

유도전동기의 극저속도 운전을 위한 순시속도 관측기에 관한 연구

황 락 훈*, 나 승 권**, 정 남 길***

A study on Instantaneous Speed Observer for Very Low Speed Drive of Induction Motors

Lark-Hoon Hwang*, Seung-Kwon, Na**, Nam-Gil Jung***

요 약

논문에서는 극저속 영역 및 저속 영역에서 안정적이고 동특성이 우수한 벡터제어 시스템을 구성하여, 축소 차원 상태관측기를 이용한 순시속도 관측기와 극저속 제어에 관한 방법을 제안하였다. 본 시스템에서 제안된 관측기는 축소차원 상태관측기를 부하토크 추정에 적용하여 속도추정에 이용함으로써 시스템구성을 간단히 구현하면서도 극저속 영역에서 정확한 순시속도 추정이 가능하였다. 또한, 시스템 잡음에 의한 영향을 줄이고, 관측기의 극을 변화시키는 일 없이 부하외란이나 모델화 오차, 측정 잡음 등에 강인한 유도전동기 속도제어 시스템을 제시하였다.

ABSTRACT

This study configuration Vector Control System which is stable and has outstanding Dynamic Characteristics in Very Low Speed Region and Low Speed Region, and proposes Instantaneous Speed Observer and Very Low Speed Control method using Reduced-Dimensional State Observer. The Observer proposed in this system, by applying Reduced-Dimensional State Observer to Load-Torque estimation and using for speed estimation, implements system composition simply and is capable of accurate Instantaneous Speed estimation in Very Low Speed Region. Also, this study reduces influence by System Noise and suggests an induction motor speed control system which is effective in Load Disturbance, modeling error, estimation noise and so on without changing pole of an Observer.

Keywords : Vector Control, Very Low Speed Region, Reduced-Dimensional State Observer, Instantaneous Speed Observer, Speed estimation

1. 서 론

산업현장에서 폭넓게 응용되고 있는 인버터구동 유도전동기 제어시스템의 속도제어부로는 제

* 교신저자 세명대학교 전기공학과 (lhhwang@semyung.ac.kr),

** 한국폴리텍대학 원주캠퍼스 (skna2@hanmail.net)

*** 세명대학교 전기공학과 (nkchung@naver.com)

접수일자 : 2012년 7월 10 일, 수정일자 : 2010년 8월 7일, 심사완료일자 : 2010년 8월 13일

어 이득 값의 적절한 선정으로 최적의 운전 상태를 유지할 수 있고 제어 알고리즘이 간단하여 손쉽게 구현할 수 있는 PI제어기를 사용하는 방식이 널리 채택되고 있다.

PI 제어방식을 이용한 속도제어계는 제어 파라미터 조절에 의해 속도와 토크를 제어하며 시스템의 기계정수인 관성, 마찰계수 등의 파라미터가 운전 중에 변하는 경우 제어상수 값들을 적절히 변화시켜 최적의 운전 상태를 유지 한다. 또한 부하외란이나 파라미터 변동에 매우 민감하기 때문에 속도 및 토크응답의 극점을 PI 제어의 파라미터 범위 안에서 설계하는 것은 한계가 있으며 운전범위에 제한을 받게 된다[1].

유도전동기의 속도제어를 위해서 플랜트 자체의 서보성을 증가시키는 알고리즘을 적용한 연구가 보고되어 있으나 시스템 파라미터의 불확실한 측정, 외란 등으로 인해 전동기 구동에 바람직한 서보특성을 얻기가 어렵다. 또한 보다 정밀한 제어시스템을 구현하기 위해 계산 량이 많은 알고리즘을 적용할 경우 오히려 시스템 전체의 안정성에 문제가 생길 수 있고 샘플링 타임의 증가로 인해 알고리즘의 적용이 어려워질 수가 있다 [2].

이러한 문제에 대한 해결책으로 부하토크 관측기를 첨가하여 부하토크 전류분의 피드포워드(feedforward)에 의한 특성개선 방법이 제안되어 직류기와 교류기에 이용한 연구가 보고되고 있다 [3][4]. 이 방법은 외란을 포함한 부하토크 추정기구와 피드포워드를 조합시킨 제어방식으로써 관성계에 대해서 강인성 범위가 넓고 저속영역에서 속도제어 성능을 향상시키는 효과가 알려져 있다.

유도전동기의 벡터제어에서 속도정보를 얻기 위해서 엔코더를 사용할 경우 속도검출의 정밀성과 검출기의 분해능이 제어시스템을 평가하는 중요한 파라미터가 되기 때문에 속도검출 기술의 고도화가 요구된다.

위치 및 속도 검출기로서 로타리 엔코더를 사용할 경우 샘플링 기간 내에 얻어지는 엔코더 펄스 수가 적은 저속영역이나 엔코더 펄스를 얻지 못하는 극저속 영역에서는 속도검출의 정밀도 저하나 속도정보를 얻는데 필요한 시간지연 증대로 제어계가 불안정해지기 쉽고 응답특성의 악화를

초래한다.

저속 및 극저속 영역에서의 이러한 문제점을 해결하기 위해 엔코더로부터 속도정보가 얻어지지 않는 기간에 상태관측기를 통해 순시속도를 추정하여 사용함으로써 정확한 속도제어를 수행하는 연구가 이루어져 왔다[5]. 이러한 상태관측기는 구현하기가 아주 쉬운 구조를 가지면서 동작영역의 변화, 파라미터 변화 등에 대한 과도응답 특성을 개선시킬 수 있다.

본 논문에서는 유도전동기의 간접 벡터제어 시스템에 대해서 외란에 강인한 특성을 갖으며 응답의 신속성과 정확성을 동시에 달성할 수 있는 최소차원의 부하토크 관측기를 제안하였다. 이를 통해 극저속 영역에서 속도검출 지연에 대한 보상과 관측기에서 추정되는 부하토크의 피드포워드 보상에 의한 부하변동에 견실한 제어특성을 얻고자 한다.

II. 순시속도 관측기

1. 속도추정원리

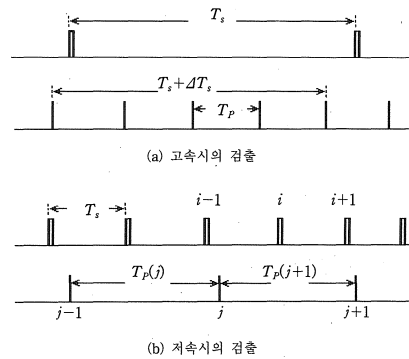


그림 1. 극저속 영역에서 엔코더 펄스와 샘플링 주기
Fig. 1 Encoder pulse and sampling period in very low speed region.

엔코더 펄스간격이 속도제어 샘플링 주기보다 길게 되면 그림 1에서처럼 극저속 영역에서 속도제어 샘플링 주기 동안에 엔코더 펄스가 들어오지 않는 구간이 존재한다. 따라서 속도의 검출이 불가능하므로, 속도제어계가 불안정하게 되기 쉽고 속응성 있는 속도응답을 기대할 수 없게 된다.

관성 모우먼트 J , 마찰계수 B , 전동기 토크 T_M , 부하토크 T_L 인 전동기-부하 구동시스템을 속도 ω_r 로 구동할 때 유도전동기의 운동방정식은 식 (1)과 같다.

$$T_M - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_r + B \omega_r \quad (1)$$

식(1)에서 마찰계수 B 를 무시하고 전동기 속도에 대해 정리하면 식 (2)와 같다.

$$\omega_r(s) = \frac{1}{J_s} [T_M(s) - T_L(s)] \quad (2)$$

식(2)에서 부하토크 T_L 이 추정되면 식 (3)과 같이 속도추정이 가능하다는 것을 알 수 있다.

$$\hat{\omega}_r'(s) = \frac{1}{J_n s} [T_M(s) - \hat{T}_L(s)] \quad (3)$$

여기서 $\hat{\omega}_r'(s)$: 전동기 출력, $J_n(s)$: 전동기의 관성, $\hat{T}_L(s)$: 부하토크 추정치이다.

따라서 식 (2), 식(3)을 이용하여, 그림 2와 같이 속도추정 블록도를 나타낼 수 있다.

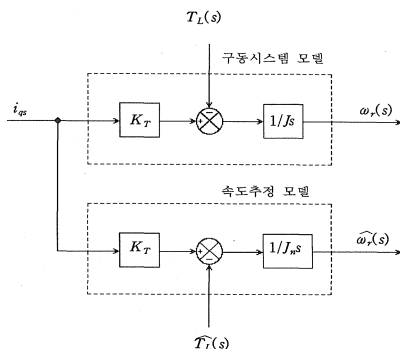


그림 2 속도추정의 원리
Fig. 2 Principle of speed estimation.

2. 순시속도 관측기

마찰계수 B 를 무시하고 식 (2)를 이산계상태 방정식으로 나타내면 식 (4)와 같다.

$$\omega_r(i+1) = \omega_r(i) + \frac{T_s}{J} \{T_M(i) - T_L(i)\} \quad (4)$$

상태관측기는 근본적으로 가관측 상태변수를 추정하는 것이기 때문에 T_L 은 미지입력변수를 가관측상태변수로 변환할 필요가 있다. 외란인 부하토크의 변화가 제어기의 샘플링 주기에 비해 매우 느리다고 하면 부하토크는 일정하며 그 미분 값은 0으로 볼 수 있다. 따라서 부하토크 T_L 을 식 (5)와 같이 근사적으로 정의한다[1][7].

$$T_L(i+1) = T_L(i) \quad (5)$$

그러므로 식(4), 식(5)의 관계로 부터 외란을 상태변수로 취하여 구성한 이산계상태방정식은 식 (6), 식 (7)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \omega_r(i+1) \\ T_L(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r(i) \\ T_L(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} T_M(i) \quad (6)$$

$$\omega_r(i) = Cx(i) \quad (7)$$

여기서, $A_{11} = 1$, $A_{12} = -\frac{T_s}{J}$, $B_1 = \frac{T_s}{J}$,

$C = [1 \ 0]$, $x(i) = \begin{bmatrix} \omega_r(i) \\ T_L(i) \end{bmatrix}$ 이다.

식(6), 식(7)은 가관측 시스템이므로 부하토크 T_L 을 추정하기 위한 상태관측기를 구성할 수 있다. 식 (6)과 식 (7)을 이용하여 이산계에 있어서 고평나스(Gopinath) 방법에 의한 최소차원 관측기를 구성하면 식 (8), 식 (9)와 같다[8].

$$\xi(i+1) = \hat{A} \xi(i) + \hat{B} u(i) + \hat{K} y(i) \quad (8)$$

$$\hat{x}(i) = \hat{C} \xi(i) + \hat{D} y(i) \quad (9)$$

여기서 ξ 는 매개변수, G 는 관측기 이득이며 $\hat{A} = 1 + GA_{12}$, $\hat{B} = B_2 + GB_1$, $\hat{K} = G(1 - GA_{12} - A_{22})$, $\hat{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $\hat{D} = \begin{bmatrix} 1 \\ -G \end{bmatrix}$ 이다.

따라서 축소차원 관측기는 식 (8), 식 (9)에 식 (6), 식 (7)을 적용하여 정리하면 식 (10), 식 (11)과 같다.

$$\xi(i+1) = \xi(i) + G \frac{T_s}{J_n} \{ T_M(i) - \hat{T}_L(i) \} \quad (10)$$

$$\hat{T}_L(i) = \xi(i) - G\omega_r(i) \quad (11)$$

본 관측기는 부하토크 관측기이기 때문에 부하토크가 인가되면 전동기 모델출력 $\hat{\omega}_r'(i)$ 와 전동기 실제속도 $\omega_r(i)$ 사이에는 다음 식으로 표현되는 편차 $\Delta\omega(i)$ 가 발생하게 되므로 관측기에 그 값을 보정하는 부분을 설계하여야 한다.

$$\Delta\omega(i) = \hat{\omega}_r'(i) - \omega_r(i) = \frac{T_L(i) - \hat{T}_L(i)}{J_n s} \quad (12)$$

식 (12)에서 부하토크와 1차 지연되어 추정된 부하토크 추정 값과의 편차를 시정수 J_n 으로 적분한 것이 $\Delta\omega(i)$ 로 되는 것을 알 수 있으며 전동기 속도는 식 (13)과 같다.

$$\omega_r(i) = \hat{\omega}_r'(i) - \Delta\omega(i) \quad (13)$$

위 식에서 전동기 모델출력 $\hat{\omega}_r'(i)$ 에서 속도편차 $\Delta\omega(i)$ 를 감산하는 것에 의해 속도가 추정되는 것을 알 수가 있다. 연속계에서는 의미를 갖지 않으나 속도제어 주기 내에 엔코더 펄스가 얻어지지 않는 저속영역에서는 전동기 모델출력의 평균화 처리와 1개의 감산기를 추가하여, 속도편차 보상을 한 속도추정치(속도추정관측기의 출력) $\hat{\omega}_r(i)$ 는 식 (14)와 같다.

$$\hat{\omega}_r(i) = \hat{\omega}_r'(i) - \Delta\omega(i) \quad (14)$$

속도검출은 엔코더 펄스간격이 샘플링 타임보다 짧게 되는 영역에 대해 펄스 수에 의해서 구하고, 엔코더 펄스간격이 샘플링 타임보다 길게 되는 영역에 대해 펄스간격으로 부터 평균속도를 구한다. 그러므로 i 번째 속도 샘플링에서 측정된 속도정보는 그 시점의 실제속도가 아니고 구간 $T_p(j)$ 의 평균속도이기 때문에 $\hat{\omega}_r'(i)$ 도 이 구간의 평균치를 연산하여 전동기 모델출력 평균치 $\overline{\omega}_r'(j)$ 는 식 (15)에 의해 구한다.

$$\overline{\omega}_r'(j) = \frac{[\sum \hat{\omega}_r'(i)](j)}{n(j)} \quad (15)$$

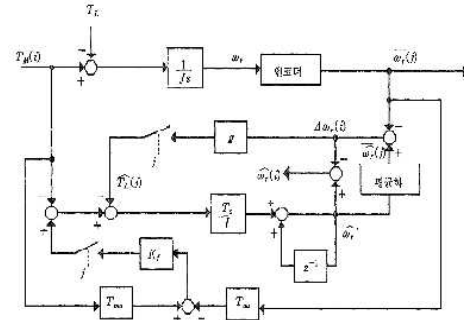


그림 3 최소차원 관측기에 의한 속도추정 블록도
Fig. 3 Block diagram of speed estimation by Reduced-Order observer.

엔코더 펄스 주기가 속도제어 주기보다 충분히 길다면 $\overline{\omega}_r'(j)$ 는 식 (15)와 같다. 식 (15)에서 $n(j)$ 는 엔코더로 부터 입력되는 두 펄스 기간 동안의 속도추정 회수이며 그림 3은 이상과 같이 설명한 최소차원 부하토크 관측기를 이용한 속도추정 관측기의 블록도이다.

3. 순시속도 관측기 속도제어 시스템

본 연구에서 사용한 속도제어 시스템은 유도전동기 벡터제어 블록도에 순시속도 관측기를 부가하면, 그림 4와 같이 구성할 수 있다.

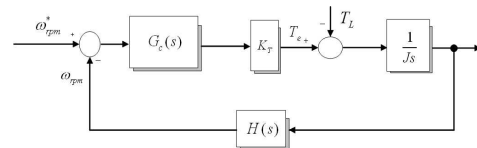


그림 4 속도제어기의 구성
Fig. 4 Composition of speed controller

그림 4에서 유도전동기에 부하토크가 인가되면 부하토크 추정 값에 해당하는 전류 i_L 과 속도제어기의 토크전류를 가산하는 것에 의해서 식 (16)으로 되는 전류 지령 값이 얻어진다.

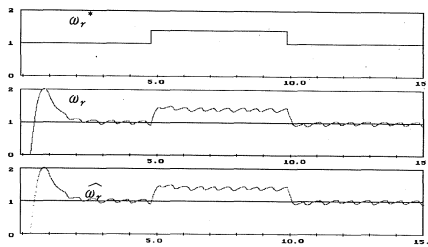
$$i_{qs} = i_{qs}' + i_L \quad (16)$$

식 (11)로 나타낸 부하토크 추정 값 $\hat{T}_L(i)$ 는 기계시스템 정수를 포함하고 있다. 이때 포함된 정수의 변동에 대한 강인성을 고찰하기 위해 제어기 내에서 취급하는 관성을 고려하면 식 (2)는 식 (17)로 변형된다.

$$K_T \cdot i_{qs} = J_n s \omega_r + T_L + [(J - J_n) s \omega_r] \quad (17)$$

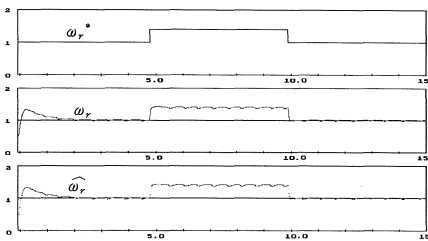
위 식에서 $J = J_n$ 이라면, 토크추정 값은 T_L 과 일치하지만 실제 시스템과 제어기 안에서 정수가 일치하지 않는 경우에도 관성변동 분 $(J - J_n)$ 에 의한 토크 변동분도 외란으로써 \hat{T}_L 에 포함되어 추정된다. 따라서 그림 4의 i_{qs} 에서 ω_r 까지 전달 함수 ω_r / i_{qs} 는 J 의 변동에 관계없이 $K_T / J_n s$ 로 고정되며 정수변동에 대해서 강인한 시스템으로 된다는 것을 알 수 있다.

III. 시뮬레이션 및 고찰



Speed : 5[rpm/div.], Time : 1[s/div.]

(a) PI control



(b) Observer control

그림 5 속도응답 특성(무 부하, 5→7.5→5 [rpm])
Fig. 5 Speed response characteristics.

그림 5는 무부하시 지령속도 ω_r^* 을 5[rpm] → 7.5[rpm] → 5[rpm]으로 변경하면서 PI 제어기를

사용한 경우 ω_r 과 관측기를 부가한 시스템의 속도 제어의 $\hat{\omega}_r$ 에 대한 특성을 비교한 것이다.

그림 6은 부하토크 변화에 대한 과도응답 특성을 살펴본 것이며 부하인가시의 초기속도 편차에 의해서 토크전류 i_{qs} 의 오버슈트 현상을 보이거나 제안한 제어기는 PI제어기보다 곧 정상 상태에 도달하고 있다.

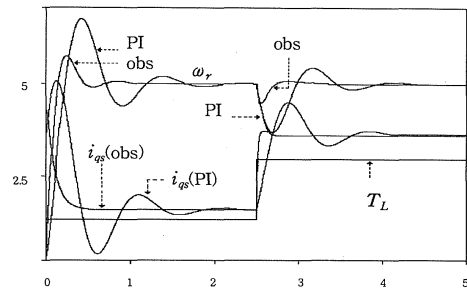


그림 6 부하토크 변화에 대한 과도응답 특성 (5[rpm], 정격의 0 → 1/6 부하)
Fig. 6 Transient response characteristics for load torque variation.

PI 제어기의 경우는 과도시의 속도변화가 심하나 제안한 제어기의 경우는 속도변화가 PI 제어기에 비해 약 1/3정도이며 기존의 PI 제어기에 비해 파라미터 변동에 대해 보다 강인한 속도제어기를 구성할 수 있다는 것을 나타낸다.

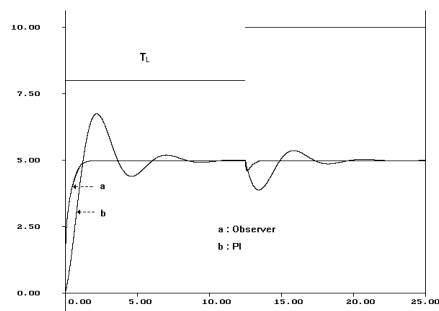
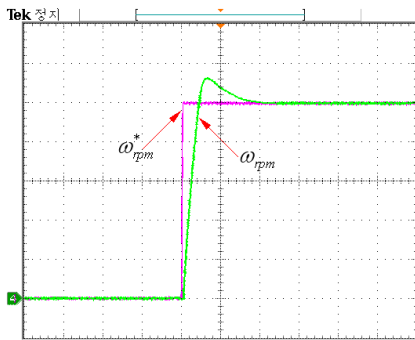


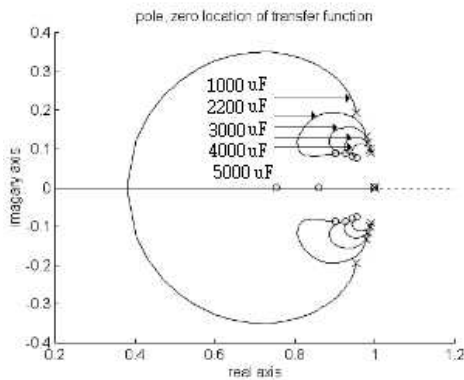
그림 7 G 변화에 대한 속도응답
Fig. 7 Speed response for G variation.

그림 7은 PI 제어기의 적분이득 및 미분이득을 일정하게 유지한 상태에서 G값의 변동에 따른 속

도특성을 나타낸 것이다. G 가 크면 \hat{T}_L 의 수렴시간이 빠르게 되고, 외란에 대해서 보다 강인한 시스템을 구성할 수가 있으며, 속도 지령값에 대한 응답특성은 거의 변화가 없다는 것을 알 수 있다. 따라서 그림 7의 결과로부터 외란억압 특성에 있어서 관측기는 PI 제어 시스템과 독립적으로 설계가 가능하고 제어계가 2자유도 제어계특성을 나타내고 있다.



(a) PI control



(b) Torque feedforward control

그림 8 관성변동에 대한 속도 루프의 근궤적
Fig.8 Root loci of speed loop for inertia variation.

그림 8은 부하의 관성 모우먼트 J 가 전동기 모델의 관성 J_n 에 대하여 10배까지 변동한 경우에 특성근의 궤적을 나타낸 것이다. 그림 8에서 기존의 PI 제어기의 경우 J 가 변화함에 따라 근의 위치가 크게 변화한다. 그러나 부하토크 피드포워드 루프를 추가한 경우에 근의 위치는 거의 변하지 않는 것을 볼 수 있다. 따라서 부하토크 피드포워드

보상을 함으로써 기존의 PI 제어기에 비해 파라미터 변동에 대해 보다 강인한 제어기를 구성할 수 있다는 것을 나타낸다.

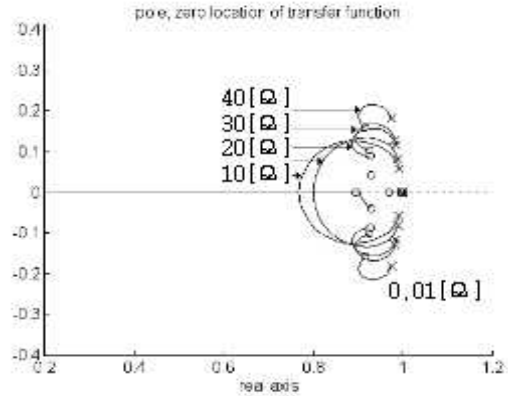


그림 9 관측기 시정수 변화에 대한 속도루프의 근궤적
Fig. 9 Root loci of speed loop for observer time constant variation.

그림 9는 부하토크 관측기를 이용한 부하토크 피드포워드 루프를 추가한 경우에 관측기 시정수를 1[ms], 5[ms], 10[ms], 15[ms]로 설정하여 각각의 경우에 대한 특성근의 궤적을 나타낸 것이다. 관측기 시정수를 작게 할수록 근의 위치가 변하지 않는 것을 알 수 있다. 따라서 관측기 시정수를 충분히 작게 하여 부하가 속도응답에 미치는 영향을 제거할 수 있다는 것을 알 수 있다.

IV. 실험결과 및 검토

본 논문에서 제안한 부하토크 피드포워드 루프를 추가시킨 유도전동기의 간접벡터 구동 시스템의 블록도를 그림 10에 나타내었다. 제어연산부내에는 부하토크를 추정하는 부하토크 관측기, 벡터 제어에 기초를 둔 전류제어 및 토크 피드포워드를 포함하는 속도제어부로 구성되어 있다.

마이크로프로세서부는 DSP(TMS320C31)를 사용하였으며, 전류제어, 속도제어를 포함한 벡터제어의 제어처리 및 부하토크 관측기, 토크 피드포워드 처리가 소프트웨어에 의해 전부 실현되고 있다.

그리고 인버터 스위칭을 위한 PWM 발생법은 공간전압벡터 변조법(SVM)을 적용하였다.

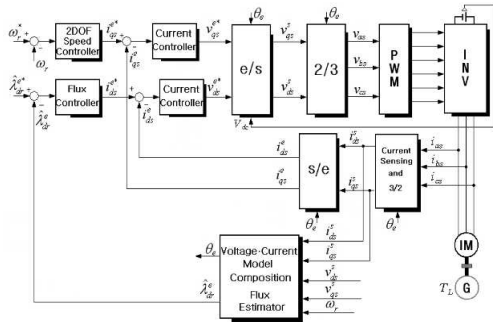


그림 10 시스템 제어 블럭도
 Fig.10 Block diagram of indirect vector control system
 ω_r [rpm]의 속도로 회전하고 있는 전동기에서 N_p [ppr]인 엔코더를 사용하여 속도정보를 얻고 있는 경우에, 샘플링시간 T_s [sec] 동안에 발생하는 펄스의 수를 m 이라면 식 (18)이 성립한다.

$$\omega_r = \frac{m}{N_p T_s} \times 60 [\text{rpm}] \quad (18)$$

예를 들어 1,000 [ppr]의 분해능을 갖는 엔코더로 부터 속도정보를 얻고, 샘플링 주기가 5[ms]인 경우 한 샘플링주기에 단 하나의 펄스가 들어오는 회전속도는 12[rpm]이며 이 미만의 속도에서는 전혀 펄스가 들어오지 않는 경우가 발생한다. 본 연구에서는 분해능을 높이기 위하여 엔코더의 출력을 2채배 하여 속도정보를 얻고 있으나, 이 경우에도 12[rpm] 회전 시는 한 샘플링주기에서 단 2개의 펄스를 얻을 수 있을 뿐이다. 따라서 한 샘플링 주기 내에서 2채배 하여도 두 개의 펄스를 얻을 수 없는 속도 범위 즉 12[rpm]미만의 영역을 극저속 영역으로 이 시스템에 대해 정의한다.

그림 11은 무 부하 상태에서 지령속도 ω_r^* 를 4 [rpm]으로 일정하게 유지한 경우 전동기의 회전수가 4[rpm]이므로 식 (18)에 의해 연산하면 속도 제어 3주기마다 엔코더펄스가 입력이 되지 않는 구간이 존재한다. 따라서 그림 11의 (a)에서 알 수 있는 바와 같이 기존의 방법만으로는 속도정보의 지연으로 인하여, 속도리플을 발생하여 속도특성이 나빠지고 있음을 알 수 있다. 이에 반해 순시속도 관측기 알고리즘을 적용하였을 경우 그림 11의 (b)와 같이 속도검출기 한계 이하의 극저

속 회전일 때도 양호한 속도특성을 보인다. 따라서 제안한 방식을 사용하면 낮은 분해능을 갖는 엔코더를 이용할 경우 한계 검출속도 6[rpm]이하에서도 속도추정이 가능하다. 따라서 분해능이 높은 엔코더에 필적하는 안정성이 확보된다는 것을 입증하고 있다.

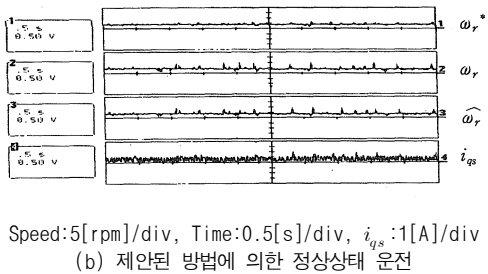
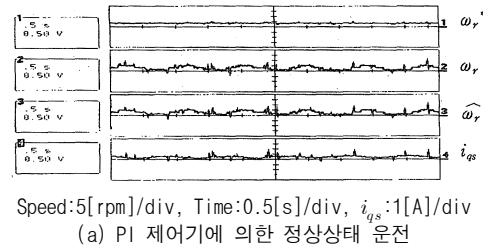


그림 11 순시속도 관측기의 속도추정특성
 Fig. 11 Speed estimation characteristics of instantaneous speed observer.

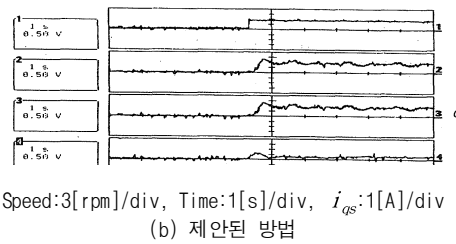


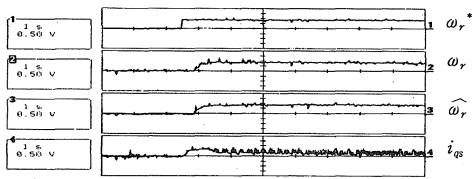
그림 12 극저속 속도응답 (0 → 5[rpm])
 Fig. 12 Very low speed response.

그림 12는 무부하시 지령속도 ω_r^* 를 0[rpm]에서 5[rpm]으로 스텝적으로 지령했을 때의 속도응답파형이다. 그림 12의 (a)는 기존의 PI 제어기에 의해 제어한 경우이며 과도시에 속도의 진동현상이 있다.

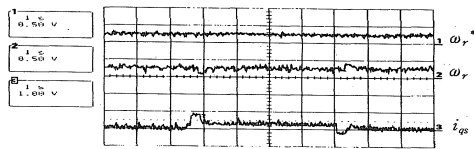
그러나 그림 12의 (b)는 관측기를 부가하여 제어한 방식은 진동 등 불안정한 현상이 일어나지 않으며 구동특성이 향상된 것을 알 수 있다.

전동기에 직결된 직류발전기의 출력전압은 10[rpm]에서 5[V] 미만이므로 극저속에서의 전기적인 부하실험은 불가능하다. 따라서 본 실험에서는 전동기축에 제동장치를 부착하여 부하실험을 하였다.

실험에 사용한 3.7[kw], 1,730 [rpm] 전동기의 정격토크는 1.23 [kg·m]이며, 제동브레이크 장치의 반경이 0.06[m]이므로, 정격부하의 1/6부하는 0.205 [kg·m]가 되며, 2/6부하는 0.41[kg·m]가 된다.



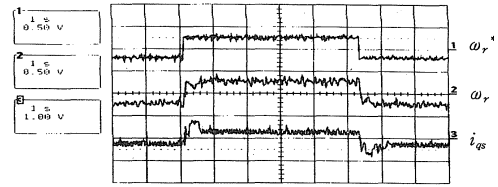
Speed:3[rpm]/div, Time:1[s]/div, i_{qs} :1[A]/div
(a) 일반적인 방법(PI)



Speed:10[rpm]/div, Time:1[s]/div, i_{qs} :5[A]/div

그림 13 극저속시 부하응답 특성 (부하 : 0→1/6→0)
Fig. 13 Load response characteristics at very low speed.(Load : 0→1/6→0)

그림 13은 5[rpm]으로 회전하고 있는 전동기에 부하를 0 → 1/6 → 0으로 스텝적으로 인가했을 때의 외란역압 특성을 나타낸 것이다. 부하토크가 스텝적으로 크게 변동하더라도 시스템은 안정되게 응답하며, 회전속도는 500[ms]내에 기준속도를 추종하는 것을 알 수 있다.



Time:1[s]/div, Speed:10[rpm]/div, i_{qs} :5[A]/div

그림 14 정역운전의 부하응답 파형 (부하 : 1/6)
Fig. 14 Load response waveform at F/R operation.

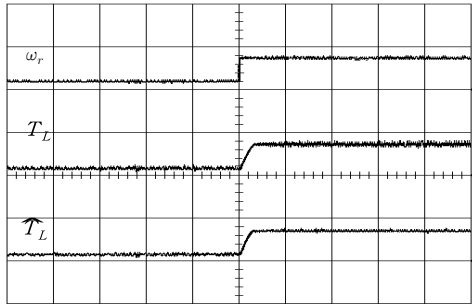
그림 14는 전동기 정격의 1/6부하를 인가한 상태에서 지령속도 ω_r^* 을 역방향 -5[rpm] → 정방향 +5[rpm] → 역방향 -5[rpm]으로 정역운전 하였을 때의 응답파형을 보여준다. 과도 시에 목표치까지의 수렴시간이 약 0.5초 걸리고 있으며, 원활한 토크제어가 이루어지고 있음을 알 수 있다.

일정속도에서도 엔코더 펄스는 ± 1 펄스의 양자화 오차를 갖기 때문에 ω_r 에는 양자화 오차에 따른 잡음성분 $\Delta\omega_{re}$ 이 중첩하게 된다. 속도 PI 연산에서 비례항에 의한 토크전류 i_{qs} 의 잡음은 식 (19)로 표현되며 관측기는 $\Delta\omega_{re}$ 에 의한 영향을 받기 쉽게 된다.

$$\Delta i_{qsc} = K_p \Delta \omega_{re} \quad (19)$$

따라서 관측기 오차이득 G를 크게 선정하면 수렴속도의 시간지연은 적어지나 속도 ω_r 에 포함된 외부잡음의 영향이 커지게 되므로 G값을 크게 선정하는 것은 곤란하다.

그림 15는 부하토크 T_L 과 추정된 부하토크 \hat{T}_L 을 보이고 있다. 그 결과 관측기 내부의 미분동작과 시스템 잡음성분이 \hat{T}_L 에 중첩되어 리플성분이 존재하나 부하변동에 대한 양호한 부하토크 추정이 이루어지고 있다. 과도시에 오버슈트 현상이 일어나는 것을 볼 수 있으나, 이는 관측기 이득 G값에 따라 조절이 가능하다.



Time : 2[s]/div, $T_L : 0.2[\text{kg} \cdot \text{m}]/\text{div}$

그림 15 관측기의 부하토크 추정특성
Fig. 15 Load torque estimate characteristic of observer.

이상의 실험결과로부터, 부하토크 피드포워드 루프를 부가한 제어 시스템은 기존의 PI 제어 시스템과 비교할 때, 부하토크 변화에 대한 속도응답 특성이 강인함을 확인할 수 있다. 단 실험결과에서 부하 변동 시 속도변동율과 시간축이 시뮬레이션 결과와 약간 차이가 나는 것을 알 수 있으며, 이러한 차이는 시뮬레이션에서 계산식을 도출할 때 데드타임과 전력용 반도체 소자의 스위칭 특성 및 부하발전기와 커플링으로 인한 유도전동기 정수의 변동 등을 고려하지 않은 결과라 생각한다.

V. 결 론

본 논문에서는 간접 벡터제어 유도전동기의 시스템에 대해서, 극저속 시에 속도정보 부족으로 인해 발생하는 속도검출 지연에 대한 보상과 부하외란에 대해서 강인한 특성을 갖는 제어기를 구성하기 위하여 최소차원 부하토크 관측기를 이용한 순시속도 관측기를 제안하였다. 본 논문에서 얻어진 성과를 요약하면 다음과 같다.

- (1) 최소차원 부하토크 관측기를 이용해서 속도추정관측기가 구성되는 과정과 방법을 나타내었다.
- (2) 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 수행한 결과 제안된 순시속도 관측기는 극저속 영역에서

우수한 속도추정 결과를 얻었다. 특히 속도 검출기 한계 부분인 12[rpm]영역에서 6[rpm]이하의 극저속 영역에서도 순시속도 검출이 원활하게 수행되는 것을 확인하였다. 따라서 극저속 영역에서 속도, 토크특성이 양호한 것을 입증하였다.

- (3) 제안된 추정기는 정확한 순시속도를 추정하므로 기존의 PI 제어기보다 안정적이고 동특성이 우수한 속도제어기를 구성할 수 있다.
- (4) 속도추정 과정에서 자동적으로 추정되는 부하토크를 이용하여 피드포워드 보상을 함으로써 안정성과 외란억압 특성이 현저하게 개선되고 있는 것을 나타내었다.

앞으로의 과제는 엔코더 펄스사이의 부하토크 추정법과 정지마찰의 보상방법 등에 대한 연구가 뒤따라야 할 것으로 생각된다.

참고문헌

- [1] Kouhei Ohnishi et al., "One Approach to the Torque-Speed Regulation of the Separately Excited DC Motor Using the State Observer", JIEE Trans., Vol. 104, No. 6, pp. 49 - 55, 1984.
- [2] B. D. Youn et al., "Robust Speed Control of Induction Motor Using Sliding Mode Torque Observer", IPEC Proc., pp. 87 - 92, 1995.
- [3] K. Ohishi et al., "Robust Control of a DC Servo Motor Based on Linear Adaptive Control System", JIEE Trans., Vol. 108-D, No. 1, pp. 39 - 45, 1998.
- [4] Nobuyuki Matsi, "Advanced Technologies in Motor Control", JIEE Trans., Vol. 113-D, No. 10, pp. 1122 - 1135, 2003.
- [5] M. Watanabe et al., "Digital Servo System Using Speed Estimation Observer", JIEE., Vol. 107-D, No.12, pp. 1468 - 1474, 1997.
- [6] David G. Luenberger, Introduction to

Dynamic Systems, John Wiley & Sons, 1999.

[7] M. Iwasaki et al., "High Performance Speed Control System of Vector Controlled Induction Motor with Load Torque Observer", JIEE Japan, Vol. 110-D, No. 8, pp. 721 - 729, 2000.

[8] Gilberto C. D. Sousa, B. K. Bose, and J. G. Cleland, "Fuzzy Logic Based On-Line Efficiency Optimization Control of an Indirect Vector-Controlled Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. IE-42, No. 2, pp. 192~198, April 2009.

저자약력

황 락 훈(Lak-Hun Hwang) 정회원



1981년 명지대학교
전기공학과 공학사

1983년 명지대학교
전기공학과 공학석사

1989년 명지대학교
전기공학과 공학박사

1988년 3월~1991년 2월
충남 전문대학(현 대덕대학)
전기과 조교수

1991년 3월 ~ 현재
세명대학교 전기공학과교수

<관심분야> 에너지 변환, 전동기 제어, 전력전자 응용분야, 반도체 시뮬레이션 등

나 승 권(Sungl-Kwon Na) 정회원



1999년 세명대학교
전기공학과 공학사

2001년 세명대학교
전기전자공학 공학석사

2008년 세명대학교
전기전자공학 공학박사

1981~1988 부산위생(한방)병원
1988~1994 : 한국수자원공사
1994~현재 : 한국폴리텍대학
원주캠퍼스 의용공학과 교수

<관심분야> 의용공학 및 에너지변환, 전력전자

정 남 길(Nam-kil Chung) 정회원



1985년 숭실대학교
전자공학과 공학석사

2010년 3월~현재 세명대학교
전기전자공학과 박사과정

1986년 2월 ~ 1996년 1월
(주)이디 부설연구소
책임연구원

1996년 1월 ~ 현재 (주)이디
미디어 대표이사

<관심분야> 전력전자, 계측제어