⊙ 研究論文

상태 관측기를 이용한 유도전동기의 강인한 속도 제어특성에 관한 연구

이 성 근* · 노 창 주** · 김윤식** · 오 진 석**

A Study on the Robust Speed Control Characteristics of Induction Motor Using State Observer

S.G.Lee * · C.J.Noh ** · Y.S.Kim ** · J.S.Oh **

Key words : load torque observer(부하 토오크 관측기), feed-forward control(피드포워드 제어), Inertia moment(관성모멘트)

Abstract

In 3 phase induction motor control system, the speed control using the load torque observer becomes robust against disturbances by means of a feed-forward control of the estimated load torque component. In case of variation of inertia moment, the estimated load torque has error because the observer uses the nominal inertia to estimate the load torque. And so, it is difficult to obtain good speed control characteristics.

This paper has two study target strategy. First, we executes feed-forward control with the load torque observer when motor inertia has nominal value and compare it with conventional PI control. The second strategy estimates inertia moment error using the load torque observer when inertia moment change.

The proposed two strategy is confirmed through the computer simulations and the experimental implementations by TMS320C31 microprocessor.

1. 서 론

유도전동기의 속도 제어계 설계에 있어서 제어 알고리즘이 간단한 PI 제어기가 현재 널리 이용되고 있다[1,2].

PI 제어기는 제어기 파라미터를 잘 선정함으로써 속도 및 토크를 효율적으로 제어할 수 있으나, 부하외란이나 플랜트의 파라미터가 변동해

* 충남전문대학 (원고접수일 : 97년 3월)
** 한국해양대학교

도 스스로 제어기 파라미터를 수정해 나갈 수 없고, 속도 및 토크 응답시스템의 극점을 PI 제어기의 파라미터 조정만으로 설계하는 것은 한계가 있다[3),4)].

유도기의 강인한 속도제어를 위한 알고리즘에 대한 연구가 진행되고 있으나 시스템 파라미터의 불확실한 측정이나, 외란 등으로 인해서 바람직한 제어특성을 갖도록 전동기를 구동하기가 어렵다. 부하 토크를 직접 또는 간접적으로 추정하는 것이 가능 하다면 속도제어계를 경유하지 않는 새로운 토크 제어계의 루프를 부가하는 것이 가능하며 이에 의해 빠른 부하 토크 응답이 가능하게 된다[5),6)].

최근에 상태관측기를 이용하여 부하 토크를 추정하고, 추정된 부하 토크에 대한 피드포워드 제어를 행함으로써 부하 토크의 변동에 대해 강인한 속도제어 방법이 연구되고 있다. 한편, 부하 토크 관측기의 중요한 파라미터는 모델의 공칭 관성 모멘트이다. 만일 기계 관성 모멘트가 불확실하고, 변동하는 시스템일 경우에는 기계 관성 모멘트와 관측기 모델 관성 모멘트와의 오차로 말미암아 부하 토크의 추정에 오차가 발생하고, 속도 제어특성에 문제점이 발생한다[7)].

본 논문에서는 이러한 관점에서 변동없는 기지의 관성 모멘트를 가진 유도전동기 제어 시스템을 대상으로 종전의 PI 제어기에 부가해서 부하 토크 관측기를 구성하고 추정된 부하 토크의 피드포워드 보상에 의해 부하외란에 대해 강인한 속도 제어특성을 얻고자 한다. 또한, 기계 관성 모멘트의 변동을 주므로서 관성 모멘트 오차로 인한 속도 제어특성의 문제점을 분석하고, 제안된 관측기로부터 얻어진 부하 토크 추정치와 그 정상치를 이용하여 변동된 관성 모멘트 값을 구하는 데 필요한 관성 모멘트 오차비 추정 알고리즘을 제시한다.

제안된 관측기를 유도전동기의 간접벡터제어 시스템에 적용하였고, 속도제어를 포함한 벡터제어, 피드포워드 및 관성 모멘트 오차추정 알고리즘 처리는 소프트웨어에 의해 실현했으며, 2.2[KW] 시험용 전동기에 대하여 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안된 방법을 검증하였다.

2. 부하토크 관측기를 이용한 유도전동기의 속도 제어시스템 설계

제어대상의 입력과 출력으로부터 내부상태를 간접적으로 추정하는 필터를 관측기라고 한다. 주어지는 제어대상은 가관측인 상태변수 X_1, 직접 관측이 불가능한 상태변수 X_2로 분리하여 상태방정식 및 출력방정식이 아래와 같은 선형 시스템을 고려한다.

$$\begin{bmatrix} X_1(i+1) \\ X_2(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(i) \\ X_2(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u(i) \quad (1)$$

$$y(i) = [C_1 \; C_2] \begin{bmatrix} X_1(i) \\ X_2(i) \end{bmatrix} \quad (2)$$

{단, X_1 : q벡터, X_2 : $n-q$벡터,
A_{11} : $q \times q$ 벡터, A_{12} : $q \times (n-q)$ 벡터,
A_{21} : $(n-q) \times q$ 벡터, A_{22} : $(n-q) \times (n-q)$ 벡터,
B_1 : $q \times m$ 벡터, B_2 : $(n-q) \times m$ 벡터,
C_1 : $p \times q$ 벡터, C_2 : $p \times (n-q)$ 벡터}

식(1) 및 식(2)로 표시되는 이산치형 시스템에 대하여 고피나스(Gopinath) 방법에 의한 부분 관측기를 설계하면[6),8)]

$$\zeta(i+1) = (A_{22} + G A_{12})\zeta(i) + (A_{21} - G A_{22} + G A_{11} - G A_{12} G) x_1(i) + (B_2 + G B_1) u(i) \quad (3)$$

$$\hat{X}_2(i) = \zeta(i) - G X_1(i) \quad (4)$$

여기서 $\zeta(i)$: 매개변수, $(n-q)$ 관측기 상태벡터
G : $(n-q) \times q$ 귀환 이득행렬
$\hat{X}_2(i)$: X_2의 추정치

이며, 식(3) 및 식(4)에 의해 관측기를 구성할 수 있고, 식(4)에 의해 $\hat{X}_2$를 얻을 수 있다.

유도전동기의 벡터제어시 회전자 저항변동에 대한 보상이 이상적이라면 유도전동기의 응답특성은 직류전동기와 유사하게 되어 유도전동기의 토크 발생은 직류전동기의 모델과 같이 단순화 시킬 수 있다. 따라서 마찰계수를 무시하고 관성 모멘트가 J인 전동기가 부하를 구동할 때 전동기 구동시스템 모델은 Fig. 1로 나타낼 수 있으며 기계적 동특성식은 다음 식으로 표현할 수 있다.

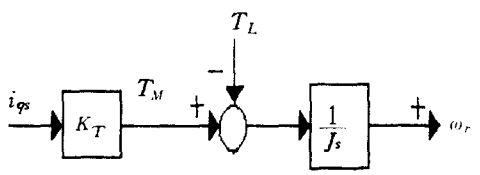


Fig. 1 Block diagram of the plant

$$J\frac{d}{dt}w_r = T_M - T_L \tag{5}$$

식 (5)를 전동기 각속도 w_r에 대해서 샘플링 주기 T_s의 이산계 상태방정식으로 나타내면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$w_r(i+1) = w_r(i) + \frac{Ts}{J}\{T_M(i) - T_L(i)\} \tag{6}$$

따라서, Fig. 1의 부하 토크 T_L이 외란으로서 변동하는 시스템의 경우에 부하 토크 T_L에 해당하는 전류 i_T를 속도제어계의 토크 전류에 피드포워드하는 것에 의해 부하 토크 T_L을 상쇄시킬 수가 있다. 그러나 이러한 시스템을 구현하기 위해서는 부하 토크 T_L을 미지입력 변수로부터 가관측인 상태변수로 변환하여야 한다.

샘플링 주기 T_s사이에서 외란인 부하 토크의 변화가 완만하다고 하면 부하 토크를 스텝상의 함수로 근사해서 다음 식과 같이 정의할 수 있다[9,10].

$$T_L(i+1) = T_L(i) \tag{7}$$

식(6), 식(7)의 관계로부터 외란을 상태변수로 취한 이산계로 나타낸 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix}\omega_r(i+1)\\ T_L(i+1)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}A_{11} & A_{12}\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega_r(i)\\ T_L(i)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}B_1\\ 0\end{bmatrix}T_M(i) \tag{8}$$

$$\omega_r(i) = Cx(i) \tag{9}$$

여기서

$$A_{11}=1,\ A_{12}=\frac{T_s}{J},\ B_1=\frac{T_s}{J},\ C=[1\ 0],\ x(i)=\begin{bmatrix}\omega_r(i)\\ T_L(i)\end{bmatrix}$$

이며, T_M은 전동기 발생 토크이다. 식(8), 식(9)는 가관측 시스템이므로 관측기를 구성하여 T_L을 추정할 수 있다. 즉, 식(3)에 위 시스템을 적용하면

$$\zeta(i+1) = \zeta(i) + G\frac{T_s}{J_n}[-\{\zeta(i) - G\,\omega_r(i)\} + T_M(i)] \tag{10}$$

여기서 Jn은 모델 관성 모멘트이고, 식(10)의 우변 { }항은 식(4)에서 $\hat{x}_2(i)$ 이므로 이를 부하 추정치 $\hat{T}_L(i)$로 바꾸어 쓰면 식(11)이 되고 부하 토크 추정치 $\hat{T}_L$ 는 식(12)로 된다.

$$\zeta(i+1) = \zeta(i) + G\frac{T_s}{J_n}\{T_M(i) - \hat{T}_L(i)\} \tag{11}$$

$$\hat{T}_L(i) = \zeta(i) - G\,w_r(i) \tag{12}$$

부하 토크 추정값 $\hat{T}_L(i)$와 부하 토크 T_L과의 오차를

$$e(i) = \hat{T}_L(i) - T_L(i) \tag{13}$$

으로 정의하면 오차방정식은 고피나스의 최소차원 관측기 이론으로부터

$$\begin{aligned}\hat{T}_L(i+1) - T_L(i+1) &= (A_{22} + G\,A_{12})\,e(i)\\ &= (1 - G\frac{T_s}{J})\,e(i)\end{aligned} \tag{14}$$

으로 나타낼 수 있다. 식 (14)에서 알 수 있는 바와 같이 관측기의 수렴조건은

$$\left|1 - G\frac{T_s}{J}\right| < 1 \tag{15}$$

으로 되며, 관측기 이득 G값의 선정에 따라서 수렴속도가 결정된다. 그러나 실제 시스템에서는 검출기에 의한 입력정보에 양자화 오차 등의 잡음이 포함된다. 관측기는 미분동작을 하기 때문에 그 잡음의 영향을 받기가 쉽다. 따라서 오차이득 G를 크게 선정하는 것은 곤란하다.

3. 부하토크 관측기를 이용한 관성모멘트 오차 추정

2장에서 언급한 부하 토크 추정을 위한 부하 토크 상태 관측기의 구성에 가장 중요한 파라미터로

고려되는 것은 기계계의 관성 모멘트이다. 상태 관측기에서는 공칭 관성모멘트를 사용하기 때문에 기계계의 관성 모멘트가 변동하는 경우에 부하 토크 추정 오차의 원인으로 되고, 속도 제어성능의 개선효과를 저감시킨다. 따라서 변동된 관성 모멘트를 추정하고, 추정된 관성 모멘트를 관측기의 공칭 관성 모멘트로 사용하면 부하 토크 추정 오차가 감소되고, 속도 제어성능의 개선효과를 증가시킬 수가 있다.

변동된 관성 모멘트의 추정은 관성 모멘트 오차비로부터 구할 수 있으므로 본 논문에서는 부하 토크 관측기에서 얻어진 부하 토크 추정치와 그의 정상치를 이용해서 관성 모멘트 오차비를 검출하는 방법을 제안한다. 식(6) 및 식(11)을 주파수 영역으로 표시하면 다음식과 같이 된다.

$$w_r = \frac{1}{Js}(T_M - T_L) \tag{16}$$

$$\zeta = \frac{G}{J_n s}(T_M - \hat{T}_L) \tag{17}$$

식(12)에 식(16) 및 식(17)을 대입하여 정리하면

$$\hat{T}_L = \frac{1}{1+\frac{J_n}{G}s}T_L + \frac{1}{1+\frac{J_n}{G}s}(J-J_n)s\,w_r \tag{18}$$

식(18)에서 관성 모멘트 추정중은 부하 토크 T_L이 일정하고, T_L도 이미 검출되어 있다고 가정하면 식(18)의 우변 제1항의 1차 지연요소를 무시할 수가 있으므로 식(18)을 식(19)와 같은 관성 모멘트 오차에 관한 식으로 정리할 수가 있다.

$$J-J_n = \{\frac{1}{s}(\hat{T}_L - T_L) + \frac{J_n}{G}(\hat{T}_L - T_L)\}/w_r \tag{19}$$

식(19)의 양변을 J_n으로 나누어 관성 모멘트 오차비 $R = \frac{J-J_n}{J_n}$으로 나타내면 식(20)과 같이 관성 모멘트 오차비를 추정할 수가 있다.

$$R = \{\frac{1}{J_n s}(\hat{T}_L - T_L) + \frac{1}{G}(\hat{T}_L - T_L)\}/\omega_r \tag{20}$$

한편, 변동된 관성 모멘트의 추정치 $\hat{J}$는 관성 모멘트 오차비 R값으로부터 식(21)과 같이 구하며, 이를 관측기의 공칭 관성 모멘트로 사용할 수가 있다.

$$\hat{J} = (R+1)J_n \tag{21}$$

식(20)에서 R은 가감속시의 부하 토크 추정치 $\hat{T}_L$과 부하토크 T_L과의 편차로부터 검출될 수 있고, 부하 토크 추정치 $\hat{T}_L$의 peak치는 관성 모멘트 오차 및 관측기 게인(G)에 의해 변화한다는 것을 알 수가 있다. Fig. 2는 부하 토크 관측기를 이용한 부하 토크 및 관성 모멘트 오차비 추정 블록도를 나타낸 것이다.

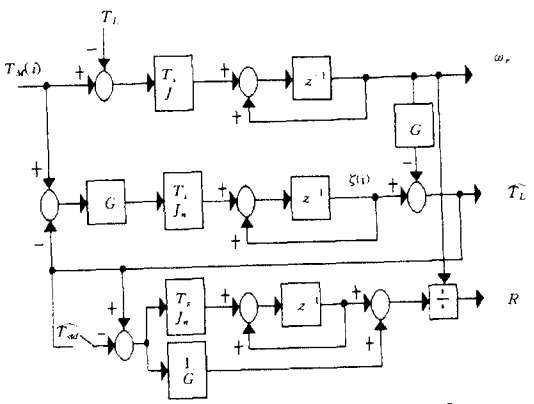


Fig. 2 Estimation blockdiagram of load torque and inertia error ratio using load torque observer

그림에서 $\hat{T}_{std}$는 속도 변화전의 안정한 $\hat{T}_L$, 즉 부하 토크 T_L을 나타내고 있다. 실험시 부하 토크 T_L을 구하는 방법은 가감속시에 진동하는 속도 증폭기 출력의 절대치를 필터를 거치게 하여 이를 기준 토크 전류값으로 설정한다. 필터를 거치지 않은 절대치 전류값이 기준 토크 전류값보다 클 경우에는 flag1=1의 신호로 인식하게 하고, 또 하나의 신호는 기준속도 변화가 발생할 때를 flag2=1로 인식하게 한다. 두 신호 flag1, flag2 가 동시에 1로 인식될 때 부하 토크 추정치를 hold 하게 되면 $\hat{T}_{std}$를 구할 수 있다. 이 값이 속도변화 전의 안정한 부하 토크 추정치 $\hat{T}_L$, 즉 T_L의 값이 된다.

Fig. 3은 부하 토크를 추정하여 이를 피드포워드함으로써 속도 제어성능을 개선하기 위한 속도제어 블록 다이아그램이다. 속도 및 전동기 발생 토

크를 입력정보로 사용하여 관측기를 구성하고, PI 제어기로부터 출력된 토크 전류에 관측기로부터 추정된 부하 토크에 상당하는 전류 i_T를 피드포워드 함으로써 속도제어기를 구성할 수 있다.

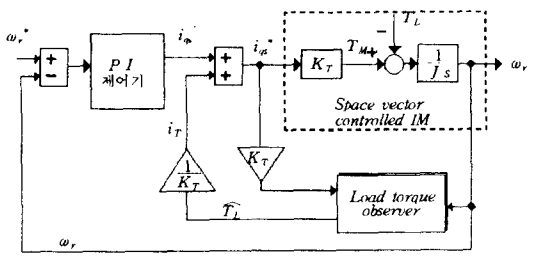


Fig. 3 Speed control blockdiagram including feed-forward loop

4. 시뮬레이션 및 고찰

본 연구에서 제안한 피드포워드 제어 및 관성 모멘트 오차비 추정 알고리즘을 Fig. 2 및 Fig. 3을 이용하여 그 타당성을 컴퓨터 시뮬레이션으로 고찰하였다. 시뮬레이션에는 IBM PC 586 퍼스널컴퓨터 및 Turbo C 언어를 사용하였고, 시뮬레이션에 사용된 전동기 상수는 Table 1과 같다. 속도제어기의 제어주기는 5[μs]이고, 전류제어기의 제어주기는 IGBT 인버터의 스위칭 주파수 및 DSP 연산주기 등을 고려해 100[μs]로 설정하였다. 속도제어기의 비례, 적분이득은 각각 0.4, 8.0이 되도록 설계하였다.

Table.1 Ratings and constants of induction motor

정격 출력	2.2 KW(3HP)
정격 전압	220 [V]
정격 전류	8.6 [A]
극수(P)	4극
정격 속도	1740 [rpm]
관성 모멘트 J	0.0418 [kg.m2]
고정자 저항 Rs	0.9210 [ ]
회전자 저항 Rr	0.5830 [ ]
고정자 인덕턴스 Ls	0.0671 [H]
회전자 인덕턴스 Lr	0.0671 [H]
상 호 인덕턴스 Lm	0.0650 [H]

Fig. 4는 각각 PI 제어 및 피드포워드 제어시의 기계 관성 모멘트가 공칭치에 대해 변동하는 경우의 속도특성에 대한 근궤적을 나타낸 것이다. 관성 모멘트 J의 값을 1, 1.5, 2, 4, 6, 8, 10배로 했을 때 (a)파형은 PI 제어로서 근의 위치가 크게 변화하며, (b)파형은 피드포워드 제어시의 파형으로서 근의 위치가 크게 변화하지 않는 것을 알수 있다.

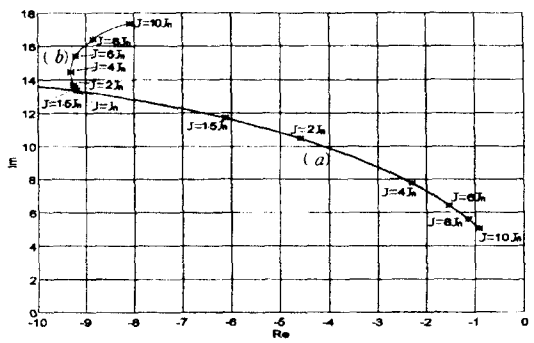


Fig. 4 Root loci of speed characteristics for J variation

Fig. 5는 $J=J_n$, $J=3J_n$일 때의 PI 및 피드포워드 제어시의 속도응답 및 부하를 스텝적으로 변화시켰을 경우의 외란억압 특성을 나타낸 것이다.

기존의 PI 제어기에 비해서 관측기를 사용할 때가 부하 투입시의 속도변동을 억제하고 있으며, 외란 억압특성이 개선되고 있음을 알 수가 있다. 또한, PI 제어기의 경우는 관성 모멘트의 변화에 따른 속도변화가 심하나 피드포워드 제어시는 속도변화가 거의 나타나지 않고 있으며, 파라미터 변동에 대해 강인하다는 것을 알 수가 있다.

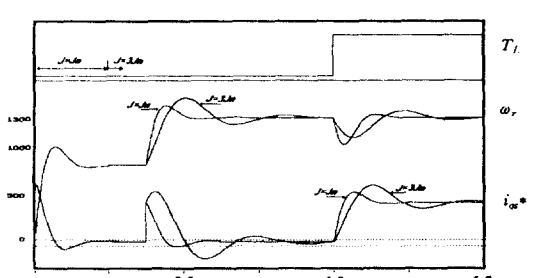


Fig. 5(a) Speed response of PI control

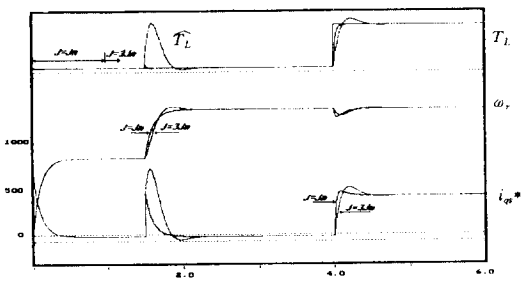
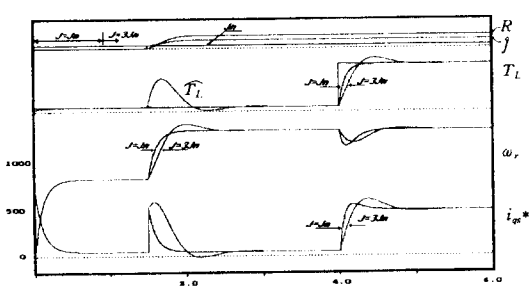


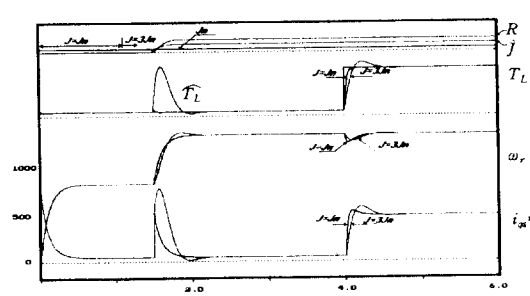
Fig. 5(b) Speed response of feed-forward control

Fig. 5 Disturbance suppression characteristics of speed response

Fig. 6은 $J=J_n$, $J=3\,J_n$일 때 피드포워드 제어시 G값에 따른 속도 응답특성을 관찰하고, $J=3\,J_n$일 때 G값에 따른 관성 모멘트 오차비 R 및 변동된 관성 모멘트를 추정하는 시뮬레이션이다. $J=J_n$일 때는 부하 토크 추정치 $\hat{T}_L$ 값이 오차를 갖지 않고, $J=3\,J_n$ 의 관성 모멘트 변동이 있는 경우에



(a) When J= J_n , J=3 J_n, G=0.5



(b) When J= J_n , J=3 J_n, , G=1.5

Fig. 6 Characteristics of speed and inertia error estimation for G, J variation

는 부하 토크 추정치 $\hat{T}_L$ 값이 正의 방향으로 큰 오차를 가지고 있으며, 이는 속도제어 성능을 저해하는 원인이 된다. Fig. 6(a)는 G=0.5일 때, Fig. 6(b)는 G=1.5일 때의 파형으로서 G값이 커짐에 따라 속도응답 및 오차비 R이 2에 빨리 수렴되나, 응답에 오버슈트가 발생됨을 알 수가 있다. 또한, R로부터 구하여진 관성 모멘트 추정치 $\hat{J}$ 는 변동전의 공칭값 J_n보다 3배 큰 값에 잘 추종되고 있음을 알 수가 있다.

5. 실험결과

Fig. 7에 부하토크 관측기를 부가시킨 유도 전동기의 간접백터 구동 시스템의 블럭도를 나타내었다.

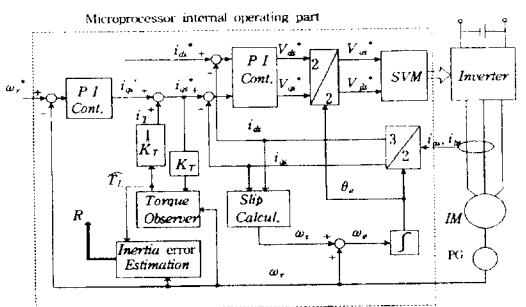


Fig. 7 Schematic diagram of indirect vector control system

세부적으로 CPU회로, 전류검출회로, 게이트 구동회로, 속도검출회로로 나누어진다. 벡터제어에 기초를 둔 전류제어. 부하 토크 관측기를 포함한 속도제어 및 관성 모멘트 오차비 추정회로는 DSP-TMS320C31을 중심으로 구성되고, 전류 검출에는 hall소자 및 12bit A/D컨버터를 이용하였으며 속도검출을 위해서는 1024ppr 엔코더를 4체배한 신호를 이용하였다.

홀소자로부터 측정된 유도전동기의 실제 상전류를 고정자 좌표계로 변환하여 등가 2상 전류 i_{ds}, i_{qs}를 얻는다. 한편, 간접벡터 제어시 슬립 각속도 ω_s는 식 (22)와 같이 회전자 시정수

$T_r(=\frac{L_r}{R_r})$과 d, q축 고정자 전류비로 주어진다.

$$\omega_s = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \tag{22}$$

기준속도 ω_r^*와 실제속도 ω_r을 비교한 속도오차는 PI 제어기를 통하여 q축 기준전류 i_{qs}'가 된다. 따라서 유도전동기에 부하 토크가 인가되면 부하 토크 추정 알고리즘에 의해 부하 토크를 추정하고, 추정된 부하 토크에 해당하는 전류 i_T를 피드포워드 제어하고, 또한 추정 부하토크와 실제 부하 토크와의 편차로부터 관성 모멘트 오차비를 추정하게 된다.

전류제어 인터럽터의 흐름도는 Fig. 8에 나타내었다. 초기화 프로그램을 수행한 후 일정한 주기 100[μs]로 전류제어 인터럽터 루프를 수행하고 속도제어 및 관성 모멘트 오차비의 추정 알고리즘은 전류제어 인터럽터의 50회마다, 즉 5[ms]마다 수행한다.

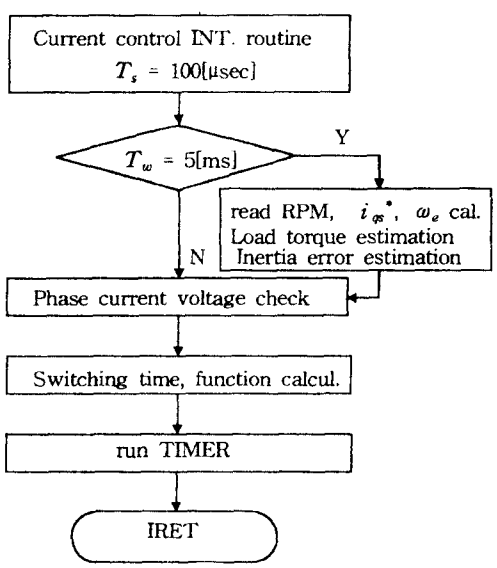


Fig.8 Flowchart of current control loop

전류제어 루틴은 고정자전류 i_a, i_b값을 A/D 변환기를 통해 읽은 후, 이로부터 i_c값을 얻고, 얻어진 고정자 전류 i_a, i_b, i_c는 $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$로 축변환 된 후 다시 동기속도로 회전하는 회전자 자속 좌표계 i_{ds}, i_{qs}로 변환된다. 이들 두 전류와 제어기측에서 출력되는 기준전류 성분값을 비교하여 PI 전류제어를 수행한 후 축변환 하므로써 2축 정지좌표계의 기준전압 $V_{\alpha s}^*$, $V_{\beta s}^*$값을 얻고, 이로부터 지령전압이 위치한 영역 m을 구한 후 스위칭 시간 및 스위칭 함수를 계산한다. 또한, 속도제어 및 관측기 제어 루우프는 기준속도와 실제 속도를 받아들여 q축 기준전류 i_{qs}'를 계산하고, 계산된 i_{qs}'에 추정된 부하 토오크의 전류분 i_T를 가산하여 토오크 지령치 i_{qs}^*를 연산한다. i_{qs}^*는 정격 토오크값의 1.5배가 넘지 않도록 토크 제한기를 거치며, 얻어진 토크 지령치 i_{qs}^*에 상수값 K_T을 곱한 전동기 지령치와 실제속도를 이용해 부하 토크를 추정하며, 속도 변화를 이용해 부하 토크 추정치와 hold된 부하 토크 추정치를 이용하여 관성 모멘트 오차비를 추정할 수 있으며, 이로부터 변동된 기계 관성 모멘트를 구할 수 있다.

Fig. 9는 $J=J_n$, $G=0.5$일 때 일정속도 1200 [rpm]으로 회전하고 있는 전동기에 부하를 무부하

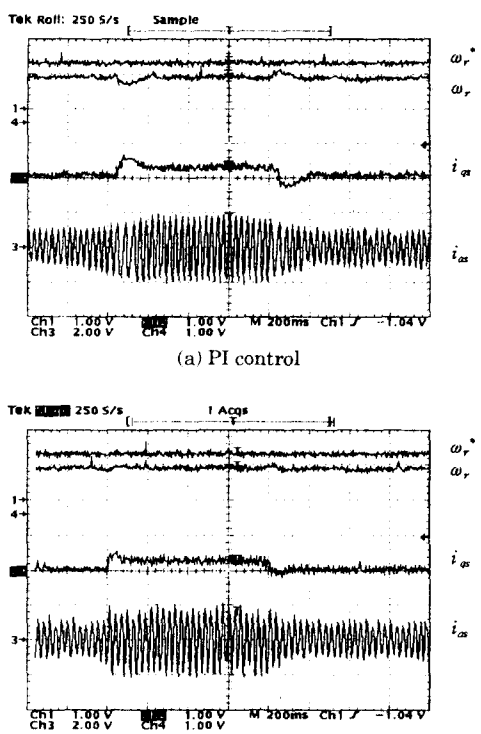


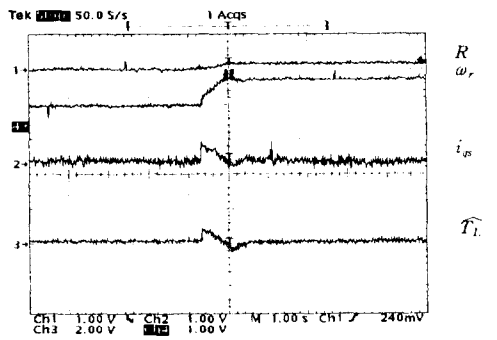
Fig. 9 Speed response characteristics of control system when $J=J_n$

에서 정격의 1/2로 계단상으로 인가하였을 때, 기존의 PI 제어기와 피드포워드 제어시의 외란억압 특성을 나타내고 있다. PI 제어기에 의한 방식은 부하 인가시 약 120 [rpm]의 속도변동을 보이고 있으나, 제안한 방식은 35 [rpm] 정도의 속도변동을 보이고 있다.

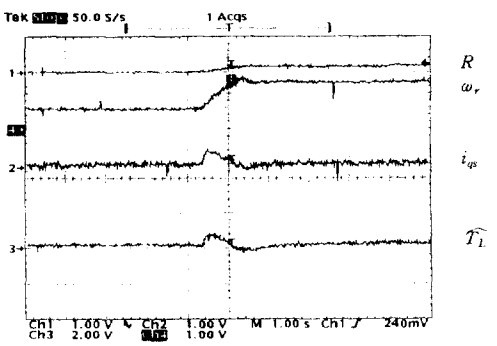
이것은 관측기에서 얻어진 부하 토크 추정값 $\hat{T}_L$을 피드포워드 제어를 하므로써 부하토크에 의한 속도변동을 억압하는 결과이며, 따라서 제안한 방식이 기존의 PI 제어기보다 부하 변동에 대한 동적 특성이 우수함을 확인할 수 있다.

Fig. 10은 기계 관성 모멘트의 변동시 속도 응답 특성을 알아보고, 관측기의 공칭 관성 모멘트와 변동된 관성 모멘트와의 오차비를 구하는 실험파형이다. 기준속도를 500[rpm]에서 1200[rpm]으로 변화를 주었을 때 관측기로부터 추정되는 부하 토크 추정치가 正의 방향으로 편차를 가지고 있으며, 이는 오차비 R값이 클수록 커지는 것을 알 수 있다.

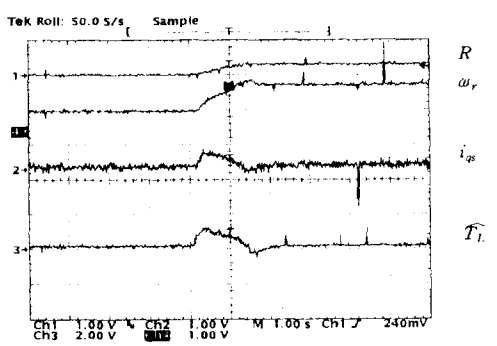
Fig. 10(a)는 $J=2\,J_n$, $G=0.5$일 때이고, Fig. 10(b)는 $J=2\,J_n$, $G=0.3$일 때로서 R이 1에 수렴되며, 관측기 게인 G값이 클수록 속도응답이 빨라지나, 토크 전류의 리플이 다소 증가하고 있음을 알 수가 있다. Fig. 10(c)는 $J=3\,J_n$, G=0.3일 때로서 R이 2에 수렴되고 있으며, Fig. 10(b)와 비교할 때 R값이 커짐에 따라 속도추종이 지연되고(약 1sec), 오버슈트가 발생하고 있는 것을 알 수가 있다.



(a) When $J=2\,J_n$, $G=0.5$



(b) When $J=2\,J_n$, $G=0.3$



(c) When $J=3\,J_n$, $G=0.3$

Fig. 10 Speed characteristics and inertia error estimation for J, G variation

8. 결 론

본 논문에서는 간접 벡터제어 유도전동기의 시스템에 대해서 종전의 PI 제어기에 부하외란에 강인한 속도특성을 갖는 부하 토크 관측기를 부가하여 피드포워드 제어하였다. 또한, 기계 관성 모멘트 변동이 있는 경우에 그 특성을 분석하고, 부하 토크 관측기로부터 추정된 추정 부하 토크를 이용하여 모델과 기계 관성 모멘트의 오차비를 추정하는 알고리즘을 제안하였다. 관측기에 공칭 관성 모멘트가 사용되기 때문에 기계 관성 모멘트가 공칭치와 일치할 때에는 관측기의 성능이 향상되어 강인하고 동특성이 우수한 속도제어기를 구성할 수 있으나, 서로 일치하지 않을 때에는 속도제어 증폭기의 게인이 최적치를 벗어나게 되어 속도응답에 오버슈트가 발생하고, 시스템이 불안정하게 된다. 또한, 부하 토오크의 추정능력을 상실하게 되어 관측기의 성능을 최대한 살릴 수가 없다. 다만, 관측기 이득 G값에 의해 부하 토오크 추정능력을 향상시킬 수가 있으나 G값이 크면 시스템 잡음성분이 $\hat{T}_L$에 중첩되어 리플성분이 증가하여 원하는 속도제어 특성을 기대할 수 없다.

시뮬레이션과 실험을 통하여 피드포워드 제어를 한 결과 종전의 PI 제어보다 통특성이 우수하다는 것을 알 수 있었고, 기계 관성 모멘트의 변동에 따른 관성 모멘트 오차비를 추정하고, 그에 따른 속도 및 외란억압 특성을 비교 분석 한 결과, 오차비가 클수록 속도응답에 오버슈트가 발생하고 시스템이 불안정하게 됨을 확인할 수 있었다.

앞으로, 제안된 관성 모멘트 오차비 추정 알고리즘을 이용한 관성 모멘트 온라인 동정법에 대한 연구가 기대된다.

참고문헌

[1] T. Niwa et al., "Compensation for Parameters Variation of Induction Motor Improved Torque Control Characteristics at Low and High Speed Region", JIEE Trans., Vol. 122-D, No. 2, pp. 107-114, 1992.

[2] H. Kubota et al., "One Control Method of Current Source Inverter Fed Induction Motor Drives with State Observer", JIEE Trans., Vol. 105, No.9, pp. 763-770,1985.

[3] 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.

[4] K. Matsuse and H. Kubota, "Adaptive Flux Observer of Induction Motor and its Stability", JIEE Trans., Vol. 111-D, No. 3,pp 188-194, 1991.

[5] 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, 1988.

[6] David G. Luenberger, Introduction to Dynamic Systems, John Wiley & Sons, 1979.

[7] 吉田康宏, 森雅之, 山田哲夫. 伊達正晃 : 最小次元の負荷トルクオブザーバを用いた 極低速域の速度制御特性の改善法, 電氣學會産業應用部門全國大會, 177-182, 平成 5 年.

[8] Charles L. Phillips & H.Troy Nagle., Digital Control System Analys and Design, pp.321 - 337, 1988.

[9] 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, 1990.

[10] H. Watanabe, H. Nakatani, and T. Fujii, " A Method of Flux Observer for the Induction Motor", JIEE Trans., Vol. 109-D, No.9, pp.662-628, 1989.