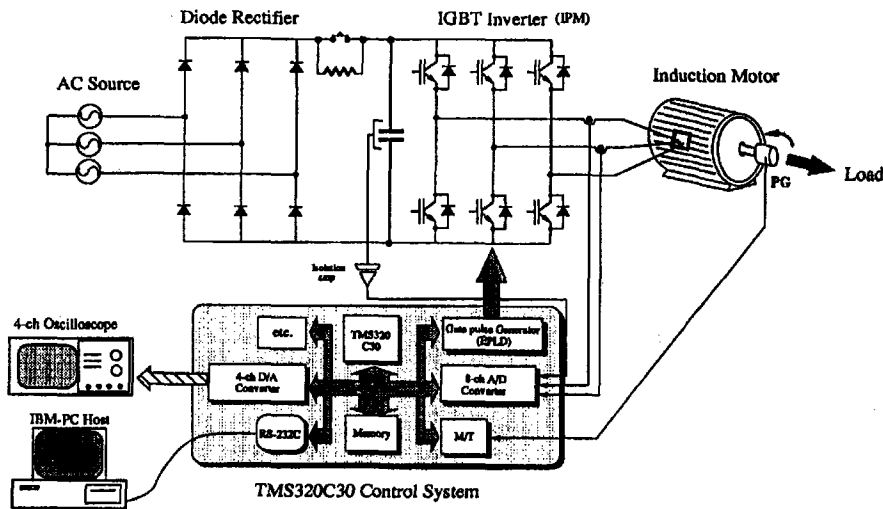


Fig. 3 Schematic of the whole system

벡터제어를 수행하기 위한 추정특성을 보인다. 정격속도이상의 속도인 2000[rpm]에서 고정자 전압 모델을 사용하여 추정한 고정자 자속과 회전자 자속 및 회전자 자속각으로 좋은 특성을 보인다. 그림 5는 100[rpm]부터 정격속도의 2.3배 속도인 2600[rpm]까지의 가속특성으로 실제속도와 추정속도, 전압 및 전류를 보인다. d축 전류는 약계자제어에 의해 감소하는 특성을 보인다. 이 경우 일정 출력영역으로의 전이속도는 965[rpm]이며, 전이속도이하에서는 간접벡터제어를 사용하였고 전이속도이상의 고속영역에서는 직접벡터제어로 전환하였고 약계자제어를 시행하였다. 간접벡터제어에서 직접벡터제어로의 운전전환이 매우 원활함을 알 수 있다. 또한 추정된 속도를 가지고 2000[rpm]부터 센서리스 속도제어를 행하였다.

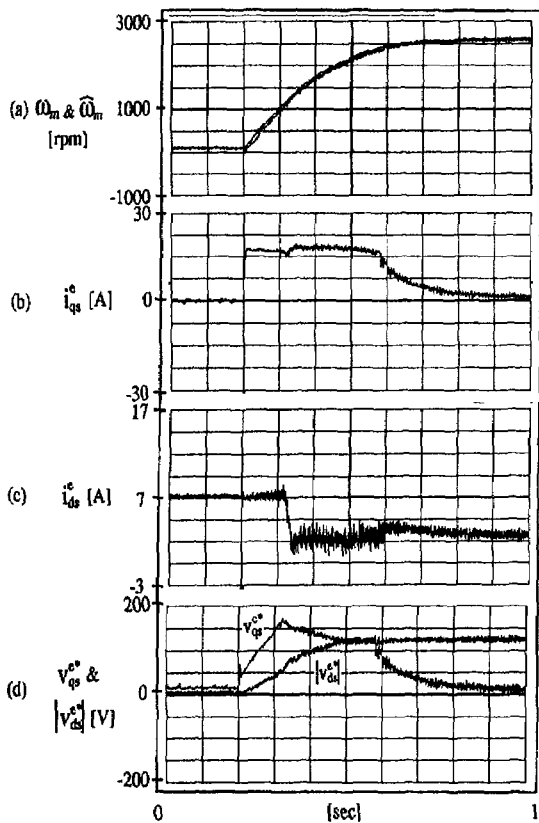


Fig. 5 Operating performance
(a) real & estimated speed (b) q-axis current
(c) d-axis current (d) q-axis voltage & absolute value of d-axis voltage

그림 6과 7은 22[kW] 4극 유도전동기에 대한 실험결과를 보인다. 그림 6은 자속의 추정특성을 보기 위해 정격속도이상의 속도인 3300[rpm]에서 추정한 고정자 자속과 회전자 자속을 보이는데, 2.2[kW] 전동기의 경우와 마찬가지로 우수한 추정특성을 보인다. 그림 7은 200[rpm]부터 정격속도의 2.44배 속도인 4300[rpm]까지의 가속특성으로 속도, 전압 및 전류를 보인다. 2500[rpm]부터 추정된 속도로 속도제어를 행하였다.

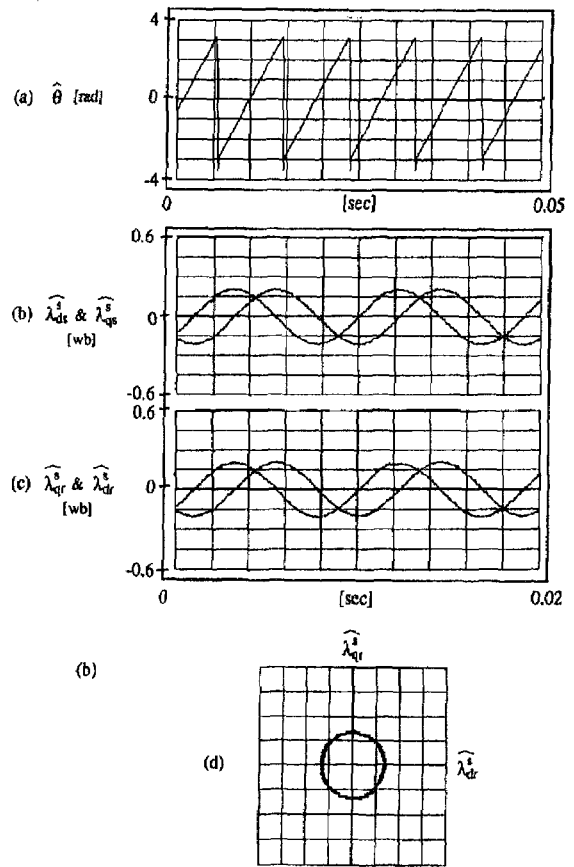


Fig. 6 Estimation performance at 3300[rpm]
(a) stator flux (b) rotor flux (c) X-Y plot of rotor flux

22[kW] 4극 전동기와 2.2[kW] 6극 전동기에 대한 실험을 통해 제안된 제어방식으로 고속영역을 포함한 광역운전이 원활히 수행될 수 있음을 확인하였고, 고속에서 고정자 전압모델로부터 추정된 자속을 사용한 직접벡터제어와 추정 속도에 의한 속도제어가 원활히 수행됨을 알 수 있다.

참고 문헌

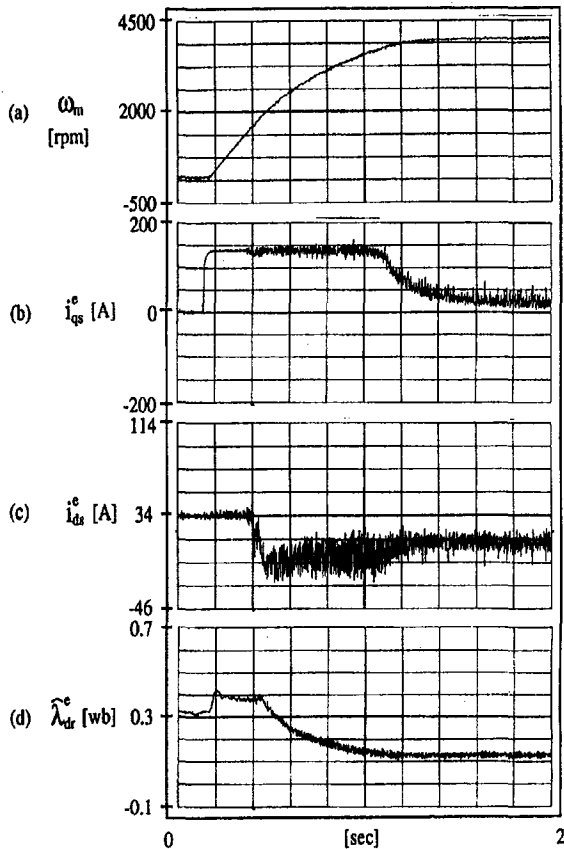


Fig. 7 Operating performance

(a) real & estimated speed (b) q-axis current
 (c) d-axis current (d) q-axis voltage & absolute
 value of d-axis voltage

5. 결론

본 논문은 광역 운전능력을 필요로 하는 유도전동기 가변속 구동시스템에서 고성능운전에 관하여 연구하였다.

전 속도 영역에서 고성능 제어를 실현하기 위해 저속에서는 속도센서를 이용한 간접벡터제어를 수행하였고, 전동기 상수 변동이 많은 고속영역인 약 계자제어영역에서는 직접벡터제어를 도입하여 전동기 상수 변동에 강인한 고속운전을 가능하게 하였다. 또한 추정된 자속으로부터 회전자 속도를 추정하여 속도제어를 수행함으로써 고속에서 속도센서를 사용하지 않는 속도제어를 실현하였다. 2.2 [kW]와 22[kW] 유도전동기에 대해 고성능 DSP를 이용한 디지털 제어시스템을 사용하여 폭넓은 실험을 통해 제안된 방법의 타당성을 입증하였다.

- [1] R. Krishnan, "Selection Criteria for Servo Motor Drive," IEEE-IAS Ann. Mtg. Conf. Rec., pp. 301~308, 1986.
- [2] K. Kenzo, O. Tsutomu and S. Takashi, "Application Trends in AC Motor Drives," IEEE IECON'92, pp. 31~36, 1992.
- [3] S. H. Kim, S. K. Sul, "Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 31, No. 4, Aug./Jul., pp. 787~794, 1995.
- [4] S. H. Kim, S. K. Sul, "Voltage Control Strategy for Maximum Torque operation of an Induction Machine in the Field Weakening Region," IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 44, No. 4, Aug., pp. 512~518, 1997.
- [5] D. W. Novotny and R. D. Lorentz, "Principle of Vector control and Field Orientation," in Tutorial Course Record, "Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives," as part of IEEE-IAS Ann. Mtg. Conf. Rec. 1985.
- [6] R. J. Kerkman, T. M. Rowan and D. Leggate, "Indirect Field Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 28, No. 4, July/Aug., pp. 850~857, 1992.
- [7] T. Kume, et. al., "A High-Speed Vector-Controlled Spindle Motor Drive with Closed Transition Between with Encoder Control and without Encoder control," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 28, No. 2, Mar./Apr., pp. 421~426, 1992.
- [8] R. Krishnan and A. S. Bharadwaj, "A Review of Parameter Sensitivity and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems," IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 6, No. 4, pp. 695~703, 1991.
- [9] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers," IEEE-IAS Ann. Mtg. Conf. Rec., pp. 493~499, 1989.
- [10] M. Tsuji et. al., "Stability Analysis of a Controlled Current Source-Fed Induction Motor Vector Control System without a Speed Sensor," IEEE Trans. Vol. 112-D, No. 9, pp. 844~851, 1992.