

부하 토크 관측기를 이용한 유도전동기의 고성능 속도제어

이성근* · 임영배* · 노창주** · 김윤식**

High performance speed control of induction motor using load torque observer

S. G. Lee · Y. B. Lim · C. J. Noh · Y. S. Kim

Key words : load torque observer(부하 토크 관측기), feed - forward control(피드포워드 제어), voltage source inverter(전압원 인버터), disturbance(외란)

Abstract

In this thesis, a new speed control algorithm based on the load torque observer theory is proposed for the high performance speed control of a voltage source inverter to drive a 3 - phase induction motor. The proposed system becomes robust against disturbances using a feed - forward control of the load torque estimated at load torque observer. Computer simulation and experimental works using the proposed control confirm that transient response for the variation of load torque becomes improved, compared with the conventional PI control method.

1. 서 론

교류 전동기의 전기자 전류를 자속발생 성분과 토크 발생 성분으로 분리하고 이를 각각 독립적으로 제어하는 벡터제어 이론이 발표 되면서 유도전동기의 제어기술은 비약적으로 향상 되었다. 유도전동기의 속도 제어계 설계에 있어서 현재 제어 알고리즘이 간단하고 손쉽게 구현할 수 있는 PI 제어기가 널리 이용되고 있다¹⁾²⁾. PI 제어기는 제어 파라미터 조절에 의해 속도와 토크를 제어하고 있으며 제어 이득값이 적절하게 선정될 경우 최적의 운전상태를 유지할 수 있다. 그러나 PI 제어

는 부하외란이나, 파라미터 변동에 대해 매우 민감하기 때문에 속도 및 토크 응답의 극점을 PI 제어기의 파라미터 범위내에서 설계하는 것은 한계가 있다³⁾⁴⁾. 유도기의 강인한 속도제어를 위해서 플랜트 자체의 서보성을 증가 시키거나, 강인한 제어 알고리즘을 적용한 연구가 진행되고 있으나 시스템 파라미터의 불확실한 추정이나, 외란등으로 인해서 전동기 구동의 바람직한 서보특성을 얻기가 어렵다. 또한 보다 정밀한 제어 시스템을 구현하기 위해서 계산량이 많은 알고리즘을 적용하다 보면 오히려 시스템 전체의 안정성에 문제가 생길 수 있으며, 샘플링 타임의 증가로 인하여 알고리즘의 적

* 충남전문대학

** 한국해양대학교

용이 어려워 질 수가 있다. 부하 토오크를 직접 또는 간접적으로 추정 하는것이 가능 하다면 속도제어 계를 경유하지 않는 새로운 토오크 제어계의 루프를 부가하는것이 가능하며 새로운 토오크 제어 계에 의해 빠른 부하토오크 응답이 가능하게 된다^{5),6)}. 본 논문에서는 이러한 관점에서 부하토오크를 상태관측기를 이용하여 추정하고, 추정된 부하토오크의 피드포워드 제어에 의해서 부하토오크에 대해 속도변동이 적은 양호한 속도응답을 얻고자 한다. 또한 제안된 관측기를 유도전동기의 간접벡터제어 시스템에 적용 하였으며 제어 시스템은 TMS320C31 DSP를 중심으로 구성을 하였고, 속도제어를 포함한 벡터제어의 처리 및 부하토오크 관측기, 토오크 피드포워드 처리가 전적으로 소프트웨어에 의해 실현되고 있다. 2.2[KW]의 샘플 전동기에 대하여 기존의 PI 제어에 의한 방법과 제안된 제어방법의 특성을 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 통하여 비교, 분석한 결과 제안한 방식의 외란역압 특성이 현저하게 개선되어 고성능 속도제어 시스템이 실현되고 있다.

2. 부하 토오크 관측기

제어대상의 입력과 출력으로 부터 내부상태를 간접적으로 추정하는 필터를 관측기라고 한다. 주어지는 제어대상은 식 (1)과 같은 선형 다변수 시불변 시스템으로 한다.

$$\frac{d}{dt}x = Ax + Bu \tag{1}$$

$$y = Cx \tag{2}$$

위 식에서 $x \in R^n, u \in R^m, y \in R^p$ 는 각각 제어대상의 상태벡터, 제어입력, 출력벡터이며

식 (1), 식 (2)에서 가관측인 상태변수 x_1 과 미지 입력변수 x_2 로 분리하여 상태방정식 및 출력방정식이

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u \tag{3}$$

$$y = Cx = [I \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \tag{4}$$

로 주어지는 선형 시스템을 고려한다.

x_2 의 추정치를 \hat{x}_2 라고 하여 식 (3)의 2행으로 부터 출력 y 와 제어기 모델출력 \hat{y} (는 추정치)와의 오차를 고려하여 관측기 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A_{21}y + A_{22}\hat{x}_2 + B_2u \\ &+ G[\hat{y} - (A_{11}y + A_{12}\hat{x}_2 + B_1u)] \end{aligned} \tag{5}$$

으로 된다. 위 식에서 $G[]$ 의 항은 제어기 모델출력과 직접 관측이 가능한 x_1 의 추정오차를 고려한 수정항이다. 그러나 식 (5)에서 출력 y 의 미분이 필요하나 매개변수 ξ 를 도입하여 다음과 같은 방법으로 처리한다⁷⁾. 즉,

$$\dot{\hat{x}}_2 = \xi + Gy \tag{6}$$

로 두어 식 (5)에 대입하면

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= (A_{22} - GA_{12}) + (B_2 - GB_1)u \\ &+ y(A_{21} + A_{22}G - GA_{11} - G^2A_{12}) \end{aligned} \tag{7}$$

로 되기 때문에 식 (7)에 의해 관측기를 구성하고 식 (6)에 의해 x_2 의 추정값 \hat{x}_2 를 얻는다. 유도전동기의 벡터제어시 회전자 저항변동에 대한 보상이 이상적이라면 유도전동기의 응답특성은 직류전동기와 유사하게 되어 유도전동기의 토크발생은 직류전동기의 모델과 같이 단순화 시킬 수 있다. 따라서 전동기가 부하를 구동할 때 전동기 구동시스템 모델은 Fig. 1으로 나타낼 수 있으며 기계적 동특성식은 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$J \frac{d}{dt} \omega_r = K_T i_{qs} - T_L \tag{8}$$

식 (8)에서 전동기속도 ω_r 를 상태변수 x_1 , 토크전류 i_{qs} , 부하토크 T_L 을 입력 u 라고 하면, 샘플링 주기 T_s 의 이산계 상태방정식은 샘플링 번호 i 를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

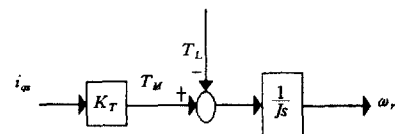


Fig. 1 Block diagram of plant

$$x_1(i+1) = A_{11}x_1(i) + [B_1, B_2] u(i) \quad (9)$$

여기서, $x_1 = \omega_r$, $u = [i_{qs}, T_L] T$

$$A_{11} = 1, B_1 = \frac{K_T}{J}, B_2 = -\frac{T_s}{J}$$

따라서, Fig. 1의 부하토크 T_L 이 외란으로써 변동하는 시스템의 경우에 부하토크 T_L 에 해당하는 전류 i_L 을 속도제어계의 토크전류에 피드포워드하는 것에 의해 부하토크 T_L 을 상쇄시킬 수가 있다. 그러나 이러한 시스템을 구현하기 위해서는 부하토크 T_L 을 미지입력 변수로부터 가관측인 상태 변수로 변환하여야 한다.

샘플링 주기 T_s 사이에서 외란인 부하토크의 변화가 완만하다고 하면 부하토크를 스텝상의 함수로 근사해서 다음 식과같이 정의할 수 있다³⁾.

$$T_L(i+1) = T_L(i) \quad (10)$$

식 (9), 식 (10)의 관계로부터 외란을 상태변수로 취한 이산계로 나타낸 상태방정식은 다음과 같다.

$$x(i+1) = Ax(i) + Bu(i) \quad (11)$$

$$y(i) = Cx(i) \quad (12)$$

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

$$A = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{J} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{J} \\ 0 \end{bmatrix}, u(i) = T_M$$

식 (11), 식 (12)는 가관측 시스템이므로 관측기를 구성하여 T_L 을 추정할 수 있다. 따라서 이산계에 있어서 고피나스 방법에 의한 관측기를 구성하기 위하여 식 (6), 식 (7)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{x}(i) = \hat{C} \xi(i) + \hat{D}y(i) \quad (13)$$

$$\xi(i+1) = \hat{A}\xi(i) + \hat{B}u(i) + \hat{K}y(i) \quad (14)$$

여기서,

$$\hat{A} = 1 - GA_{12}, \hat{B} = -GB_1$$

$$\hat{K} = -G^2A_{12}$$

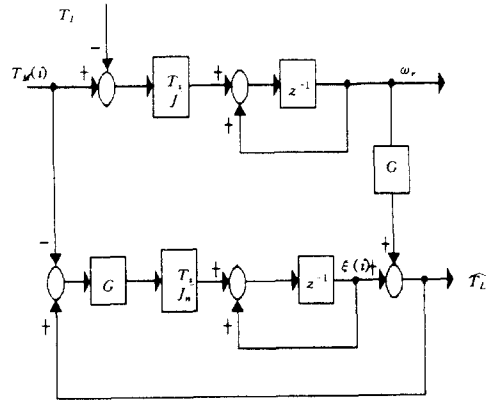


Fig. 2 Simplified block diagram of observer

$$\hat{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \hat{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ -G \end{bmatrix}$$

식 (13), 식 (14)를 정리하면 다음과 같은 식으로 되며 관측기의 블럭도는 Fig. 2와 같이 구성된다.

$$\hat{T}_L(i) = \xi(i) - G\omega_r(i) \quad (15)$$

$$\xi(i+1) = \xi(i) + G \frac{T_s}{J} (T_M(i) - \hat{T}_L(i)) \quad (16)$$

부하토크 추정값 \hat{T}_L 과 부하토크 T_L 과의 오차를

$$e(i) = \hat{T}_L(i) - T_L(i) \quad (17)$$

으로 정의하면 오차방정식은

$$e(i+1) = (1 - GA_{12}) e(i) = \hat{A}e(i) \quad (18)$$

으로 나타낼 수 있다. 식 (18)에서 알수있는 바와 같이 관측기의 수렴조건은 \hat{A} 의 고유치에 의해 결정되며 시스템 A_{12} 가 가관측이라면 관측기 이득 G 값을 적당히 선정하는 것에 의해 관측기의 극을 임의로 배치하는 것이 가능하다. G 값에 대한 수렴조건은

$$|\hat{A}| = |1 - GA_{12}| < 1 \quad (19)$$

으로 되며, 관측기 이득 G 값의 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 G 를 크게

선정하는 것은 곤란하다.

3. 시뮬레이션 및 고찰

본 연구에서 제안된 부하 토오크 관측기를 이용한 속도제어 알고리즘의 타당성을 시뮬레이션으로 고찰하였다. 시뮬레이션에 사용된 전동기 상수는 Table 1과 같으며 속도제어기의 제어주기는 5 [ms]이고, 전류제어기의 제어주기는 100 [μs]이다. 속도제어기의 비례, 적분이득은 각각 0.7, 8.0 이 되도록 설계하였다.

속도제어기는 일반적으로 PI제어기가 널리 이용되고 있으며, PI 이득 결정에는 여러 가지 방법이 제안되고 있으나 전동기에 접속되는 기계계의 강성이 높은 경우에는 PI 제어기의 이득값을 높게 선정하는 것에 의해서 입력추종특성 $\frac{w_r}{w_r^*}$ 과 외란 억압특성 $\frac{w_r}{T_f}$ 이 개선된다. 그러나 최근에 전동기 응용이 넓어짐에 따라서 용도에 따라서 높은 기계 강성을 기대하지 않는 응용이 증가하고 있으며, 이와 같은 용도에서는 기계적 공진을 방지하기 위해 입력추종특성을 저하시키나, 동시에 외란억제특성도 큰 폭으로 저하하는 결과가 일어난다. 이러한 문제점은 양호한 입력추종특성과 외란억제특성을 갖는 부하토크 관측기를 갖는 속도제어제에 의해서 실현할 수 있다.

Fig. 3은 T=1ms로 했을 때의 PI 및 관측기의 토오크 특성을 나타낸 것으로서 정격 토오크에 대해서 Fig. 3(a)는 16% Fig.3(b)는 6%의 속도 변동을 보이고 있다.

Table. 1 Ratings and constant of induction motor

정 격 출 력	2.2KW(3HP)
정 격 전 압	220 [V]
정 격 전 류	8.6 [A]
극수(P) 및 정격속도 [rpm]	4극 및 1740 [rpm]
관 성 모 멘 트 J	0.0418 [kg · m ²]
고 정 자 저 항 R _s	0.9210 [Ω]
회 전 자 저 항 R _r	0.5830 [Ω]
고정자 인덕턴스 L _s	0.0671 [H]
회전자 인덕턴스 L _r	0.0671 [H]
상 호 인 덕 턴 스 L _m	0.0650 [H]

Fig. 4는 부하관성 모멘트가 공칭치에 대해 변동한 경우의 근궤적을 나타낸 것이다. T=1ms로 설정하고 관성 모멘트값을 1, 1.5, 2, 4, 6, 8, 10배로 했을 때 Fig. 4(a)는 근의 위치가 크게 변화하며 Fig. 4(b)는 근의 위치가 변화하지 않는 것을 알 수 있다.

이상의 결과로부터 부하 토오크분 전류를 피드포워드 보상하므로써 기존의 PI제어기에 비해 파라미터 변동에 대해 보다 강인한 제어기를 구성할 수 있다는 것을 알 수 있다.

4. 제어시스템 구성

본 연구에서 실험에 사용된 하드웨어 구성은 Fig. 5에 나타내었다. 세부적으로 CPU회로, 전류 검출회로, 게이트 구동회로, 속도검출회로로 나누어진다. 벡터제어에 기초를 둔 전류제어 및 부하 토오크관측기, 토크 피드포워드를 포함한 속도제어는 DSP - TMS320C31을 중심으로 구성되고 제어 알고리즘은 전적으로 소프트웨어로 처리되고 있다. 전류 검출은 hall소자 및 12bit A/D컨버터를 이용하였으며 속도검출에는 1024ppr 엔코더를 4채배 하였다. 또한, 2상 전류신호는 샘플홀더(S/H) 회로와 A/D 변환기를 거쳐 디지털 신호로 변환되며 일정시간마다 마이크로프로세서에 입력된다.

Fig. 6에 부하토크 관측기를 부가시킨 유도 전동기의 간접벡터 구동 시스템의 블럭도를 나타내었다. 홀소자로부터 측정된 유도전동기의 실제 상전류를 고정자 좌표계로 변환하여 등가 2상 전류 ids, iqs를 얻는다.

한편, 속도 정보를 얻기 위하여 전동기 측에 펄스발생기(Pulse Generator)를 연결한다. 이 펄스 발생기는 90° 위상차를 가진 두 개의 구형파를 발생하게 되는데 일반적으로 속도 정보의 정밀도를 향상시키기 위하여 4채배하여 사용한다. 그리고 전류 정보 및 속도 펄스는 인터페이스 회로를 거쳐 마이크로 프로세서에 입력된다. 간접벡터 제어시 슬립 각속도 ω_s는 식 (20)과 같이 회전자 시전수 T_r(= $\frac{L_r}{R_e}$)과 d, q축 고정자 전류비로 주어진다.

$$\omega_s = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (20)$$

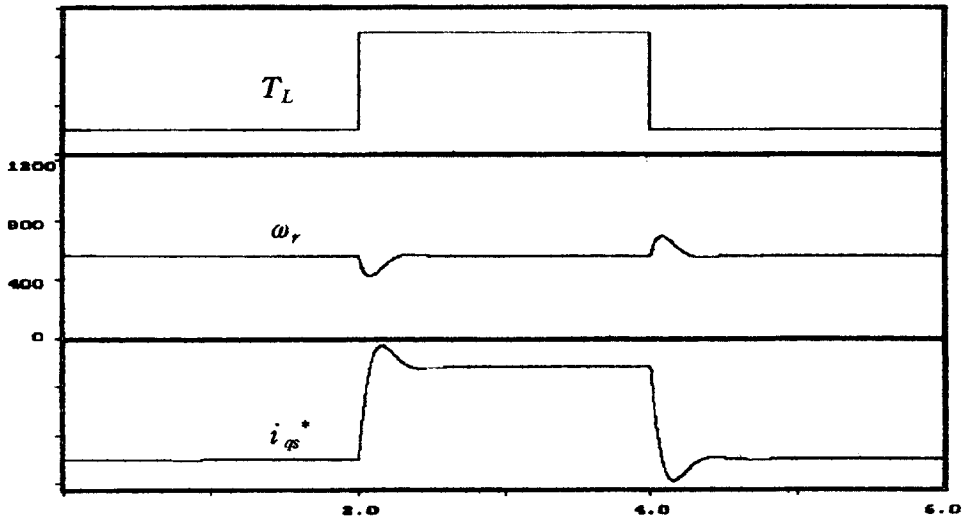


Fig. 3(a) PI control

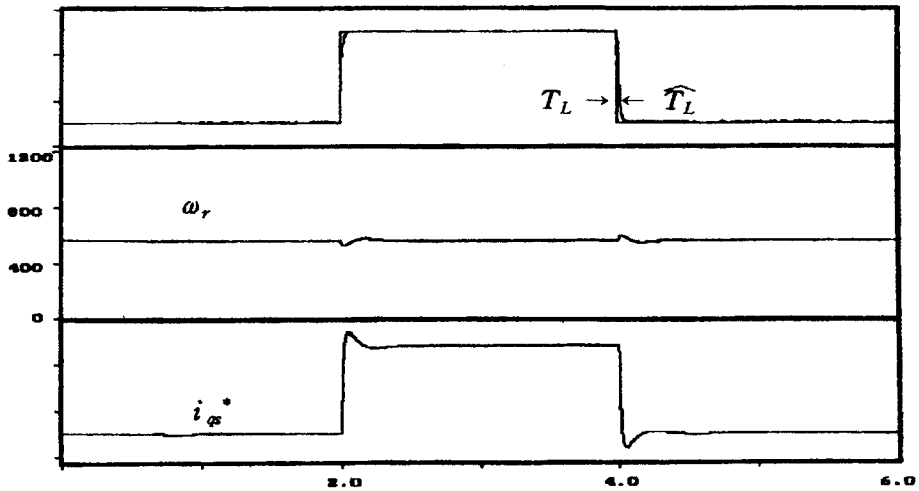


Fig. 3(b) PI + observer control

Fig. 3 Disturbance suppression characteristics for load torque variation

기준속도 ω_r^* 와 실제속도 ω_r 을 비교한 속도오차는 PI 제어기를 통하여 q축 기준전류 i_{qs}^* 가 된다. 따라서 유도전동기에 부하 토오크가 인가되면 부하 토오크에 해당하는 전류를 속도제어계의 토오크 전류에 가산 하므로써 토오크지령 전류값이 얻어진다.

5. 소프트웨어 구성

전류 인터럽트 루틴의 흐름도는 Fig. 7에 나타내었다. 초기화 프로그램을 수행한후 일정한 주기 [100 μ s]로 전류제어 인터럽트를 수행하고 속도제어 루우프는 5[ms]마다 수행한다. 속도제어 및 관측기 제어 루우프는 기준속도와 실제 속도를 받아

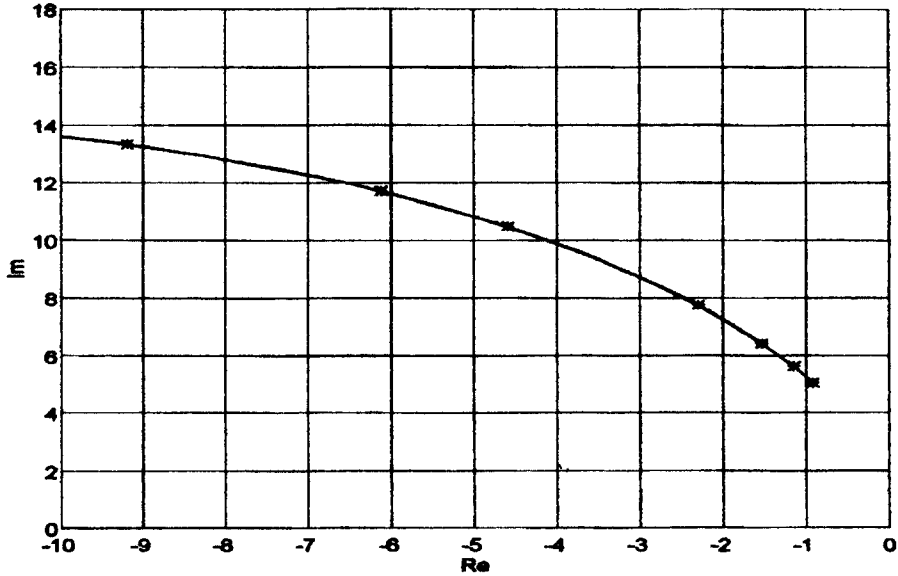


Fig. 4(a) PI control

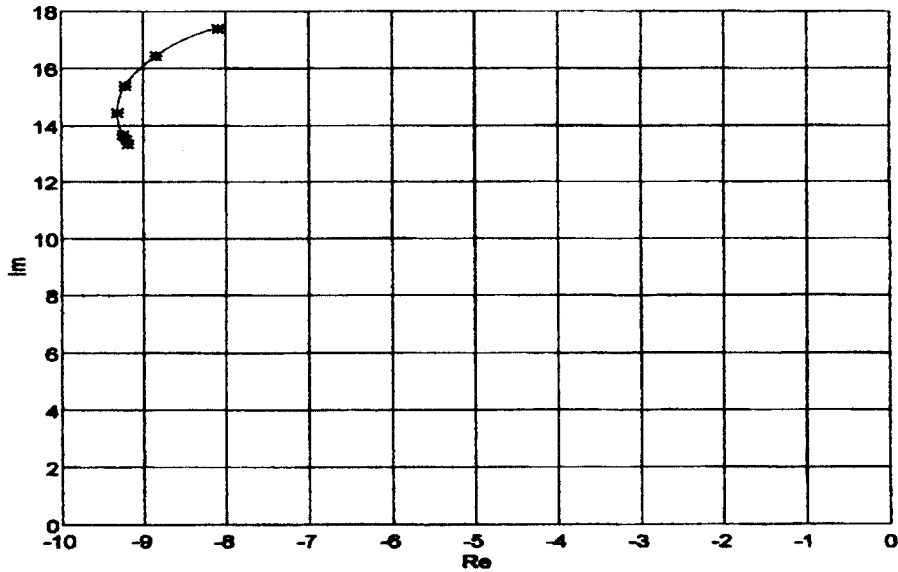


Fig. 4(b) PI + observer control

Fig. 4 Root loci for speed response of parameter variations

들어 q축 기준전류 i_{qs}' 를 계산하고, 계산된 i_{qs}' 에 추정된 부하 토오크의 전류분 i_L 을 가산하여 토오크 지령치 i_{qs}^* 를 연산한다.

그리고 속도 인터럽트가 발생되면 5[ms] 동안

카운터에서 읽은 속도정보를 전기 각속도로 환산하고, 실제속도와 토오크 지령치 i_{qs}^* 를 입력으로 하여 관측기 제어루틴에서 부하 토오크 추정연산을 하며, 추정된 부하 토오크로부터 부하 토오크

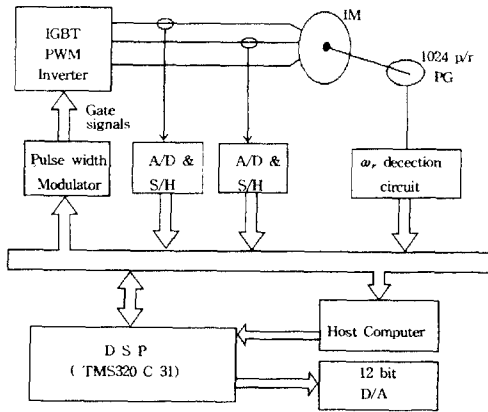


Fig. 5 CPU peripheral block diagram

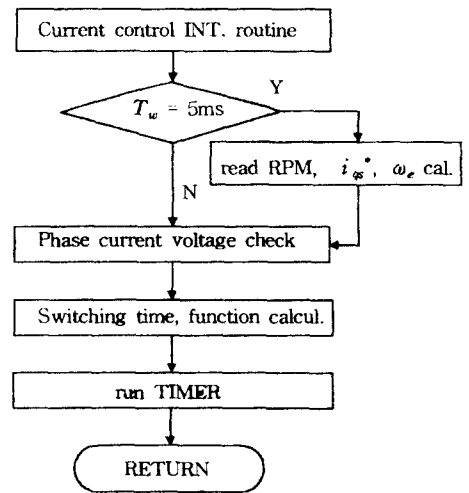


Fig. 7 Flowchart of current control loop

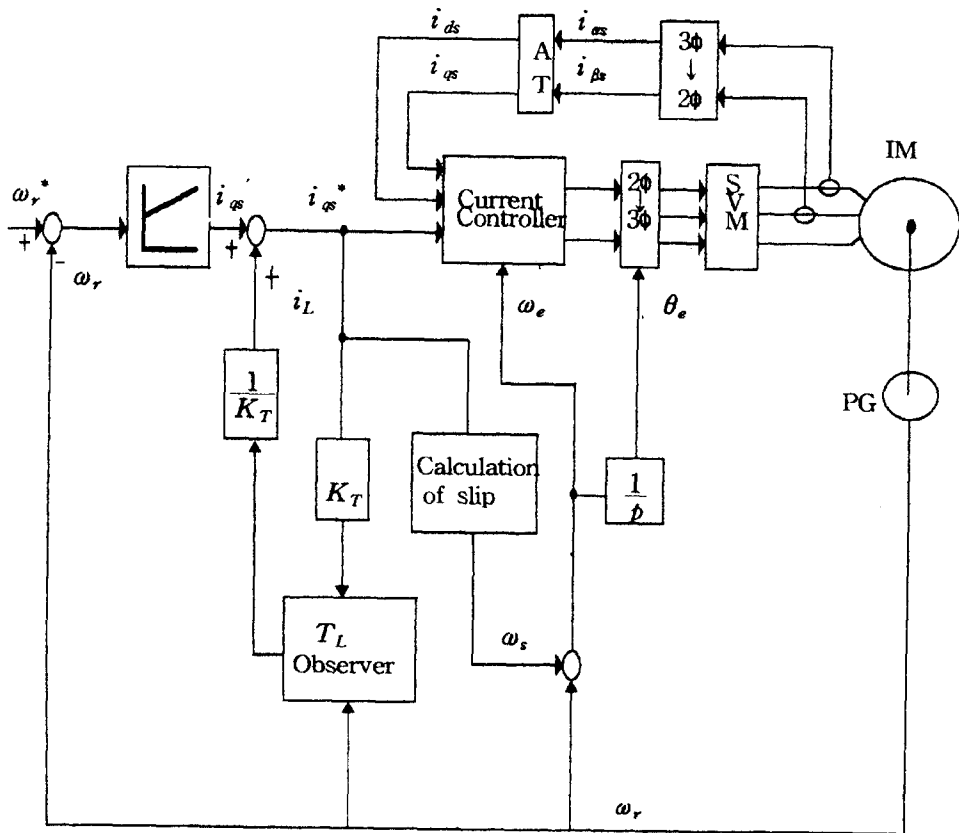


Fig. 6 Schematic diagram of indirect vector control system

전류 i_L 을 구하여 i_{qs}^* 에 가산된다. i_{qs}^* 는 정격 토크값의 1.5배가 넘지 않도록 토크 제한기를 거치며 계산된 i_{qs}^* 와 여자전류지령값을 이용하여 슬립 주파수 ω_s 를 계산한다.

전류제어 루틴은 고정자전류 i_a, i_b 값을 A/D 변환기를 통해 읽어들이는 과정으로부터 시작한다. 전류 i_c 는 평형 3상이므로 아래 식 (21)과 같이 구해진다.

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (21)$$

얻어진 고정자 전류 i_a, i_b, i_c 는 i_{cs}, i_{bs} 로 축변환된 후 다시 동기속도로 회전하는 회전자 자속 좌표계로 변환되며 변환식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_e t & \sin\omega_e t \\ -\sin\omega_e t & \cos\omega_e t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cs} \\ i_{bs} \end{bmatrix} \quad (22)$$

이와 같이 구한 실제의 두 전류 성분값과 제어기 측에서 출력되는 기준전류 성분값을 비교하여 PI 전류제어를 수행한 후 축변환 하므로써 2축 정지 좌표계의 기준전압 V_{us}^*, V_{bs}^* 값을 얻는다. V_{us}^*, V_{bs}^* 로부터 지령전압이 위치한 영역 m 을 구한후, 식 (23)과 같은 스위칭 시간을 계산한다.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} (V_{us}^* \sin \frac{m}{3} \pi - V_{bs}^* \cos \frac{m}{3} \pi)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{dc}} (-V_{us}^* \sin \frac{m-1}{3} \pi + V_{bs}^* \cos \frac{m-1}{3} \pi) \quad (23)$$

식 (23)을 이용하여 주기 T sub s마다 발생될 3상 PWM 펄스폭을 결정할 스위칭 함수를 계산하게 된다.

5. 실험결과

Fig. 8은 일정속도 600 [rpm]으로 회전하고 있는 전동기에 부하를 무부하에서 정격의 1/3로 스텝적으로 인가하였을 때, 기존의 PI 제어기와 관측기를 부가한 제어기에 의해서 제어되는 전동기의 속도와 토크전류를 나타내고 있다. Fig.8(a)에서 PI 제어기에 의한 방식은 부하 인가시 약 100 [rpm]의 속도변동을 보이고 있으나, Fig.8(b)에서

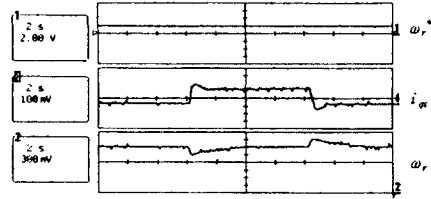


Fig. 8(a) PI control

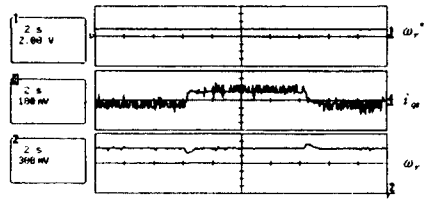


Fig. 8(b) PI + observer control

Fig. 8 Speed response characteristics of control system

와 같이 제한한 방식은 35 [rpm] 정도의 속도변동을 보이고 있다. 이는 시뮬레이션 결과와 거의 일치하고 있다.

이것은 관측기에서 얻어진 부하토크 추정값 \hat{i}_L 을 피드포워드 제어를 하므로써 부하토크에 의한 속도변동을 억압하는 결과이며, 따라서 제안한 방식이 기존의 PI 제어기보다 부하 변동에 대한 동적특성이 우수함을 확인할 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

$$\Delta i_{qse} = K_p \Delta \omega_{re} \quad (24)$$

로 표현되며, 관측기는 $\Delta\omega_{re}$ 에 의한 영향을 받기 쉽게 된다. 따라서, 관측기 오차이득 G 를 크게 선정하면 수렴속도의 시간지연은 적어지나 속도 ω_r 에 포함된 외부잡음의 영향이 커지게 되므로 G 값을 크게 선정하는 것은 곤란하다.

Fig. 9는 부하토크 T_L 과 추정된 부하토크 \hat{T}_L 을 나타낸다. 관측기 내부의 미분동작과 시스템 잡음성분이 \hat{T}_L 에 중첩되어 리플성분이 존재하나 부하 변동에 대한 양호한 부하토크 추정이 이루어지고

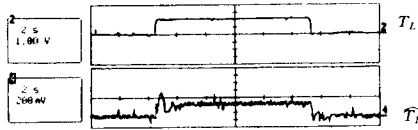


Fig. 9 Load estimate characteristic of observer.

있다. 과도시에 오버슈트 현상이 일어나는 것을 볼 수 있으나 이는 관측기 이득 G 값에 따라 조절이 가능하다.

이상의 실험결과로부터 제안된 관측기를 부가한 제어 시스템은 기존의 PI 제어 시스템과 비교할 때 부하토크 변화에 대한 속도응답 특성의 견실성을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 간접 벡터제어 유도전동기의 시스템에 대해서 부하외란에 강인한 특성을 갖는 제어기를 구성하기 위하여 부하토크 관측기를 제안하였다.

제안된 방법은 유도전동기의 토크성분 전류와 엔코더 속도를 기초로 부하토크 관측기를 구성하여 전동기에 가해지는 부하토크의 추정치를 구하여 제어하는 것이다.

시뮬레이션 결과에서 기존의 PI제어기에 비해 제안한 방식이 부하변동에 따른 영향이 감소하는 것을 알았다. 또한, 실험을 통하여 관측기에서 추정되는 부하토크의 피드포워드 보상에 의해서 부하변동에 대한 견실한 제어특성을 얻었으며, 기존의 PI제어기보다 안정적이고 동특성이 우수한 속도제어기를 구성할 수 있다.

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) 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.
- 7) David G. Luenberger, Introduction to Dynamic Systems, John Wiley & Sons, 1979.