

피드포워드적 토크고속응답제어법을 이용한 유도전동기의 속도센서레스 제어

A Speed Sensorless Control of Induction Motors Based on Feedforward Quick Torque Response Control Technique

정 석 권

S. K. Jeong

Key Words : Induction Motor(유도전동기), Speed Sensorless Control(속도센서레스제어), Quick Torque Response Control(토크고속응답제어), Pulse Width Modulation(펄스폭변조방식), Voltage Source Inverter(전압형 인버터)

Abstract : The vector controlled induction motor(IM) with speed sensor has been widely used for variable speed drive systems. In these application fields, speed sensorless control are expected strongly to progress reliability, simplicity and cost performance of IM and to expand its application part. This paper describes a novel speed sensorless control method of IM based on feedforward quick torque response control technique. Especially, this paper aimed at the realization of sensorless control in the very low speed region. The proposed method can be formulated simply from a motor circuit equation and conducted easily by detecting primary motor currents and a voltage command at every sampling time. Throughout some results of numerical simulations with the assumption of using a pulse width modulation(PWM) voltage source inverter, the validity of the method was successfully confirmed.

1. 서 론

최근, 서보시스템으로서 보수의 불필요성 및 저가, 장수명 등의 장점을 갖는 유도전동기(IM) 구동 시스템이 산업 각 분야에 광범위하게 보급되고 있다. IM의 고속 토크 제어방식인 벡터제어법은 IM를 직류기와 동등한 속도응답을 갖게 하기에 이르렀다¹⁾. 그러나, 벡터제어를 구현하기 위해서는 자속이나 전압지령 연산시 정확한 속도정보를 필요로 하며, 속도정보는 모터 축에 장착된 엔코더등의 센서를 통해 얻고 있다. 이들 센서들은 모터 제작비의 상승과 IM가 갖는 고유의 강건성을 해치는 주된 요인이 될 뿐만 아니라 신호선에 혼입하는 노이즈의 영향으로 인해 원격제어를 어렵게 하는 요인이 된다. 이러한 문제점들을 해결하

여 IM 시스템의 신뢰성을 보다 향상시키고 적용분야의 다변화를 위해 다양한 속도센서레스제어법들이 개발되고 있다^{5, 13)}. 그러나, 수 rpm대와 같은 저속영역에서의 속도추정이 어려운 관계로 IM의 전 속도 범위에서의 속도센서레스제어는 아직 실현되지 못하고 있다.

Y.Ohmori³⁾등은 2차저항 동정 기능을 갖는 속도센서레스 제어법을 개발하고 실험을 통해 저항 동정없이 1:75의 속도제어 범위에서 0.5%의 제어정도를, 2차저항 동정시에는 1:20의 속도제어 범위에서 0.05%의 제어정도를 실현한 바 있다.

Kim등은 슬립주파수 추정을 통해 실험실 레벨에서 0.75kW의 유도전동기를 대상으로 정격의 50%의 부하토크 인가시 5rpm의 저속추정을 실현한 바 있다⁴⁾. 국내 연구로서는 저자가 아는 한 현재 수십 rpm대의 속도센서레스 제어의 실현이 보고되고 있다⁵⁻⁶⁾. 따라서, IM의 전 속도 범위에서의 속도센서레스제어를 실현하기 위해, 무부하시를 포

접수일 : 1999년 4월 30일

정석권 : 부경대학교 해양산업개발연구소

함한 정지 및 수 rpm대의 저속영역에서의 속도센서레스제어 기술개발이 절실히 요망되고 있다.

저속영역에서의 속도추정을 어렵게 하는 요인은 속도추정 방식에 따라 차이가 있다. 그러나, 대부분의 속도추정 방식이 1차측 전압 및 1차측 전류 정보를 이용하여 속도추정을 행하고 있다. 따라서, PWM방식에 기인한 전류의 리플성분으로 인해 검출된 전류치의 오차폭이 저속역에서는 증대된다. 또한, 저속영역에서는 지령전압이 저주파인 관계로 그 미분정보가 불확실하며, 2차저항 변동등으로 인한 영향 등이 공통요인으로 지목되고 있다^{4),7)}.

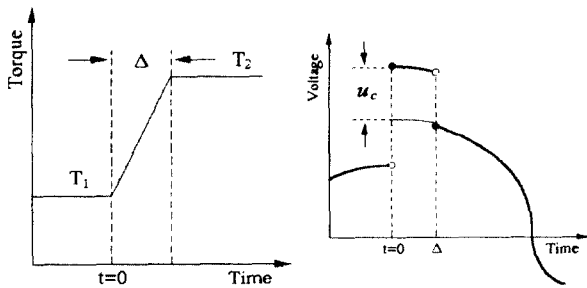
본 연구의 목적은 IM의 저속영역에서의 속도 추정이 용이한 속도센서레스 제어방식을 개발하여 전 속도 범위에서의 속도센서레스제어를 실현하는데 있다. 이를 위해 본 논문에서는 피드포워드적 토크고속응답제어법²⁾에 근거한 속도센서레스 제어 방식을 제안하고, 전압형 PWM인버터 시뮬레이션을 통한 저속영역에서의 속도 추정 결과를 보인다.

본 논문에서 제안된 방법은 모터의 회로방정식으로부터 이론적으로 유도된 속도 추정식에 근거하며, 모터의 지령전압과 1차전류 검출에 의해 속도 추정이 가능함을 보인다. 제안된 방법은 속도연산시 1차전류의 미분정보를 이용하지 않으므로 저속영역에서의 속도추정이 비교적 양호함을 보인다.

2. 토크고속응답제어법에 의한 속도추정

2.1 피드포워드적 토크고속응답제어법

Fig. 1은 토크고속응답제어법의 개념도를 나타낸다²⁾. 토크고속응답제어법은 Fig. 1(a)와 같은 스텝적인 토크응답을 식(1)의 1차전압 인가로서 실현한다. 변수 u_2, ω_2 는 $t \geq 0$ 에서의 전압 및 주파수를, u_c 는 정정시간 후의 과도토크를 소거하기



(a) Desired torque pattern (b) Voltage variation

Fig. 1 Schematic diagram of very quick torque control

위해 인가되는 펄스상의 전압을 각각 나타낸다.

$$u(t) = \begin{cases} u_1 \exp(j\omega_1 t) & t < 0 \\ u_2 \exp(j\omega_2 t) + u_c & 0 \leq t < \Delta \\ u_2 \exp(j\omega_2 t) & \Delta \leq t \end{cases} \quad (1)$$

Fig. 1(b)는 토크 가변시 식(1)에 따른 상전압의 변화를 나타내는 모식도이다. 토크고속응답제어법에 의하면, 전압지령 u^* 는 정상상태에서의 전압지령 u_n^* 및 과도상태에서 인가되는 펄스전압 u_{cn}^* 의 합으로 식(2)와 같이 주어진다.

$$u^* = u_n^* + u_{cn}^* \quad n\Delta \leq t < (n+1)\Delta \quad (2)$$

$$u_n = (\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n) C_n \quad (3)$$

$$u_{cn} = j(\omega_n - \omega_{n-1}) \{1/\Delta - (j\omega_n + \tau_1 + \tau_2)/2\} \cdot (1 - j\Delta\omega_{n-1}/2) C_n \quad (4)$$

여기서,

$$C_n = C_i \exp(j\Delta \sum_{k=i}^{n-1} \omega_k)$$

$$C_i = C \exp\left\{j\left(\varphi + \Delta \sum_{k=0}^{i-1} \omega_k\right)\right\}, \quad i < n$$

$$C = \sqrt{\frac{\sigma^4 T_{rat}}{NR_2 m^2 (\omega_{rat} - \theta_{e rat}^-)}}$$

위 식에서 아래첨자 “rat”는 정격치를 나타내며, φ 는 전압의 초기위상을 그리고 파라미터 C 는 IM의 운전조건으로부터 정해지는 동작점을 의미한다. 위 첨자인 기호 “*”는 지령치를 나타내고 있다. 또한, N 은 극대수(pole pair number), T 는 토크, m 은 상호인덕턴스, R_2 는 2차저항, σ^2 은 누설자속을 그리고 $\tau_i (i=1,2)$ 는 IM의 상태방정식 표현에 있어서 시스템 행렬의 고유치를 각각 나타낸다. 식(4)로부터, 펄스전압은 $\omega_n \neq \omega_{n-1}$ 인 토크 가변시에만 인가되며, 정상상태에서는 식(3)에 의한 전압만이 인가됨을 알 수 있다.

임의의 n 시각에서의 주파수지령 ω_n 은 다음 식으로 주어진다.

$$\omega_n = \frac{\sigma^4 T_n^*}{NR_2 m^2 C^2} + \dot{\theta}_{en} \quad (5)$$

이 식에서 $\dot{\theta}_{en}$ 은 n 시각에서의 전동기 속도로부터 환산된 전기각속도를 의미한다. 토크지령 및 속도 검출 정보로부터 주파수가 식(5)에 의해 결정되며, 식(3)과 식(4)를 통해 전압지령이 연산된다. 따라서, 토크고속응답제어법은 토크지령을 위한 전압지령 연산시 전류의 피드백정보에 의존하지 않고 검출된 속도정보 및 토크지령치에 의해 전압을 피드포워드적으로 결정함을 알 수 있다. 이로써 제안된 토크제어법은 전류의 피드백으로부터 전압지령연산에 소요되는 최대 2~3샘플링의 시간 지연도 무시될 수 없는 고속토크제어에 대단히 유용할 것으로 기대가 된다. 한편, 전압지령치 연산에 복소 고유치 항이 포함되어 있으나 이를 각각 독자적으로 계산할 필요는 없으며 그들의 합과 곱만으로 전압 연산이 가능함을 알 수 있다²⁾.

2.2 속도 추정법

IM의 회로방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 p & mp \\ m(p - j\hat{\theta}_e) & R_2 + L_2(p - j\hat{\theta}_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

토크고속응답제어법에 의해 전류치가 정정시간 Δ 를 매개로 정상상태간을 이행하며, 과도상태를 포함한 어떠한 순간에서도 정상상태에서의 전압지령을 식(3)에 의해 구할 수 있으므로 식(6)에서의 미분연산자 p 는 $j\omega$ 로 치환될 수 있다. 식(6)을 d, q 축 성분으로 분리하면, 다음의 식(7)과 식(8)이 각각 얻어진다.

$$\begin{aligned} u_d &= R_1 x_{1d} - L_1 \omega_n x_{1q} - m \omega_n x_{2q} \\ u_q &= L_1 \omega_n x_{1d} + R_1 x_{1q} + m \omega_n x_{2d} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} 0 &= -m(\omega_n - \hat{\theta}_e)x_{1q} + R_2 x_{2d} - L_2(\omega_n - \hat{\theta}_e)x_{2q} \\ 0 &= m(\omega_n - \hat{\theta}_e)x_{1d} + L_2(\omega_n - \hat{\theta}_e)x_{2d} + R_2 x_{2q} \end{aligned} \quad (8)$$

이들 식에서 파라미터 u_d, u_q 와 ω_n 은 전압지령으로서 토크지령 및 속도정보로부터 마이크로프로세서에서 연산되는 값이며, x_{1d}, x_{1q} 는 모터의 1차측

전류로부터 얻어질 수 있다. 2차저항 R_2 를 일정으로 가정하면, 식(8)에서 미지의 파라미터는 2차전류와 모터속도임을 알 수 있다. 2차전류는 농형 IM의 경우 측정 불가능한 값이나 식(7)로부터 모터정수 및 모터의 1차측 파라미터만에 의한 값으로 간단히 치환될 수 있다.

$$\begin{aligned} x_{2d} &= (-L_1 \omega_n x_{1d} - R_1 x_{1q} + u_q) / m \omega_n \\ x_{2q} &= (R_1 x_{1d} - L_1 \omega_n x_{1q} - u_d) / m \omega_n \end{aligned} \quad (9)$$

따라서, 모터속도는 식(9)를 식(8)에 대입하여 식(10)과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} a \hat{\theta}_e &= b \\ c \hat{\theta}_e &= d \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, 각 변수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a &= R_1 L_2 x_{1d} - \sigma^2 \omega_n x_{1q} - L_2 u_d \\ b &= -(-R_2 L_1 \omega_n x_{1d} - R_1 R_2 x_{1q} + R_2 u_q) + a \omega_n \\ c &= -R_1 L_2 x_{1q} - \sigma^2 \omega_n x_{1d} + L_2 u_q \\ d &= -(R_2 L_1 \omega_n x_{1q} - R_1 R_2 x_{1d} + R_2 u_d) + c \omega_n \end{aligned}$$

식(10)을 만족하는 모터속도는 식(11)에서의 Q 를 최소화하는 값으로부터 식(12)와 같이 구해질 수 있다.

$$Q = (a \hat{\theta}_e - b)^2 + (c \hat{\theta}_e - d)^2 \quad (11)$$

$$\hat{\theta}_e = \frac{ab + cd}{a^2 + c^2} \quad (12)$$

여기서, 기호 “ $\hat{}$ ”는 추정치를 나타낸다. 식(12)의 연산은 모터의 1차전류 검출치와 모터 파라미터 및 마이크로프로세서로부터의 전압지령만으로 구해질 수 있으며 한번의 나눗셈만으로 연산되므로 제어연산 및 제어계의 구축이 대단히 간단하게 된다.

3. 수치 시뮬레이션 결과 및 고찰

3.1 속도추정 시뮬레이션

Fig. 2는 속도추정 수치 시뮬레이션을 위해 상정한 IM의 속도추정 시스템 블록도이다. 콘트롤러는 전압형 PWM 인버터(VSI)로서 캐리어주파수

11kHz, 삼각파 비교 방식, 3상, 200V 전원전압을 갖는 것으로 가정하였다. 샘플링주파수 및 토크 가변시의 정정시간 Δ 는 각각 1ms로 설정하였다.

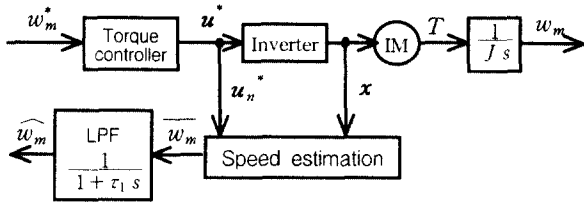


Fig. 2 Block diagram for speed estimation simulation

Table 1 Motor parameters and rated values

parameters	values
rated voltage	200 [V]
frequency	50 [Hz]
torque	16.67 [N · m]
rpm	1265 [rpm]
R_1	0.58 [Ω]
R_2	1.5 [Ω]
L_1	100 [mH]
L_2	108.8 [mH]
m	100.4 [mH]
J	0.03646 [N · m · sec ²]

한편, 시뮬레이션에 사용된 IM는 4극, 3상, 2.2kW, 권선형으로서 정격조건 및 모터정수는 Table 1과 같다. 속도추정을 위해서는 전압지령치와 전류치를 필요로 한다. 특히, 전압지령은 정상상태의 전압 u_n^* 만을 취하고 있음에 주목할 필요가 있다.

PWM 인버터 시뮬레이션에서는 지령전압이 결정되면 이를 반송파인 삼각파와 비교하여 펄스상의 전압을 구하고 이를 제어입력으로 하여 전류를 구한다. 또한, 전류치를 이용하여 전자기적 순시토크를 연산하고 관성모멘트를 고려한 1차지연계를 통해 실제속도를 구하게 된다. 식(12)에 의한 추정속도는 다수의 고조파 성분을 포함한다. 이는 PWM으로 인해 발생된 전류의 리플 성분 영향에 기인한다. 따라서, 이와 같은 영향을 저감시켜 속도항에 나타나는 불필요한 고조파성분을 제거하기 위해 저역통과필터(Low Pass Filter; LPF)를 소프트웨어적으로 설계하고 이를 추정속도 후단부에 삽입하였다. 한편, 이때의 차단주파수(cut off fre-

quency)는 18.85rad/s로 설정하여 Fig. 2에서의 시정수 τ_1 의 값이 53ms가 되도록 설계하였다.

순시 토크 연산시는 모터의 1차측 정보만으로 토크를 연산할 수 있도록 다음과 같이 1차 자속벡터 ϕ_1 을 계산하여 식(14)를 이용하여 구하였다.

$$\phi_1 = L_1 x_1 + m x_2 = \int (v_1 - R_1 x_1) dt \quad (13)$$

$$T = |\phi_1 \times x_1| = N(\phi_{1d} x_{1q} - \phi_{1q} x_{1d}) \quad (14)$$

또한, 전류응답은 식(6)을 상태방정식 표현으로 고친 후 오일러의 1차 근사식을 이용하여 1 μ s의 간격으로 적분하여 구하였다.

실 시스템이 전원전압으로 인한 제약을 받고 있는 점을 감안하여 식(15)와 같은 조건을 설정하였다. 지령전압이 전압제한치를 초과하게 될 경우, 주파수를 식(16)과 같이 미세 조정함으로써 주어진 전원전압을 최대한 이용하여 최단시간에 과도현상 없이 지령토크를 실현할 수 있도록 하였다.

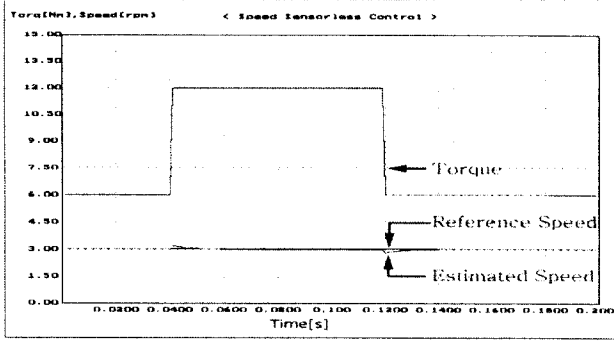
$$|u^*| > U_{max} \quad (15)$$

$$\omega_n = K_\omega(\omega_n - \omega_{n-1}) + \omega_{n-1} \quad (16)$$

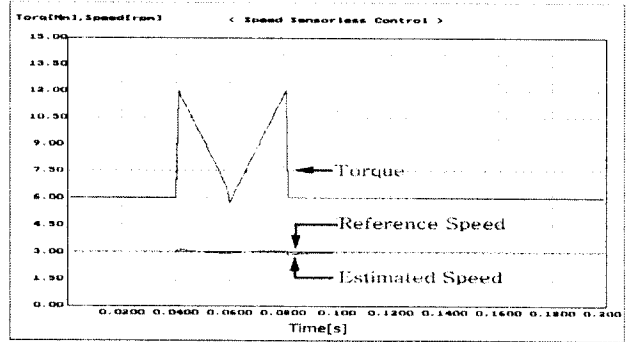
U_{max} 는 삼각파 비교 방식을 취하고 있음을 고려하여 173V로 설정하였고, K_ω 는 $0 < K_\omega \leq 1$ 의 임의의 값을 선택할 수는 있으나 마이크로프로세서의 연산속도를 고려하여, 본 시뮬레이션시에는 0.95로 설정하였다.

우선, 토크고속응답제어를 이용한 속도 추정식의 이론적 타당성을 보이기 위해 PWM이 아닌 방법으로 시뮬레이션한 결과를 Fig. 3에 보인다. Fig. 3에서는 속도지령은 3rpm, 토크지령은 40ms의 시점에서 6N · m에서 12N · m로 스텝상으로 증가시키고, 이를 120ms의 시점에서 다시 6N · m로 스텝상 변화시켰을 경우의 속도추정 결과를 보이고 있다. Fig. 3(a)는 토크응답과 지령속도 및 추정된 속도를, (b)는 이때의 전압지령 및 전류응답을 각각 나타내고 있다. 그림으로부터 설정된 정정시간 동안 토크고속응답제어가 정확히 실현되고 있음을 알 수 있으며, 속도 또한 정확히 추정되고 있음을 알 수 있다.

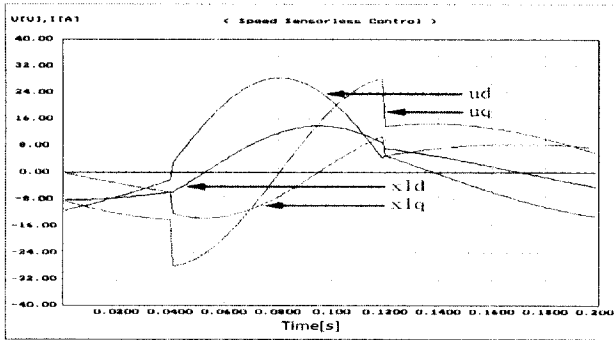
Fig. 4에서는 램프상의 토크지령에 대한 응답과 이때의 속도추정 결과를 보인다. 40ms 동안에 6 N · m에서 12N · m로 급격한 증가·감소를 반복



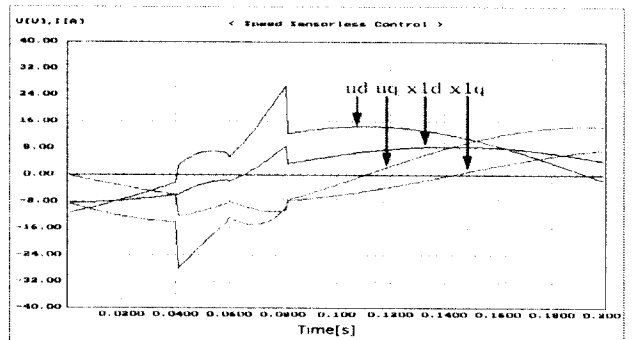
(a) Torque response and estimated speed



(a) Torque response and estimated speed



(b) Voltage reference and current response



(b) Voltage reference and current response

Fig. 3 Torque response and estimated speed under the step torque reference without PWM (simulation)

Fig. 4 Torque response and estimated speed under the ramp torque reference without PWM (simulation)

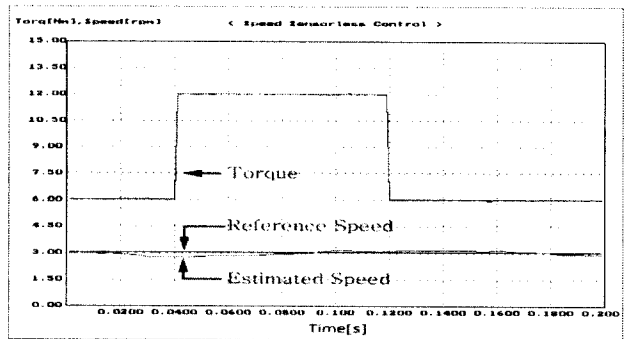
하는 “M”자 형태의 토크지령을 인가했을 경우의 토크응답과 이때의 속도추정 결과 및 전압지령, 전류응답을 각각 보여 주고 있다.

Fig. 3과 Fig. 4에서의 추정속도는 PWM 시뮬레이션이 아니므로 저역통과필터를 통과시키지 않은 값을 나타내고 있다. 그림으로부터 토크응답은 토크지령에 충실히 추종하고 있으며, 이 기간 중에도 추정속도는 지령속도와 잘 일치하고 있음을 알 수 있다.

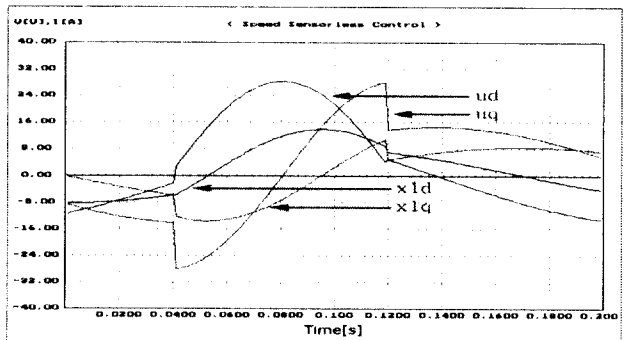
이 결과들로부터 제안된 속도추정 방식은 다양한 토크지령 하에서도 양호한 속도 추정이 가능함을 알 수 있다. 또한, 제안된 방식은 정격토크의 50% 이상의 부하토크 인가시는 1rpm의 저속영역에서도 순시 추정 오차 0.02rpm을 갖는 양호한 속도 추정 방식임이 확인되었다.

이들 결과를 통해 본 논문에서 제안하고 있는 토크고속응답제어를 이용한 속도 추정식의 이론적 타당성이 우선 검증되었다.

Fig. 5와 Fig. 6은 PWM 인버터 사용을 전제로 한 수치 시뮬레이션 결과로서, Fig. 3 및 Fig. 4와 동일한 조건하에서의 수치 시뮬레이션 결과를 나

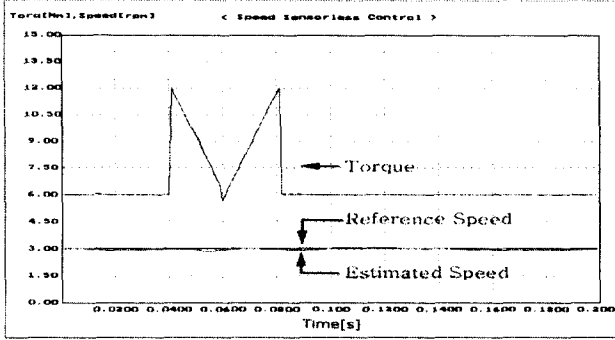


(a) Torque response and estimated speed

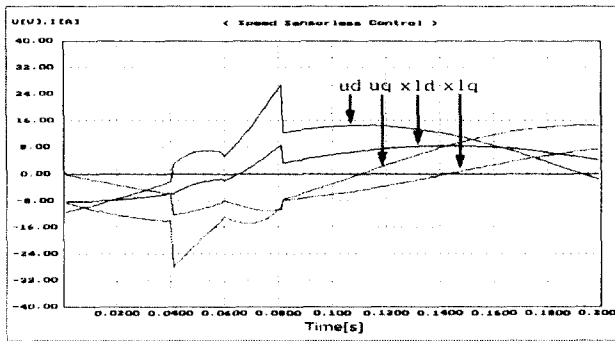


(b) Voltage reference and current response

Fig. 5 Torque response and estimated speed with PWM (simulation)



(a) Torque response and estimated speed



(b) Voltage reference and current response

Fig. 6 Torque response and estimated speed with PWM (simulation)

타내고 있다.

그림으로부터 PWM 채용시에는 스위칭으로 인한 전류의 리플 성분으로 인해 속도추정에 다소 오차는 발생하고 있으나 3rpm과 같은 저속영역에서도 비교적 양호한 속도추정 정도를 보이고 있음을 알 수 있다.

3.2 PI 속도제어기를 이용한 속도센서레스 제어

본 연구에서 제안된 속도센서레스제어법을 전기자동차와 같은 토크제어계에 적용시킬 때에는 앞 절의 수치시뮬레이션만으로도 그 실현 가능성 검토가 가능하다. 이는 전기자동차 시스템이 기본적으로는 토크제어계로서 속도 정도를 그다지 엄격하게 요구하지 않기 때문이다. 그러나, 속도를 정밀히 제어할 필요성이 있는 속도제어계의 적용을 검토할 경우에는 이를 상정한 시뮬레이션이 요구된다.

Fig. 7은 PI(Proportional, Integral) 속도제어기를 이용한 속도센서레스제어 블록도를 나타낸다. 우선, 토크제어기에 사용된 속도 정보는 실제속도를 반영하여 시뮬레이션을 행한다. 설계된 PI제어기를 통해 속도편차를 보정하도록 함과 동시에 이때 추 정속도와 지령속도와 의 일치 여부를 검토하였다.

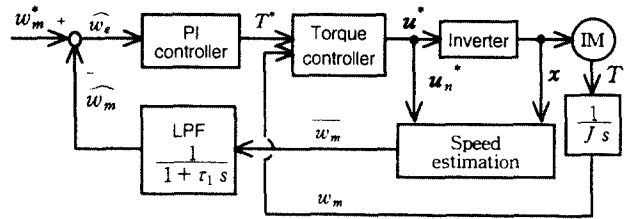


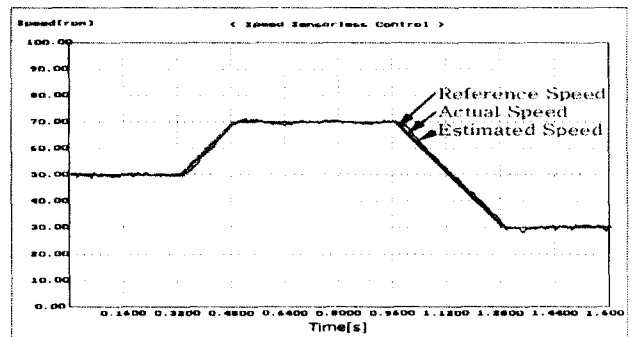
Fig. 7 Block diagram of speed sensorless simulation with PI controller

이때의 실제속도는 모델로 상정한 대상 전동기의 관성모멘트만을 고려하여 식(17)과 같이 구한 값을 사용하였다. 또한, PI게인으로서는 $K_p=2.0$, $K_i=0.00006$ 으로 각각 설정하여 시뮬레이션을 행하였다.

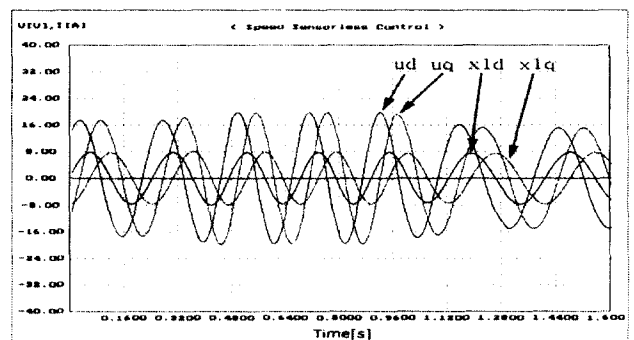
$$rpm = rpm + \Delta rpm \quad (17)$$

여기서, $\Delta rpm = \frac{T(k) - T_L}{J} \Delta$ 이며, Δrpm 은 샘플링시간 Δ 동안 현재의 토크 및 부하토크 T_L 과의 차이에 의해 가속되는 속도를 나타낸다.

Fig. 8 및 Fig. 9는 Fig. 7의 조건하에서 50rpm

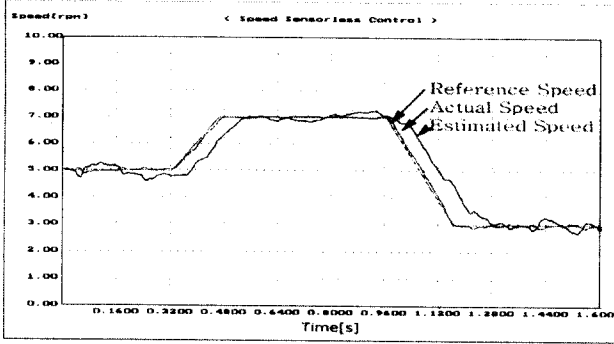


(a) Torque response and estimated speed

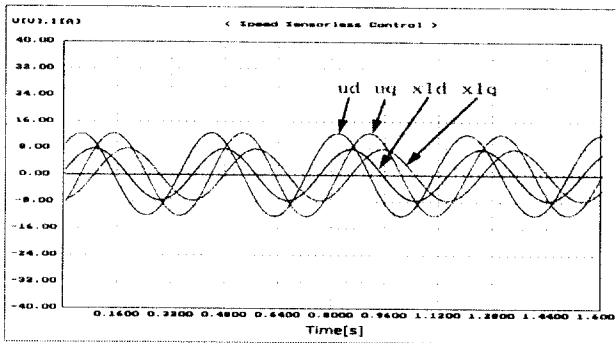


(b) Voltage reference and current response

Fig. 8 Estimated speed under the PI speed control(simulation)



(a) Torque response and estimated speed



(b) Voltage reference and current response

Fig. 9 Estimated speed under the PI speed control(simulation)

에서 70rpm으로 상승 후 30rpm으로 하강 및 5rpm에서 7rpm으로 상승 후 3rpm으로 속도지령을 각각 변화시켰을 때의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 이때 부하토크는 정격토크의 30%를 인가하였다. 고속영역에서는 지령속도와 추정속도가 거의 일치하였으므로, 본 연구의 주된 관심 영역인 수십 rpm 및 수 rpm 영역만을 대상으로 한 속도 제어 결과를 보인다.

이 결과들로부터 수십 rpm 영역에서는 지령속도와 추정속도가 잘 일치하고 있으나 수 rpm 영역에서는 추정속도의 오차가 증가하는 경향을 보이고 있다. 이는 저속영역일수록 전류의 검출치와 실제치와의 오차의 비가 증가하는데 기인하는 것으로 보인다. 3rpm 영역에서의 순시 속도추정 오차는 0.14rpm으로 나타났다.

한편, 지령속도와 추정속도간의 오차(이하 추정속도 오차로 표기)는 부하토크의 크기에 따라서도 다소 변화하는 양상을 보인다. Fig. 10은 부하토크의 크기 변화에 따른 속도 영역별 추정속도 오차를 나타내고 있다. 이 결과로부터 수십 rpm 이상의 고속영역에서는 지령속도와 추정속도가 부하의 크기에 상관없이 잘 일치함을 알 수 있다. 또한,

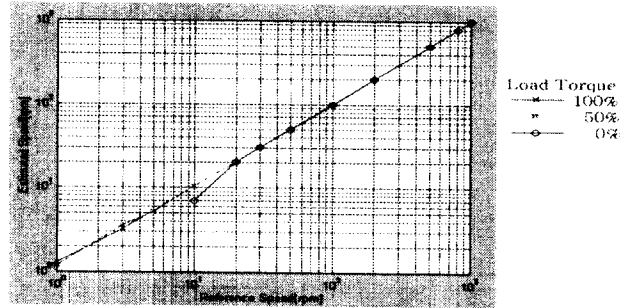


Fig. 10 Estimated speed according to increase of load torque

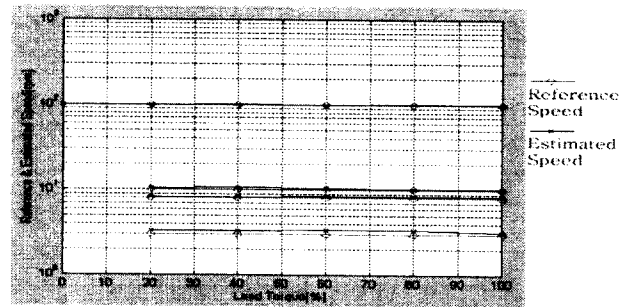


Fig. 11 Estimated speed according to increase of load torque

1rpm과 같은 저속영역에서도 부하토크가 적절히 인가될 경우에는 속도추정이 가능함을 알 수 있다. 그러나, 무부하 조건하에서는 10rpm이하 영역의 속도 추정은 거의 불가능하였다. 이와 같은 결과들은 부하토크가 증가함에 따라 전압지령의 주파수 및 진폭 성분이 증가하므로 검출된 전류치와 실제치와의 오차폭이 상대적으로 작게되어 부하토크가 큰 경우의 추정속도 정도가 향상되기 때문으로 보인다.

Fig. 11은 부하토크 크기를 다단계로 세분화하고 이때의 추정속도 오차를 검토한 결과를 보여주고 있다. 부하토크의 크기가 어느 일정 범위 이하일 경우, 속도 추정치의 오차는 뚜렷한 변화를 보이지 않으나 전반적으로는 부하토크가 증가할수록

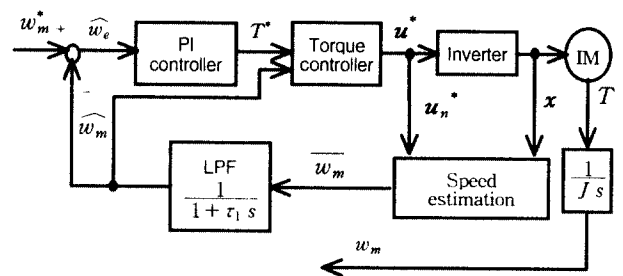
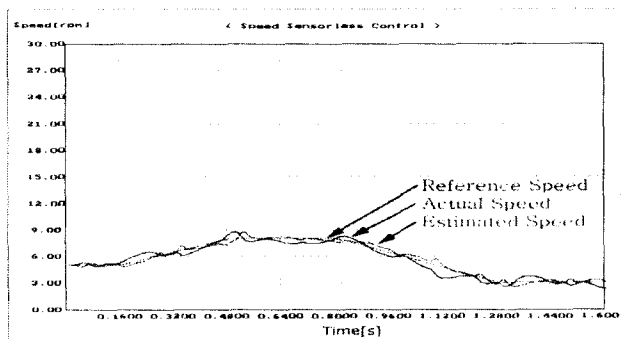


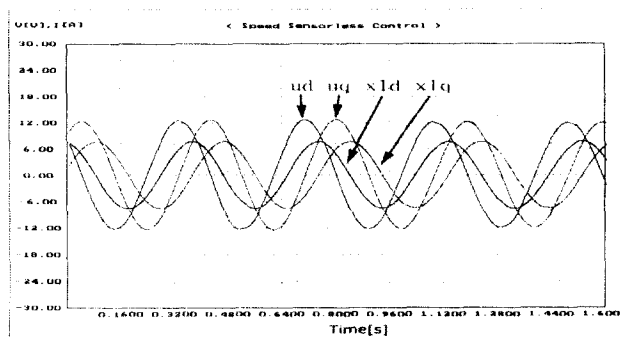
Fig. 12 Block diagram of speed sensorless simulation with PI controller

속도추정 오차가 다소 감소하는 경향을 보여주고 있음을 알 수 있다.

Fig. 12는 실제로 속도센서를 갖지 않는 상황을 상정하여 추정속도만을 이용한 속도센서레스제어를 실현하기 위한 블록도를 나타내며, Fig. 13은 그때의 시뮬레이션 결과를 각각 나타낸다. 이때 부하토크의 크기는 정격토크의 30%로 설정하여 인가하였다.



(a) Torque response and estimated speed



(b) Voltage reference and current response

Fig. 13 Speed sensorless control using estimated speed(simulation)

Fig. 13으로부터 추정속도는 지령속도와 거의 일치하는 경향을 보이고 있으며, 3rpm에서의 최대 오차는 0.25rpm으로 나타났다.

4. 결 언

본 논문에서는 IM의 수 rpm의 저속영역에서의 속도센서레스제어에 주목하여 이를 실현하기 위한 새로운 방안이 제안되었다. 제안된 방법은 토크고속응답제어법을 이용한 속도추정법으로서 유도전동기의 회로방정식으로부터 유도된 이론식에 근거한다. 제안된 방법은 정상분 전압지령치와 1차측 전류치만을 검출하여 쉽게 구현될 수 있으며 제어

연산도 간단하게 구성됨을 보였다. 수치 시뮬레이션을 통해 제안한 속도 추정식의 타당성이 우선 검증되었다. 또한, 전압형 PWM 인버터 사용을 전제로 한 다양한 수치 시뮬레이션을 통하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- 1) 수십 rpm 이상의 영역에서는 지령속도와 추정속도가 잘 일치하였다.
- 2) 수 rpm의 속도영역에서는 부하토크에 따라 추정속도의 오차가 다소 다르게 나타났다. 정격토크의 50%이상의 부하를 인가할 경우 3rpm과 같은 저속영역에서도 속도추정이 가능함을 보였다.
- 3) 무부하 운전시를 상정한 시뮬레이션에서는 수십 rpm 이상의 영역에서는 양호한 속도 추정정도를 보였으나, 수 rpm 영역에서는 정확한 속도추정이 불가능하였다.

향후 2차저항 변동 영향을 고려한 대책등을 강구하고, 현재 진행중인 DSP(Digital Signal Processor)베이스의 실기실험 결과를 토대로 IM의 수 rpm의 저속영역에서도 속도센서레스제어가 실현될 수 있을 것으로 기대된다.

후 기

이 논문은 1997년 한국학술진흥재단의 학술연구비에 의하여 지원되었음.

참고문헌

1. D. W. Norvotny and T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Clarendon Press, Oxford, 1996
2. S. K. Jeong, Y. Fujii and T. Sekiguchi, "A Method to Realize Very Quick Torque Control of Induction Motor Systems with Voltage-Source Inverter", IEE Japan, Vol. 115-D, No. 4, pp. 394~401, 1995
3. Y. Ohmori, H. Fujita and T. Mitsuhashi, "A Spatial Vector Controlled Inverter Motor Drive Without Speed Sensor", Proc. IPEMC'94 Beijing, pp. 466~471, 1994
4. T. W. Kim and A. Kawamura, "Sensorless Slip Frequency Estimation of Induction Motor in the Very Low Speed Region", IEE Japan, Vol. 116-D, No. 6, pp. 652~658, 1996
5. 김영열, 설승기, 박민호, "확장칼만필터를 이용한 유도전동기의 속도 센서 없는 벡터제어",

- 대한전기학회논문지, Vol. 43, No. 1, pp. 27~36, 1994
6. 김성환, 오상호, 권영안, "전류오차수정을 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어", 대한전기학회논문지, Vol. 46, No. 12, pp. 1743~1749, 1997
 7. A. Gastli, M. Iwasaki and N. Matsui, "Speed Sensorless Vector Control of Secondary Flux Controlled Induction Motor", IEE Japan, Vol. 113, No. 1, pp. 87~95, 1993
 8. T. Okuyama, N. Hujimoto, T. Matsui and Y. Kubota, "Vector Control Scheme of Induction Motor without Speed and Voltage Sensors", IEE Japan, Vol. 107, No. 2, pp. 191~197, 1987
 9. H. Kubota and K. Matsuse "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", IEEE Trans. I.A, Vol. 30, No. 5, pp. 1219~1224, 1994
 10. T. H. Chin, I. Miyashita and T. Koga, "Sensorless Induction Motor Drive: An Innovative Component for Advanced Motion Control", Control Eng. Practice, Vol. 5, No. 12, pp. 1653~1659, 1997
 11. Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, 1998
 12. 정석권, 전봉환, 김상봉 "유도전동기의 토크 속도응답제어방식에 근거한 속도 추정법의 제안", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 255~257, 1995
 13. 정석권, 변정환, "피드포워드적 토크속응답제어법을 이용한 유도전동기의 저속영역 속도 추정", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 2172~2174, 1998