

MRAS를 이용한 유도전동기의 속도센서 없는 벡터제어

김광연 · 조계석 · 현동석
한양대학교 전기공학과

SPEED-SENSORLESS VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR USING MRAS

Kwang-Yeon Kim^{*)} Kye-Seok Cho Dong-Seok Hyun
Dept. of Electrical Eng. HanYang Univ.

ABSTRACT

This paper describes the vector control system estimates rotor speed based on MRAS (Model Reference Adaptive Control) and this estimate is used for speed feedback control. The stability of speed estimator is proved on the basis of hyperstability theory. In order to improve the performance of speed control, the load torque is estimated by load torque observer and speed controller compensates this estimate value. Thus the robust vector control system against load torque disturbance is constructed.

1. 서론

최근 반도체 전력변환장치 및 제어기술의 발달에 따라 교류기의 가변속 구동시스템이 폭넓게 활용되고 있다. 유도전동기의 고성능 제어의 대표적인 것으로서 벡터제어가 있지만, 회전속도 정보를 얻는 방법으로서 타코 제너레이터(Tacho Generator) 혹은 펄스 엔코더(Pulse Encoder) 등의 속도센서가 필요하다. 그러나, 속도센서의 사용은 일반적으로 가격이 비싸고, 구조가 복잡하며, 노이즈에 약하고, 유도기 본래의 견고함을 충분히 활용할 수 없다는 단점이 있다. 따라서 속도센서를 사용하지 않고 전압, 전류 등으로부터 회전 속도를 추정하는 속도센서 없는 벡터제어(Speed-sensorless Vector Control)의 연구가 활발히 진행되고 있다[5].

속도 추정은 속도 이외의 정보, 즉 전동기의 전압, 전류, 전동기 정수로 부터 직접 또는 간접적으로 이루어지며, 속도센서 없는 벡터제어 시스템에는 다음과 같은 방법들이 제안되고 있다[3][4][7][8][9].

- (1) 전동기의 전압, 전류, 전동기 정수로 부터 슬립주파수를 추정하여 속도제어계를 구성하는 방법
- (2) 전동기 상전압에 나타나는 회전자 슬롯고조파 전압을 이용하는 것에 따라 슬립주파수를 추정하여 속도제어계를 구성하는 방법
- (3) 전동기의 자속축과 제어장치 내에서 연산한 자속축이 일치하도록 제어계를 구성하고 속도를 연산하는 방법
- (4) MRAS에 기초하여 속도를 추정하고 속도제어계를 구성하는 방법

위에서 (4)의 방법중에는 전류 모델과 전압 모델의 출력 오차로부터 속도를 추정하는 방법과 의사 2차 왜교자속을 사용하

여 속도를 추정하는 방법, 그리고 여러가지 옵저버를 구성하여 속도를 추정하는 방법이 있다. 본 논문은 (4)의 방법 중 전류 모델과 전압 모델의 출력오차를 이용하는 방법을 사용하였다.

또한 토오크 옵저버를 사용하여 제어성능 향상을 꾀했다. 일반적으로, 고정이득을 갖는 PI 속도제어기에서는 부하 외란이 가해질 경우 만족할 만한 제어특성을 얻을 수 없다. 따라서 부하토크 외란에 강인한 속도제어기를 구성할 필요가 있다. 본 논문에서는 부하토크 관측기를구성하여 부하토크를 추정하고, 이 추정치를 속도제어기 내에 피이드포워드 보상을 함으로써 부하토크 외란의 억제 효과를 얻을 수 있었다.

2. 유도전동기의 상태방정식 및 벡터제어의 원리

유도전동기의 상태방정식을 동기속도 ω 로 회전하는 d^o-q^o 좌표계에서 표현하면 다음과 같은 식이 된다.

$$P \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \lambda_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \lambda_{or} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} V_{ds} \quad (1)$$

$$I_{ds} = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T$$

$$\lambda_{or} = [\lambda_{dr} \quad \lambda_{qr}]^T$$

$$V_{ds} = [v_{ds} \quad v_{qs}]^T$$

$$A_{11} = - \{ R_s / \sigma L_s + R_r(1-\sigma) / \sigma L_r \} I - \omega J$$

$$A_{12} = (M / \sigma L_s L_r) \{ (R_r / L_r) I - \omega_r J \}$$

$$A_{21} = (M R_r / L_r) I$$

$$A_{22} = - (R_r / L_r) I - (\omega - \omega_r) J$$

$$B_1 = (1 / \sigma L_s) I$$

$$\sigma = 1 - M^2 / L_s L_r$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

p : 미분 연산자, P : 극쌍수 (pole pairs)

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_o - T_L \quad (2)$$

$$T_o = \frac{3}{2} P (M / L_r) (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \quad (3)$$

식 (3)에서 알 수 있듯이 d^o 축을 회전자 자속축에 일치시킴에

따라 토모크는 q^o 축 성분 전류와 d^o 축 성분 자속에 의해 제어 가 가능하게 된다. 즉

$$\lambda_{qor} = 0, \quad \lambda_r = \lambda_{dor} \quad (4)$$

이 되며, 이때 슬립각속도 ω_{sl} 및 회전자 쇄교자속은 다음과 같다. 이때 발생 토모크는 다음과 같다.

$$T_o = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \lambda_{dor} i_{qos} = K_T i_{qos} \quad (5)$$

전압원 인버터를 사용하여 비간섭 제어를 행할 경우 입력전압은 다음과 같다

$$v_{dos} = v'_{dos} - \omega \sigma L_s i_{qos} \quad (6)$$

$$v_{qos} = v'_{qos} + \omega \lambda_{dor} \quad (7)$$

여기서 v'_{dos}, v'_{qos} 는 d^o - q^o 축 일차전압의 비간섭분

3. MRAS에 따른 회전자 속도 추정

속도센서 없는 벡터제어에는 많은 방법이 제안되고 있지만, 본 논문에서는 유도전동기의 상태방정식에 파라미터로 포함되어 있는 회전자 속도를 MRAS이론에 기초하여 추정하고 벡터제어를 행한다.

전압과 전류는 정지 좌표계에서 측정되기 때문에 식 (1)을 정지 좌표계의 양으로 기술하면 다음과 같은 2종류의 자속 시뮬레이터를 얻을 수 있다.

전압 모델:

$$p \begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (R_s + \sigma L_s p) & 0 \\ 0 & (R_s + \sigma L_s p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (8)$$

전류 모델:

$$p \begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + \frac{M}{T_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (9)$$

식 (9)의 전류 모델에는 회전자속도 ω_r 이 포함되어 있지만, 식 (8)의 전압 모델에는 ω_r 이 포함되어 있지 않다는 것을 이용해서, 전압 모델을 기준모델(reference model), 전류 모델을 가변모델(adjustable model)로 하여 MRAS를 구성하였다.

본 논문에서는 초안정도(hyperstability)의 개념에 기초하여 MRAS를 구성하였는데, 이에 따르면 MRAS의 상태 오차 방정식은 대국적(접근적) 안정이 보장된다[1].

전압 모델의 식을 전류 모델에 상응하는 식으로 바꾸고 전압 모델에서 전류 모델을 빼면 다음과 같은 상태오차 방정식을 얻을 수 있다.

$$p \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_{dr} - \hat{\lambda}_{dr} \\ \bar{\lambda}_{qr} - \hat{\lambda}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_{dr} - \hat{\lambda}_{dr} \\ \bar{\lambda}_{qr} - \hat{\lambda}_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (10)$$

$$pe = Ae - W, \quad e = [e_d \ e_q]^T$$

여기서, $\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$ 는 기준모델의 출력이고, $\hat{\lambda}_{dr}, \hat{\lambda}_{qr}$ 는 가변모델의 출력이며, $\hat{\omega}_r$ 는 속도 추정치이다. 식(10)에서 알 수 있듯이 출력오차는 속도추정오차($\omega_r - \hat{\omega}_r$)로 부터 발생하게 된다. MRAS에 의해 속도 추정 알고리즘을 얻기 위해서는 다음과 같은 단계를 거친다.

(i) 다음과 같이 등가 비선형 피드백계를 구성한다.

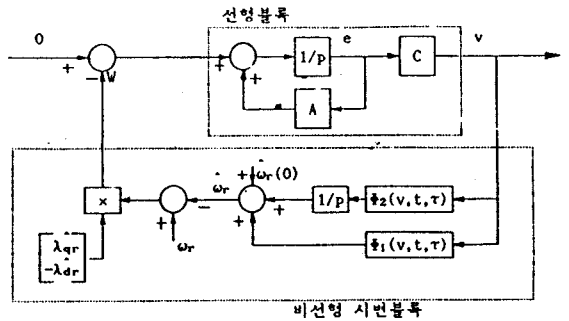


그림1. 등가 비선형 피드백계

$$-W = \begin{bmatrix} -\lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r), \quad v = Ce \quad (11)$$

여기서 C는 보상요소

위의 그림에서 비선형 시변 블록은 v를 입력, W를 출력으로 하는 비선형 방정식이다.

(ii) 비선형 시변 블록이 Popov 적분 부등식을 만족하도록 비선형 시변 블록에 포함되는 적응칙을 결정한다. Popov 적분 부등식은 다음과 같다.

$$\int_0^t v^T W \, d\tau \geq -\gamma_0, \quad t \geq 0 \quad (12)$$

식 (12)을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\int_0^t (\hat{\omega}_r - \omega_r) \phi \, d\tau \geq -\gamma_0^2 \quad (13)$$

$$\text{여기서, } \phi = v^T \begin{bmatrix} -\lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \end{bmatrix} \quad (14)$$

이 적분 부등식에 대한 해를 구하기 위해 다음과 같은 관계식을 이용한다.

$$\int_0^t k (p f(\tau) + f(\tau)) \, d\tau \geq -\frac{1}{2} k f^2(0), \quad k > 0 \quad (15)$$

이 식 (15)을 사용하여 식 (13)을 만족하도록 하는 속도 추정 알고리즘은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r(t) = k_1 \phi + \int_0^t k_2 \phi \, d\tau + \hat{\omega}_r(0) = \phi_1(v, t, \tau) + \int_0^t \phi_2(v, t, \tau) \, d\tau + \hat{\omega}_r(0) \quad (16)$$

여기서, k_1, k_2 는 속도추정 이득이며, $k_1 \geq 0, k_2 > 0$

(iii) 선형 블록의 전달함수 G(s)가 SFR(Strictly Positive Real)하도록 식 (11)에 포함되어 있는 C를 결정한다. 이 단계에서 등가 비선형 피드백계의 점근적 초안정성 (PR이면 초안정성)이 보장된다.

$$G(s) = C [sI - A]^{-1} \quad (17)$$

[sI - A]⁻¹는 이미 SFR임이 알려져있기 때문에, C = I (2x2 단위행렬)로 놓으면 G(s)는 SFR하게 된다. 따라서 φ는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\phi = e_q \hat{\lambda}_{dr} - e_d \hat{\lambda}_{qr} = \lambda_{qr} \hat{\lambda}_{dr} - \lambda_{dr} \hat{\lambda}_{qr} = \varepsilon \quad (18)$$

다음 그림은 MRAS에 의한 속도 추정기의 구조를 보여 주고 있다.

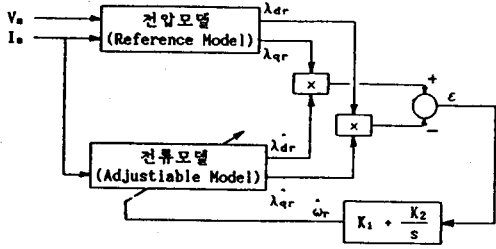
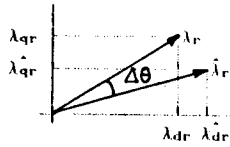


그림2. MRAS에 의한 속도 추정기

이때 ϵ 은 두 모델의 출력 벡터의 외적으로, 두 벡터 사이의 각 $\Delta\theta$ 의 정현값(sine)에 비례하며 사용되는 기준좌표계와 무관하다.



$$\epsilon = \lambda_{qr} \lambda_{dr} - \lambda_{dr} \lambda_{qr} = |\lambda_r| |\lambda_{qr}| \sin\Delta\theta$$

식 (9)을 정상상태에서 해석하면 속도 추정오차 $e_{wr} (= \hat{\omega}_r - \omega_r)$ 와 벡터 외적 ϵ 사이에는 다음과 같은 관계가 있다.

$$\epsilon = \frac{-M^2 T_r (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)}{(1 + \omega_m^2 T_r^2) [1 + (\omega_m - e_{wr})^2 T_r^2]} e_{wr}$$

위에서, $e_{wr} > 0$ 일때 $\epsilon < 0$
 $e_{wr} < 0$ 일때 $\epsilon > 0$

로 되기 때문에 정상상태에서 ϵ 를 PI제어하면 추정 속도 $\hat{\omega}_r$ 는 반드시 실제속도 ω_r 에 수렴한다.

4. 부하토크 옵저버

식 (5)에서도 알 수 있듯이 벡터제어를 행하면 발생 토크오류는 토크 성분 전류에 비례한다. 속도와 부하토크에 대한 상태방정식을 쓰면 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{P}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{P}{J} & K_T \\ 0 & \end{bmatrix} i_{qs} \quad (19)$$

여기서 부하토크 T_L 은 미지의 입력이지만 토크 옵저버를 구성하기 위해서 T_L 의 변화는 샘플링 주기 T 에 비해서 느리다고 가정했다. T_L 을 추정할 수 있는 저차화 옵저버(Reduced-order Observer)를 구성하기 위해서 다음과 같은 보조 변수를 도입한다[2].

$$z = T_L - l \omega_r \quad (20)$$

이때 속도정보는 3절에서 추정한 값($\hat{\omega}_r$)을 사용한다. 식 (20)을 식 (19)에 대입하고 T_L 을 소거하면 세변수 z 는 다음 미분방정식을 만족한다.

$$p z = l \frac{P}{J} z + l^2 \frac{P}{J} \hat{\omega}_r - l K_T \frac{P}{J} i_{qs} \quad (21)$$

상태변수 z 를 관측하기 위한 옵저버는 다음과 같이 구성될 수 있다.

$$p \hat{z} = l \frac{P}{J} \hat{z} + l^2 \frac{P}{J} \hat{\omega}_r - l K_T \frac{P}{J} i_{qs} \quad (22)$$

$$\hat{z} = \hat{T}_L - l \hat{\omega}_r$$

이때 상태오차 ($\tilde{z} = z - \hat{z}$)는 다음과 같다.

$$\dot{\tilde{z}} = l - \frac{P}{J} \tilde{z} \quad (23)$$

따라서 추정 속도가 정확히 실제값과 일치하고, l 이 음의 실수를 갖도록 선택하면 다음과 같이 된다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [z(t) - \hat{z}(t)] = \lim_{t \rightarrow \infty} [T_L(t) - \hat{T}_L(t)] = 0 \quad (24)$$

식 (22)에 $\hat{z} = \hat{T}_L - l \omega_r$ 을 대입해 보면 다음과 같다.

$$\hat{T}_L = \frac{l}{1 - \frac{P}{J} s} T_L = \frac{1}{1 + \tau s} T_L \quad (25)$$

즉, 속도 정보가 정확하다면 부하토크 추정치는 시상수 τ 를 가지고 실제 부하토크를 추종하고 있음을 알 수 있다.

5. 시스템 구성 및 시뮬레이션 결과

그림 5는 전체적인 시스템의 블록선도이며 시뮬레이션에 사용된 전동기 파라미터는 다음과 같다.

2HP, 극상수(P) = 2, $R_m = 1.26 \Omega$, $R_r = 1.28 \Omega$

$M = 0.106 H$, $L_m = 0.109 H$, $L_r = 0.109 H$, $J = 0.02 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$

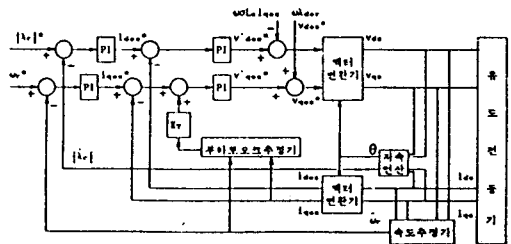


그림3. 속도센서 없는 벡터제어계의 블록 선도

그림 4는 속도의 계단 응답을 보여준다. 속도명령은 0.1초에서 1000rpm으로 주었다. 그림 5는 실제 속도와 속도 추정치의 파형이다. 그림 6은 저속 운전시(속도 명령치는 100rpm) 0.4초에서 8Nm의 부하 외란을 인가하고 0.7초에서 부하 외란을 제거했을 때 속도 파형이다. 그림 6의 (a)는 부하토크 보상을 하지 않은 경우이고 (b)는 보상을 한 경우이다. 그림 7은 부하토크를 추정하여 보상한 경우의 부하토크, 부하토크 추정치, 토크오류분 전류 파형이다.

6. 결론

MRAS를 이용하여 속도를 추정하고, 이 값을 벡터제어 시스템에 사용함으로써 속도센서 없는 벡터제어기를 구성할 수 있었다. 또한 부하토크를 추정하여 피이드포워드 보상을 행함으로써 속도제어기의 성능을 향상시켰다. 이러한 부하 토크의 보상은 특히 저속인 경우 우수한 부하 외란 억제 효과를 얻을 수 있었다.

그러나 속도 추정시 제어기의 2차회로 시정수가 실제치와 다름때 속도 추정에 약간의 오차가 발생한다. 저속 연산시도 마찬가지로 R_m , σL_r 의 값들이 실제와 차이가 날때 저속 연산 오차가 생기며, 측정 노이즈에 의한 영향도 문제가 된다. 그러므로 이러한 파라미터 설정 오차나 노이즈에 대한 대책이 필요하며, 또한 저속 영역의 제어범위 확대가 앞으로 더 연구 되어져야 할 것이다.

참고문헌

- [1] I.D. Landau & M. Tomizuka, 適應制御システムの理論と實際, オーム社, 1981.
- [2] K.S. Narendra & A.M. Annaswamy, Stable Adaptive Systems, Prentice-Hall, 1989.
- [3] 楊 耕, 金 東海, "MRASによる一次抵抗同定機能付誘導機速度センサレスベクトル制御", 平成3年電氣學會全國大會 No.587, 1991.
- [4] 石田, 岩田, "回轉子みぞ高調波を利用した誘導電動機速度制御システムの過渡特性", 日本電學論B 106(昭61-4), pp.375, 1986.
- [5] 久保田, "大學における誘導機速度センサレスベクトル制御に関する研究開発の現状", 平成3年電氣學會全國大會 S.9-2, pp.S.9-3, 1991.
- [6] C. Shauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers", Conf. Rec. of IEEE IAS'89, pp.493-499, 1989.
- [7] 大谷權利, "速度センサレスベクトル制御における電動機パラメータの低感度化", 日本電學論D 110(平成2-5), pp.497-505, 1990.
- [8] 杉本英彦, 他 "モデル規範適應システムを適用した誘導電動機速度センサレスベクトル制御", 日本電學論D 108(昭63-3), pp.306-313, 1988.
- [9] 林洋一, 藤原守男, "速度演算による誘導電動機のすべり周波數制御", 日本電學論B 101(昭56-3), pp.145-152, 1981.

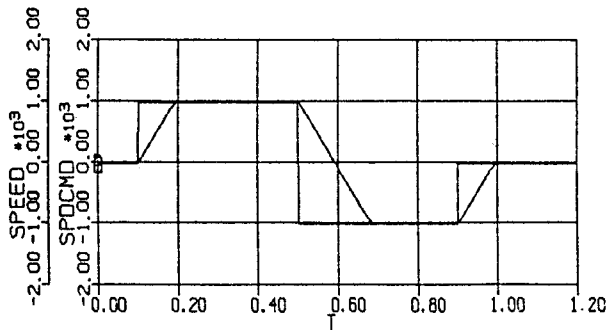


그림4. 속도의 계단응답

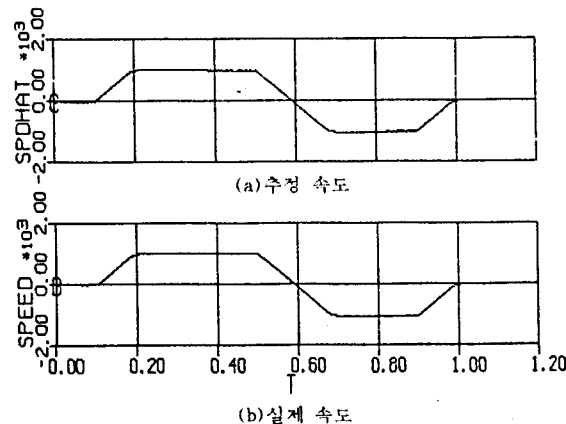


그림5. 추정 속도와 실제 속도의 파형

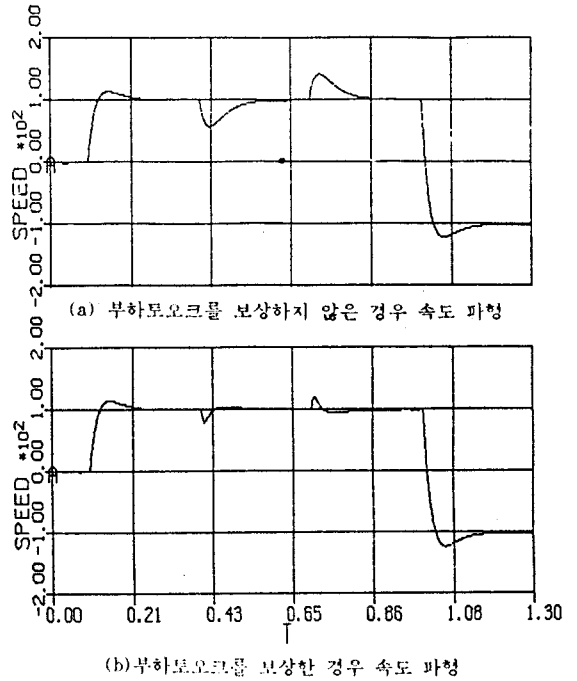


그림6. 부하토크를 보상한 경우와 하지 않은 경우의 속도 파형

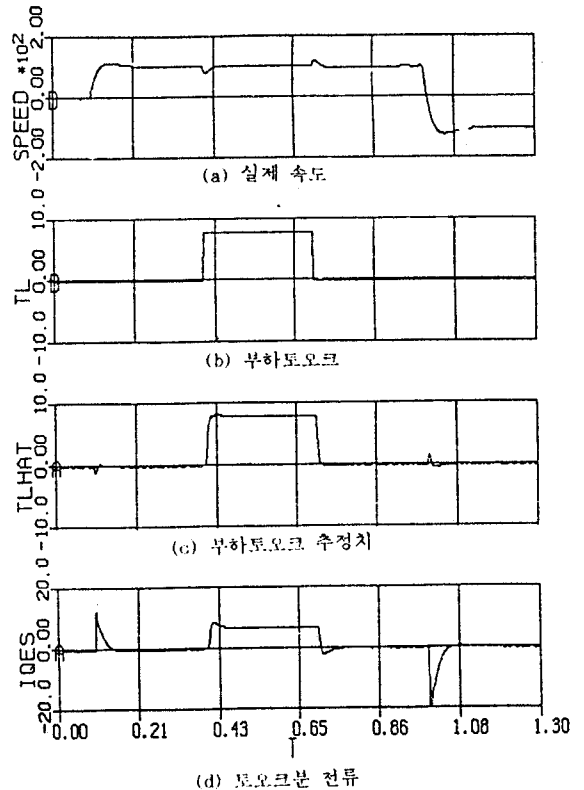


그림7. 부하토크를 보상한 경우 실제 속도, 부하토크, 부하토크의 추정치, 토크분 전류 파형