유도전동기의 과도특성 개선에 관한 연구

이 성 근*

A study on the Improvement of Transient Response Characteristics of Induction Motor

*S. G. Lee**

〈목 차〉

Abstract
1. 서론
2. 이산형 부분관측기
3. 과도특성 개선을 위한 속도제어 시스템 구성
4. 시뮬레이션 및 고찰
5. 실험결과
6. 결론
※ 참고문헌

key words: disturbances(외란), feed-forward control(피드포워드 제어), phase compensator(위상 보상기)

Abstract

In this thesis, a speed control algorithm using the observer is proposed for the high performance speed control of a 3-phase induction motor driven by a voltage source inverter. The proposed system becomes robust against disturbances by means of a feed-forward control of the load disturbance component estimated by the load disturbance observer. And also, for better estimation, we added phase compensator to the observer.

Computer simulations and experimental works which compared proposed algorithm with the conventional PI control method showed that transient response for the variation of load torque becomes improved.

* 한국해양대학교 이공대학 전기공학과

1. 서 론

교류전동기의 전기자전류를 자속발생성분과 토오크 발생성분으로 분리하고 이를 각각 독립적으로 제어하는 벡터제어 이론이 발표되면서 유도전동기의 제어기술은 비약적으로 향상되었다. 유도전동기의 속도제어계 설계시 구현이 비교적 쉽고 제어기 파라미터의 적절한 선정에 의해 속도 및 토크의 효율적인 제어가 가능한 PI 제어기를 널리 사용하나, 속도 및 토크 응답시스템의 극점을 제어기 파라미터의 조정만으로 설계하는 것은 한계가 있다.[(1)(2)]

유도기의 강인한 속도제어를 위한 알고리즘에 대한 연구가 진행되고 있으나 시스템 파라미터의 불확실한 측정 및 외란등으로 인해서 전동기 구동의 바람직한 제어특성을 얻기가 어렵다. 또한 보다 정밀한 제어 시스템을 구현하기 위해서 계산량이 많은 알고리즘을 적용하다 보면 샘플링 타임의 증가로 인하여 알고리즘의 적용이 어려워 질 수가 있다. 부하외란을 직접 또는 간접적으로 추정하는 것이 가능하다면 기존의 속도제어계에 새로운 외란 제어계의 루프를 부가하는 것이 가능하며 이에 의해 빠른 부하외란 응답을 얻을 수 있다.[(3)(4)]

본 논문에서는 이러한 관점에서 기존의 PI 제어기에 부하외란 관측기를 부가하여 부하외란을 추정하고, 추정된 부하외란의 피드포워드 제어에 의해서 과도응답 특성이 양호한 속도제어 특성을 얻고자 한다. 또한, 부하외란 추정능력을 개선하기 위해서는 관측기의 이득을 크게하면 되지만 이는 노이즈의 영향을 받기 쉬우므로 관측기의 극점 변동없이 추정특성을 향상시키기 위한 위상보상 알고리즘을 적용하였다.[(5)]

제안된 관측기를 2.2[kW] 유도전동기의 간접벡터 제어시스템에 적용하였으며, 시뮬레이션 및 DSP를 이용한 실험을 통하여 위상보상 알고리즘에 의한 부하외란 추정성능을 검증하고, PI 제어와 피드포워드 제어시의 외란억압 특성을 각각 비교 분석하였다.

2. 이산형 부분관측기

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

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

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

{ 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 부분관측기를 설계하면[4][6]

$$\zeta(i+1) = (A_{22}+G)A_{12}\,\zeta(i) + (A_{21} - GA_{22} + GA_{11} - GA_{12}G)\,x_1(i) + (B_2+GB_1)\,u(i) \tag{3}$$

$$\hat{X}_2(i) = \zeta(i) - GX_1(i) \tag{4}$$

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 의한 관측기로부터 X_2의 추정치 $\hat{X}_2$ 를 얻을 수 있다.

3. 과도특성 개선을 위한 속도제어 시스템 구성

마찰계수를 무시하고 관성모멘트가 J인 전동기가 부하를 구동할 때 전동기 구동시스템 모델은 Fig. 1의 상위 파선부와 같이 나타낼 수 있으며 라플라스 변환된 기계적 동특성식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\omega_r = \frac{1}{Js}(T_M - T_L) \tag{5}$$

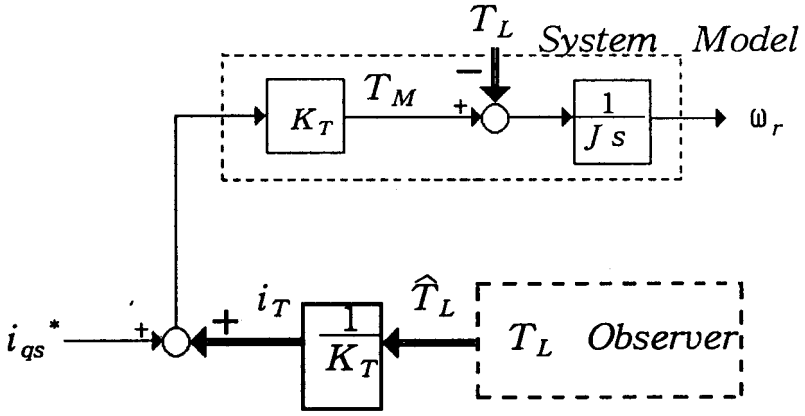


Fig. 1 Block diagram of feedforward control.

따라서, Fig. 1의 부하 외란 T_L이 외란으로서 변동하는 시스템의 경우, 부하 외란 T_L에 해당하는 전류 i_T를 속도제어계의 토크 전류에 피드포워드 하는 것에 의해 부하 외란 T_L을 상쇄시킬 수 있다. 그러나, 이러한 시스템을 구현하기 위해서는 부하 외란 T_L을 미지입력 변수로부터 가관측인 상태변수로 변환하여야 한다. 샘플링 주기 T_s간에 부하외란의 변화가 완만하다고 하면 부하외란을 스텝상의 함수로 근사해서 다음 식과 같이 정의할 수 있다.[7][8]

$$T_L(i+1) = T_L(i) \tag{6}$$

식(5), 식(6)의 관계로부터 부하외란을 상태변수로 취한 이산계로 나타낸 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \omega_r(i+1) \\ T_L(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r(i) \\ T_L(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} T_M(i) \tag{7}$$

$$\omega_r(i) = Cx(i) \tag{8}$$

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(7), 식(8)은 가관측 시스템이므로 관측기를 구성하여 T_L을 추정할 수 있고, 식(3)에 위 시스템을 적용하면 식 (9)와 같다.

$$\zeta(i+1) = \zeta(i) + G\frac{T_s}{J_n}[-\{\zeta(i) - G\omega_r(i)\} + T_M(i)] \qquad (9)$$

여기서, J_n : 관측기 관성 모멘트. 식(9)의 우변 { }항은 식(4)에서 $\hat{x}_2(i)$ 이므로 이를 부하외란 추정치 $\hat{T}_L(i)$로 바꾸어 쓰면 식(10)이 되고 부하외란 추정치 $\hat{T}_L$는 식(11)로 된다.

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

$$\hat{T}_L(i) = \zeta(i) - G\omega_r(i) \qquad (11)$$

로 표시될 수 있다. 또한, 식 (11)에 식 (5) 및 식 (10)의 관계를 적용하여 부하외란 추정치를 주파수 영역에서 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{T}_L = \frac{1}{1+\frac{J_n}{G}s}T_L + \frac{1}{1+\frac{J_n}{G}s}(J-J_n)s\omega_r \qquad (12)$$

위 식에서 $J=J_n$이라고 가정하면 식 (12)는 식 (13)으로 정리되며, 부하외란 추정치 $\hat{T}_L$은 부하외란 T_L의 1차 지연된 값이 되는 것을 알 수 있다.

$$\hat{T}_L = \frac{1}{1+\frac{J_n}{G}s}T_L = \frac{g}{s+g}T_L \qquad (13)$$

위 식에서 g는 관측기 이득으로서 $g=G/J_n$이 된다. 여기서, 부하외란 추정값 $\hat{T}_L$과 부하외란 T_L과의 오차를

$$e(k) = \hat{T}_L(k) - T_L(k) \tag{14}$$

로 정의하면 오차방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{T}_L(k+1) - T_L(k+1) &= (A_{22} + G A_{12})\ e(k) \\ &= (1 - g T_s)\ e(k)\end{aligned} \tag{15}$$

식 (15)에서 관측기의 수렴조건은 $|1 - g T_s| < 1$이 되며 관측기 이득 G값의 범위는

$$0 < G < 2\frac{J_n}{T_s} \tag{16}$$

으로 되며, 이득 G값의 크기에 의해 수렴속도가 결정된다. 한편, 부하외란 추정특성을 향상시키기 위해서 식 (13)에서 G값을 크게 하면 되지만 검출기 등의 양자화 오차로 인한 노이즈의 감도가 크게될 수 있다. 따라서, 부하외란 추정시 노이즈의 영향을 줄이고 추정의 과도특성을 향상시키기 위해 식 (13)을 다음식으로 표시되는 위상보상 추정특성을 가진 관측기로 구성한다.[5]

$$\hat{T}_L = \frac{g + \sigma s}{s + g}\ T_L = \frac{g + \sigma s}{s + g}\ (T_M - J_n s \omega_r) \tag{17}$$

식 (17)을 속도에 관한 식으로 전개하면

$$\frac{\hat{T}_L}{J_n g} = \frac{1}{J_n s}(T_M - \hat{T}_L) - \omega_r + \frac{\sigma}{J_n g}(T_M - J_n s \omega_r) \tag{18}$$

이 된다. 위 식에서 $G = J_n g$이고, $\zeta = G\frac{1}{J_n s}(T_M - \hat{T}_L)$이므로 식 (18)은 다음식으로 표현될 수 있다.

$$\hat{T}_L = \zeta - G\omega_r + \sigma(T_M - J_n s \omega_r) \tag{19}$$

식(19)에서 σ값을 적절하게 선정하면 식 (13)에서 G값을 크게해서 추정특성을 향상시키는 것보다 노이즈의 영향을 감소시킬 수 있게된다.

Fig. 2는 부하외란 관측기를 부가시킨 유도전동기의 부하외란 추정 블록도를 나타내었다.

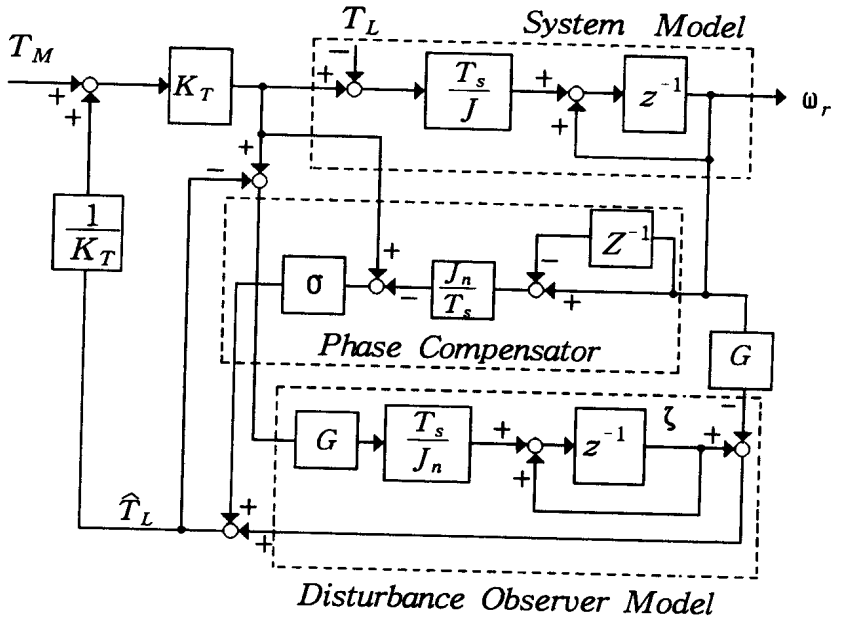


Fig. 2 Block diagram of load disturbance estimation using the load disturbance observer

4. 시뮬레이션 및 고찰

본 연구에서 제안된 부하외란 관측기를 이용한 부하외란 추정 성능개선 및 피드포워드 제어의 타당성을 컴퓨터 시뮬레이션으로 고찰하였다. 시뮬레이션에는 IBM PC 586 퍼스널 컴퓨터 및 Turbo C 언어를 사용하였고, 속도제어기의 제어주기는 5[ms], 전류제어기의 제어주기는 *IGBT* 인버터의 스위칭 주파수 및 DSP 연산주기 등을 고려해 100[μs]로 설정하였다. 속도제어기의 비례, 적분이득은 각각 1.5, 5.0이 되도록 설계하였다.

Fig. 3은 부하를 정격의 1/6→1/3로 계단상으로 인가하였을 때 부하외란 변화에 대한 부하외란 추정능력을 비교한 시뮬레이션이다. 그림 A는 위상보상 알고리즘을 적용하지 않은 경우이고($\sigma=0$), B는 적용한 경우($\sigma=0.5$)로서 보상시의 $\hat{T}_L$ 추정능력 및 외란억압 특성이 양호함을 알 수가 있다.

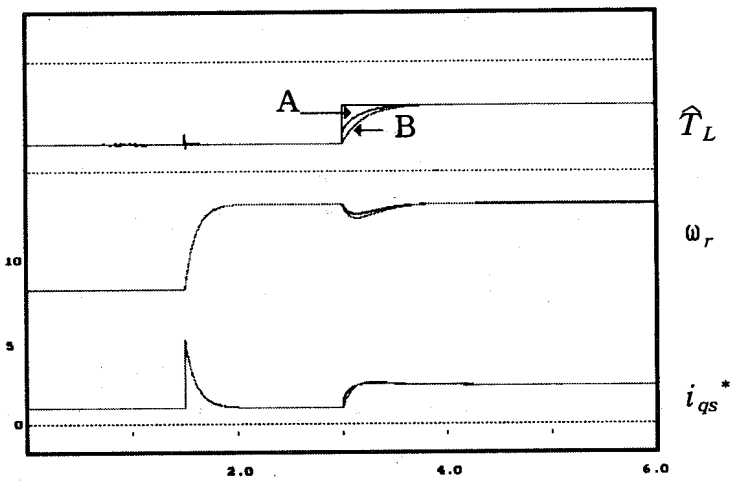


Fig. 3 Estimation characteristics of Load disturbance for the σ variation (A : σ=0.5, B : σ=0)

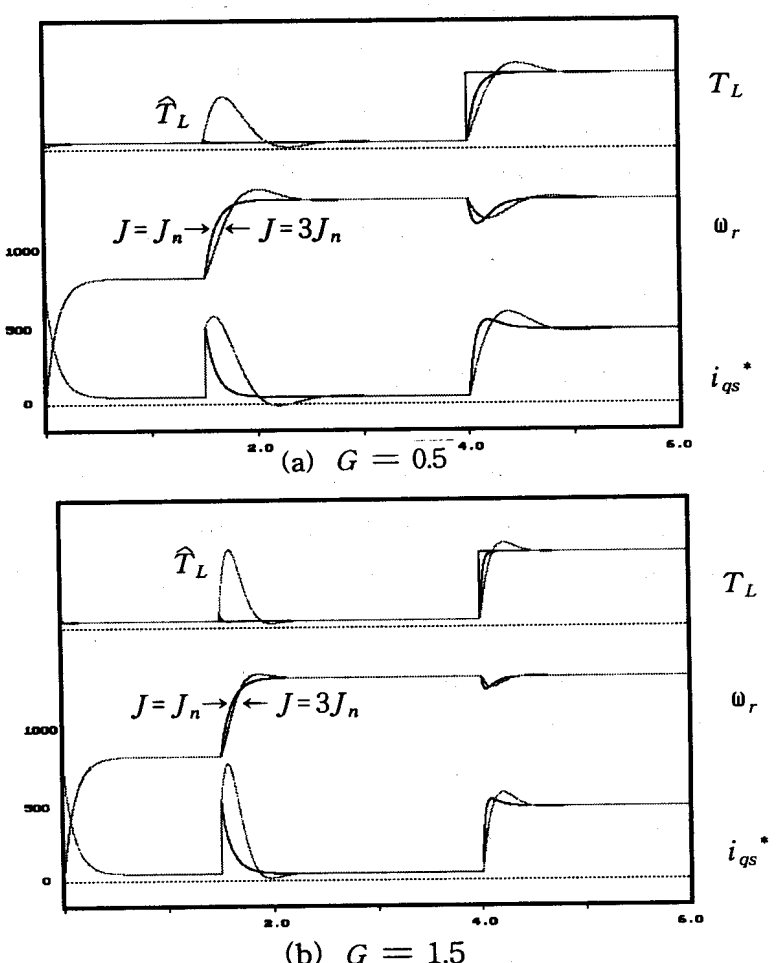


Fig. 4 Speed response characteristics for G, J variation.

Fig. 4는 G값의 변화에 따른 속도응답 특성을 관찰한 파형이다. G값이 커짐에 따라 속도응답 및 부하외란 추정응답이 빨리 수렴되나 응답에 오버슈트가 발생되고 있어 G값을 적절하게 선정해야 한다.

5. 실험결과

Fig. 5는 외란 관측기에 위상보상 알고리즘을 적용한 유도 전동기의 간접벡터 구동 시스템의 블럭도이다.

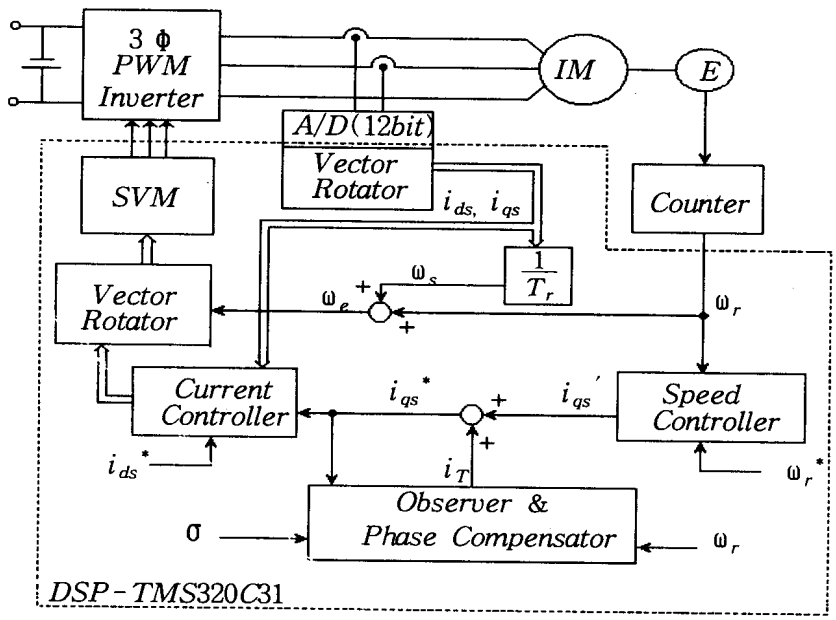


Fig. 5 Schematic diagram of indirect vector control system added phase compensator to the observer

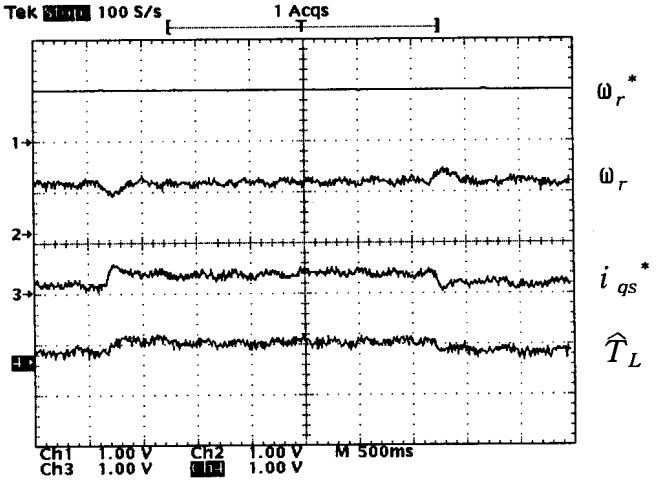
DSP 내부의 타이머 인터럽터에 의해 100[μs]마다 전류제어 인터럽터가 발생하며, 전류제어 인터럽터의 카운팅에 의해 속도제어 서브루틴이 5[ms]마다 실행된다. 전류제어 인터럽터가 발생하면 얻어진 고정자 전류 i_a, i_b, i_c를 2축 고정좌표계 $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$로 벡터회전 시키고, 이를 다시 동기속도로 회전하는 회전자 자속 좌표계 i_{ds}, i_{qs} 로 변환한다. 또한, 회전자 시정수 $T_r(=\frac{L_r}{R_r})$과 d, q축 고정자 전류를 이용하여 슬립 각속도 ω_s를 계산하고, 계산된 슬립 각속도와 전동기 실제속도로부터 동기속도가 계산된다.

속도제어 서브루틴에서는 기준속도와 실제속도를 비교한 속도오차를 속도 제어기를 거치게 하여 고정자에 인가할 q축 기준전류 i_{qs}'를 계산하고, 관측기로부터 추정된 부하외란 성분과 위상보상기로부터 얻어진 부하외란 성분의 합인 i_T를 q축 기준전류 i_{qs}'에 피드포워드함으로써 최종 토크 지령치 i_{qs}^*를 연산한다. 한편, 실제 상전류로부터 축변환

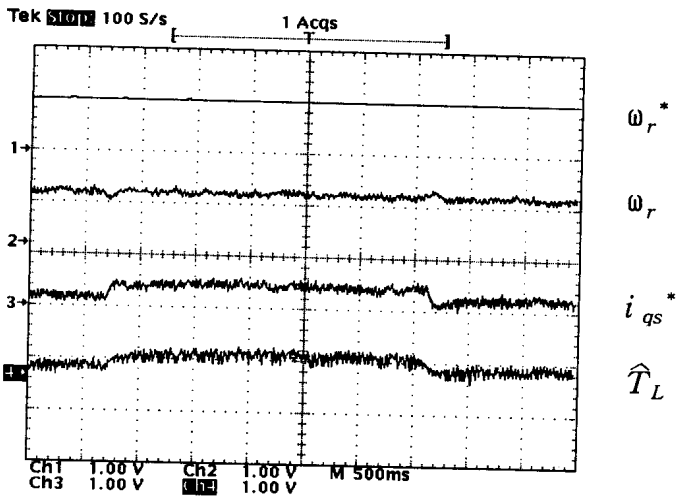
되어 얻어진 동기회전 좌표계에서의 변환값 i_{ds}, i_{qs}와 최종 자속 및 토크 지령치 i_{ds}^*, i_{qs}^*의 편차는 전류제어기를 거쳐 2축 동기회전 좌표계의 기준전압 v_{ds}^*, v_{qs}^* 를 얻고, 다시 벡터회전기에 의해 2축 정지좌표계의 기준전압 $v_{\alpha s}^*$, $v_{\beta s}^*$ 를 얻어 공간전압벡터 PWM 방식으로 전류제어를 행한다. 본 논문에서 사용한 공간전압벡터 PWM 전류제어 방식은 전류 고조파 함유율이 낮고 직류링크 전압이용률이 우수한 전류제어 방식이다.

Fig. 6은 일정속도 100[rpm]으로 회전하고 있는 전동기에 부하를 정격의 1/8→1/4→1/8로 스텝적으로 인가하였을 때의 외란억압 특성에 대한 실험파형이다.

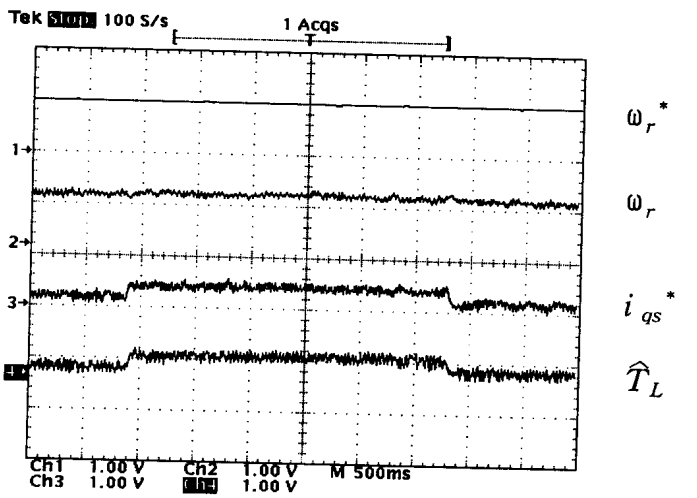
그림(a)는 PI 제어시의 파형으로서 부하 인가시 약 10.5[rpm]의 속도변동을 보이고 있고, 정상상태에서도 고르지 못한 속도파형을 가지고 있다. 그림(b)와 (c)는 각각 σ=0, G=0.5 및 σ=0.5, G=0.5의 조건에서 피드포워드 제어시의 부하외란 추정의 과도특성 및 외란억압 특성에 대한 실험파형으로서 그림 (b)는 부하 인가시 7[rpm]의 속도변동을 보이고 있고, 그림(c)는 4[rpm]의 속도변동을 보이고 있으며, 이는 위상보상에 의한 부하외란 추정능력이



(a) PI control



(b) Feedforward control($\sigma = 0$, $G = 0.5$)



(c) Feedforward($\sigma = 0.5$, $G = 0.5$)

Fig. 6 Disturbance suppression characteristics
(ω_r^*, ω_r : 100[rpm/div], i_{qs}^* : 6.5[A/div], $\hat{T}_L$: 0.75[kg.m/div])

향상된 결과이다. 또한, 위 그림에서 알 수 있듯이 피드포워드 제어가 기존의 PI 제어기보다 부하 변동에 대한 동적특성이 우수함을 확인할 수 있으며, 이는 관측기에서 $\hat{T}_L$의 피드포워드 보상에 의해 속도변동을 억제하는 결과이다.

6. 결 론

본 논문에서는 간접 벡터제어 유도전동기 시스템에 대해서 부하외란에 강인한 특성을 갖는 제어기를 구성하기 위하여 부하외란 관측기를 제안하였고, 부하외란 추정시의 과도특성을 개선하기 위하여 위상보상 알고리즘을 적용하였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 위상보상으로 인한 부하외란 추정의 과도특성이 개선됨을 확인할 수 있었고, 추정된 부하외란의 피드포워드 보상에 의해서 부하변동에 대한 강인한 제어특성을 얻었으며, 피드포워드 보상하지 않은 기존의 PI 제어기보다 안정적이고 동특성이 우수한 제어기를 구성할 수 있었다.

한편, 부하외란 추정능력을 향상시킬 수 있는 방법으로 관측기 이득 G값의 조절에 의해 가능하나, G값을 크게하면 관측기의 미분동작에 따른 리플성분이 증가하므로 적절한 값을 선정해야 한다.

참 고 문 헌

[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] 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.

[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, 1988.

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

[5] S. Itoh et al, "Control Characteristics of Speed Estimation Improved Capacity of Load Torque Estimation ", JIEE Trans., pp. 813-816, 1994.

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

[7] 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.

[8] 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.