

## 2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어

황동일 · 이진국\* · 정석권\*\*

(주)아경, \*부경대학교 대학원 메카트로닉스공학과, \*\*부경대학교 기계공학부  
(2000년 1월 3일 접수)

### Speed Sensorless Control of Induction Motors in the Very Low Speed Region Considering the Secondary Resistance Identification

Dong-Il Hwang, Zhen-Guo Lee\* and Seok-Kwon Jeong\*\*

A-Kyung Ltd., \*Dep. of Mechatronics Eng. Graduate School, \*\*Div. of Mechanical Eng. PKNU

(Received January 3, 2001)

#### Abstract

The speed control without a speed sensor is expected strongly to progress reliability, simplicity and cost performance of Induction Motor(I.M) systems. Also, it contributes to expansion of I.M systems into various industrial application fields. This paper investigates a novel speed sensorless control method of I.M considering the secondary resistance identification based on the transientless torque control technique. Especially, this paper aimed at the identification of the secondary resistance simultaneously with speed estimation superposing of sinusoidal flux wave to a constant flux value. Furthermore, the secondary flux with some frequency is controlled independently on torque control. The proposed speed estimation method is derived from a motor circuit equation theoretically and also it can be conducted easily by detecting primary motor currents and primary voltage commands at every sampling time. Some numerical simulations with the assumption of using a pulse width modulation(PWM) voltage source inverter are performed to verify the proposed method.

#### 서 론

산업용으로서 널리 사용되고 있는 농형유도모터(I.M)는, 직류모터처럼 브러쉬와 정류자가 필요 없을 뿐더러, 회전자에도 자석을 사용하지 않으므로, 대전류에 의한 브러쉬나 정류자의 마모 및 자

석의 감자작용이 없어, 이상적인 모터로 인지되어 왔다. 이 전동기는 자신이 갖는 이러한 이상적인 특징에도 불구하고 일정 크기의 부하영역하에서 주파수에 대응하는 정속 운전 특성을 가지고 있기 때문에, 종래에는 줄곧 定速度 모터로써만 사용되어 왔다. 이는 주파수를 가변하기 어려웠던 기술

적 제약요인에 기인한다. 그러나, 최근 들어, 파워 일렉트로닉스기술의 비약적인 발전에 힘입어, 현재는 가변속모터로서 다양한 분야에서 그 위력을 발휘하고 있으며<sup>1)</sup>, 향후, 선박 자동화 분야에도 다수 사용될 것으로 기대되고 있다.

유도전동기의 가변속제어법 가운데 가장 대표적인 벡터제어법은 유도모터의 모델을 직류모터 모델과 등가하게 1차전류를 여자전류와 토크전류로 분해하여 이들을 독립적으로 제어한다. 이로써 유도모터도 직류모터와 같은 고정도 순시토크제어의 실현이 가능하게 되었다<sup>2,3)</sup>.

이러한 벡터제어법의 구현에는 속도정보가 필수적인데, 이 속도정보는 일반적으로 모터 축에 장착된 엔코더 등의 물리적 센서를 통해 얻고 있다. 이와 같은 센서들은 모터 제작비의 상승과 유도모터가 갖는 강건성을 해치는 주요인이 되며, 신호선에 혼입되는 노이즈로 인해 원격제어를 어렵게 하는 원인으로 된다. 또한, 특수 환경하에서의 구동, 초고속 구동을 통한 유도모터 시스템의 적용분야의 다변화를 위해서도 속도센서 없이 속도제어를 행하는 다양한 속도센서리스제어가 요구되고 있으며, 많은 연구가 진행되고 있다<sup>4)</sup>.

그러나, 유도모터의 전 속도 범위에서의 속도센서리스제어에는 아직 이르지 못하고 있는 실정이다. 그 주된 원인으로는 저속영역에서의 엄밀한 속도추정의 곤란함과 운전중 그 값이 큰 폭으로 변화하여 속도추정에 영향을 미치는 2차저항의 동시 동정의 어려움을 대표적으로 들 수 있다<sup>5)</sup>.

본 연구에서는 유도모터의 2차저항 동정이 가능하면서도 저속에서 속도추정이 용이한 속도센서리스제어방식을 제안함을 목적으로 한다. 이를 위해, 우선 출력토크와 2차자속의 크기를 파라미터로 하는 순시토크제어법에 근거한 속도추정법을 제안하고, 전압형 PWM 인버터 시뮬레이션을 통해 속도 추정결과를 보인다. 특히 2차자속의 실효치를 소정 진폭 및 주기를 갖는 싸인파형으로 가변시킴으로써 운전중 변동하는 2차저항을 속도추정과 동시에 동정함으로써 2차저항 변동하에서도 양호한 속도센서리스제어가 실현됨을 보인다.

본 연구에서 제안된 속도센서리스 제어법은 유

도모터의 회로방정식으로부터 이론적으로 유도된 속도추정식에 근거하며, 유도기의 지령전압과 1차전류의 검출에 의해 용이하게 실현될 수 있다. 특히, 제안된 방법은 2차자속을 교류성분이 중첩된 형태로 제어하면서도 토크 및 속도응답과는 독립적으로 제어한다는 특징을 갖고 있다.

## 재료 및 방법

### 1. 2차자속을 파라미터로 하는 순시토크제어법

#### 1.1 유도모터의 수학적모델과 순시토크

유도모터의 회로방정식은 회전자를 고정자축으로, 3상을 2상으로 환산한 교류좌표계에서 식(1)과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 D & MD \\ M(D - j\dot{\theta}_e) & R_2 + L_2(D - j\dot{\theta}_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

식에서  $D$ 는 미분연산자를,  $\dot{\theta}_e(d\theta_e/dt)$ 는 전기각 속도도, 고정자  $u$ 상을 기준으로 한 회전자와의 전기각  $\theta_e$ 의 미분치이다.  $R_1, R_2$ 는 고정자와 회전자 저항,  $L_1, L_2$ 는 고정자와 회전자 인덕턴스,  $M$ 는 상호인덕턴스를 나타낸다. 또한, 변수  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{u}_1$ 은 복소변수로서 1차전류, 2차전류, 전동기 인가전압을 각각 나타낸다. 복소 표현에서  $d$ 축과  $q$ 축은 고정자축으로 환산된 2상교류좌표계에서의 실수부와 허수부에 각각 대응하고 있다.

$IM$ 가 발생하는 전자기적인 순시토크는 일반적으로  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$ 를 이용하여 식(2)와 같이 표현된다.

$$T = PM \text{Im} [\mathbf{x}_1, \bar{\mathbf{x}}_2] \quad (2)$$

여기서,  $p$ 는 극대수,  $\text{Im}$ 은 허수부를, 그리고 기호 “ $-$ ”는 공액복소수를 각각 의미한다.

1.2 2차자속을 파라미터로 하는 순시토크 제어법  
자속을 파라미터로 하는 전압지령을 생성하기 위하여 1차자속 및 2차자속은 일반적으로 식(3)과 같이 정의된다.

$$\lambda_1 = L_1 \mathbf{x}_1 + M \mathbf{x}_2 \quad (3-a)$$

$$\lambda_2 = M \mathbf{x}_1 + L_2 \mathbf{x}_2 \quad (3-b)$$

2차자속 및 2차전류는 일정크기와 각속도로 회전하는 벡터로서 다음과 같이 가정할 수 있다.

$$\lambda_2(t) = \lambda_0(t) \cdot e^{j\theta_e} \quad (4-a)$$

$$\mathbf{x}_2(t) = \mathbf{x}_{02}(t) \cdot e^{j(\theta_e + g(t))} \quad (4-b)$$

여기서,  $\lambda_0$ ,  $\mathbf{x}_{02}$ 는 스칼라로 시간  $t$ 에 대한 함수이고,  $g(t)$ 는 2차자속과 2차전류와의 위상차를 나타낸다. 이하에서는 표기상의 편의를 위하여  $f(t)$ 를  $f$ 로,  $g(t)$ 를  $g$ 로 각각 기술한다.

2차전류를 구하기 위해 식(1)의 2차측 방정식을 전개하여  $\lambda_2$ 에 대해 정리하고, 식(3-b)를 대입하면 다음식을 얻는다.

$$\dot{\lambda}_2 - j\dot{\theta}_e \lambda_2 + R_2 \mathbf{x}_2 = 0 \quad (5)$$

여기서, 2차전류와 2차자속의 외적이 토크이므로 (6-a)의 토크식을 정의하고 2차전류를 유도한다.

$$p\lambda_0 \cdot x_{02} \cdot \sin(-g) = T \quad (6-a)$$

$$x_{02} = \frac{T}{p\lambda_0 \sin(-g)} \quad (6-b)$$

식(5)에 식(4-a), 식(4-b)를 대입하고, 여기에 식(6-b)를 대입하면 식(7)을 얻는다.

$$\dot{\lambda}_0 - jf\dot{\lambda}_0 = \frac{R_2 T}{p\lambda_0} \cot g + j \left( \frac{R_2 T}{p\lambda_0} + \dot{\theta}_e \lambda_0 \right) \quad (7)$$

이를 실수부와 허수부로 각각 분리하면, 식(8) 및 식(9)가 구해진다.

$$\dot{\lambda}_0 = \frac{R_2 T}{p\lambda_0} \cot g = \frac{R_2 T}{p\lambda_0} \delta \quad (\delta \equiv \cot g) \quad (8)$$

$$\dot{f} = \frac{R_2 T}{p\lambda_0^2} + \dot{\theta}_e \quad (9)$$

식(9)는 각주파수 지령이 토크지령과 현재의 속도 및 2차자속지령치 그리고 모터 파라미터인 2차저항을 이용하여 연산됨을 보여준다.

식(4-b)에 식(6)을 대입하여 식(10)과 같이 2차전류를 2차자속에 관한 파라미터로 나타내고, 이 식을 식(3-b)에 대입하면 1차전류도 식(11)과 같이 2차자속에 관한 파라미터로 표현된다.

$$\mathbf{x}_2 = -\frac{\lambda_0}{R_2} e^{jf} - j \frac{T}{p\lambda_0} e^{jf} \quad (10)$$

$$\mathbf{x}_1 = \left\{ \left( \frac{\lambda_0}{M} + \frac{L_2}{MR_2} \lambda_0 \right) + j \frac{L_2 T}{pM\lambda_0} \right\} e^{jf} \quad (11)$$

2차자속을 파라미터로 하여 표현된 1차 및 2차측 전류인 식(10)과 식(11)은 시간에 관한 과도현상을 갖고 있지 아니하다. 따라서, 이와 같은 전류치가 실현되도록 전압제어를 수행한다면 과도현상을 수반하지 않는 순시토크 제어가 가능함을 식(2)로부터 알 수 있다.

전압지령은 회로방정식 (1)의 1차측에 관한 식에, 1차자속과 1차전류인 식(11)을 대입함으로써 구할 수 있다.

$$\mathbf{u}_1^* = \left[ \frac{\sigma^2}{M} \left( \frac{b\lambda_0^* + \dot{\lambda}_0^*}{R_2} + j \frac{\dot{T}^*}{p\lambda_0^*} \right) + \frac{\lambda_0^* \sigma^2}{MR_2} \left\{ a + jb \left( \frac{R_2 T^*}{p\lambda_0^{*2}} \right) - \left( \frac{R_2 T^*}{p\lambda_0^{*2}} \right)^2 \right\} \right] e^{jf} \quad (12)$$

여기서, 기호 "\*"는 지령치를 나타내고,  $a$ 와  $b$ 는 다음으로 주어지는 값이다.

$$a \equiv \frac{R_1 R_2 + j\dot{\theta}_e R_2 L_1}{\sigma^2}, \quad b \equiv \frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{\sigma^2} + j\dot{\theta}_e$$

식(12)는 1차전류 및 2차전류를 식(10) 및 식(11)과 같이 제어가능한 전압지령이므로 결과적으로 전류를 항상 과도현상이 없는 정상상태로 제어 가능함을 알 수 있다. 또한, 식(2)로부터 순시토크를 과도현상 없이 제어가능한 지령치임을 알 수 있다.

이상에서 검토한 순시토크 제어는 토크지령 가변과 같은 과도시에 토크 미분항을 포함한 과도전압을 지령전압에 포함시킴으로써 1차측 및 2차측 전류를 항상 정상상태로 제어할 수 있는 토크속응 제어법임을 알 수 있다.

## 2. 속도센서리스 제어

### 2.1 속도 추정법

회로방정식 (1)은 1차측, 2차측으로 분리하여 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{u}_1 = R_1 \mathbf{x}_1 + L_1 \dot{\mathbf{x}}_1 + M \dot{\mathbf{x}}_2 \quad (13)$$

$$0 = M\dot{x}_1 - jM\dot{\theta}_e x_1 + R_2 x_2 + L_2 \dot{x}_2 - jL_2 \dot{\theta}_e x_2 \quad (14)$$

이들을 다시  $d$ 축과  $q$ 축 성분으로 분해하여  $\dot{\theta}_e$ 에 관해 정리하면 아래식과 같은 두 방정식을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} a\dot{\theta}_e &= b \\ c\dot{\theta}_e &= d \end{aligned} \quad (15)$$

여기서,

$$\begin{aligned} a &= Mx_{1q} + L_2 x_{2q} \\ b &= L_2 R_1 x_{1d} / M + (L_1 L_2 - M^2) \dot{x}_{1d} / M \\ &\quad - R_2 x_{2d} - L_2 u_d / M \\ c &= Mx_{1d} + L_2 x_{2d} \\ d &= -L_2 R_1 x_{1q} / M - (L_1 L_2 - M^2) \dot{x}_{1q} / M \\ &\quad + R_2 x_{2d} + L_2 u_q / M \end{aligned}$$

식(15)를 만족하는 모터속도는 식(16)에서의  $Q$ 를 최소화하는 값으로부터 식(17)과 같이 쉽게 구해질 수 있다.

$$Q = (a\dot{\theta}_e - b)^2 + (c\dot{\theta}_e - d)^2 \quad (16)$$

$$\hat{\theta}_e = \frac{ab + cd}{a^2 + c^2} \quad (17)$$

여기서, 기호 “ $\hat{\quad}$ ”는 추정치를 나타낸다. 계수  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$ 는 2차전류항을 포함하고 있으나 실제적으로 이 2차전류항은 식(10)을 이용하여 전동기 파라미터와 자속, 토크지령으로부터 쉽게 구해진다. 식(17)의 연산은 모터의 1차전류 검출값과 모터 파라미터 및 마이크로프로세서로부터의 전압지령으로부터 구해질 수 있으므로 제어연산 및 제어계의 구축이 비교적 간단하게 된다.

## 2.2 2차자속을 이용한 2차저항 동정법

순시토크 제어에서 각주파수 지령을 포함한 전압지령치는 1차전류의 피드백에 의존하지 않는 피드포워드적인 방법으로 연산되고 있다. 또한, 식(9) 및 식(12)에서 알 수 있듯이 지령치 연산에는 2차저항값을 포함한 5개의 모터 파라미터를 필요로 하고 있다. 이 가운데서도 특히 2차저항은 모터의 운전중에 그 값이 크게 변동하는 파라미터

로서 운전중 그 값이 최초의 설정치와 차이가 있을 경우, 이들 연산에 오차를 발생시켜 앞서 기술한 순시토크 제어가 만족하게 수행되지 않는다. 따라서, 정확한 순시토크 제어와 이를 바탕으로 한 엄밀한 속도추정을 위해서는 변동하는 2차저항치의 동정이 필수적이다.

2차저항의 동정에 관한 연구로는 다수의 방법들이 제안되어져 있다. 본 연구에서는 2차자속 정보를 이용한 2차저항 동정법<sup>1)</sup>에 관해 간단히 그 개요를 보인다.

식(9)로부터 실수부만을 이용하면 다음과 같다.

$$x_{1d} = \frac{\lambda_0}{M} + \frac{L_2}{MR_2} \dot{\lambda}_0 \quad (18)$$

이 식으로부터 2차저항은 다음과 같이 동정될 수 있다.

$$\hat{R}_2 = \frac{L_2 \dot{\lambda}_0}{Mx_{1d} - \lambda_0} \quad (19)$$

식(19)에서 알 수 있듯이 2차저항은 1차전류치의 검출정보 및 2차자속과 2차자속의 미분정보를 구함으로써 쉽게 동정될 수 있다. 또한, 2차저항 동정시에는 2차자속의 미분정보가 필요하므로 2차자속을 교류가 중첩된 형태로 제어해야함을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 2차자속을 교류가 중첩되는 형태로 순시토크지령과는 독립적으로 제어가 가능하므로 식(19)의 실현은 용이하게 이루어진다.

## 시뮬레이션 결과 및 고찰

컨트롤러는 전압형 PWM 인버터로서 캐리어 주파수 11[kHz], 삼각파 변조방식, 샘플링주파수 및 토크 가변시의 정정시간은 1[ms]로 설정하였다. 시뮬레이션에 사용된 유도전동기는 4극, 3상, 1.5[kW], 농형으로서 정격조건은 220[V],

Table 1. Motor Parameters

$R_1$	4.426	$R_2$	4.426	$[\Omega]$
$L_1$	234.45	$L_2$	234.45	$[mH]$
$M$	223.18	$J$	0.03646	$[N \cdot m \cdot s^2/rad]$

60[Hz], 1720[rpm]이며, 전동기의 정수는 Table 1과 같다.

Fig. 1은 구현하려고 하는 속도센서리스 제어 시스템의 시뮬레이션 블록도이다. 지령전압과 검

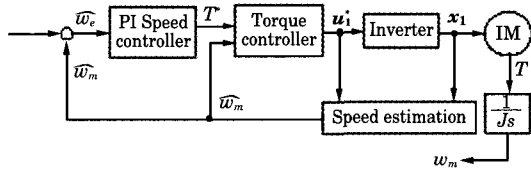
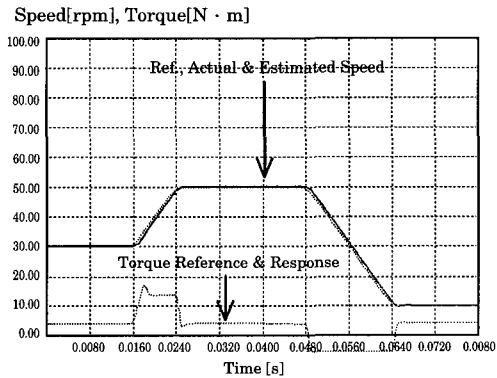


Fig. 1. Block diagram of speed sensorless simulations with PI controller.

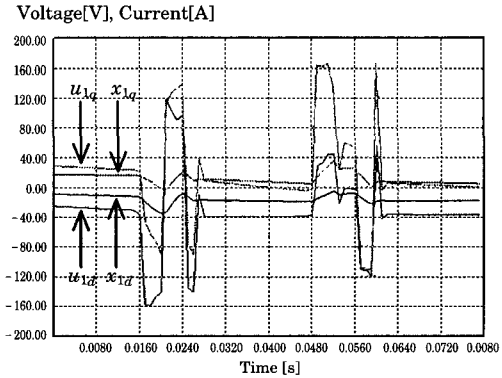
출되는 1차전류에 의해 추정된 속도( $\hat{\omega}_m$ )를 속도제어기와 토크제어기의 입력으로 사용하였고, 실제 속도( $\omega_m$ )는 출력토크에 기계적인 관성을 고려하여 연산한 값을 사용하였다.

Fig. 2부터 Fig. 5까지는 Fig. 1의 조건하에서 시뮬레이션을 수행한 결과이다. 부하토크의 크기는 정격토크의 약 50[%]인 4[N·m]로 설정하였고, 속도제어기는 PI제어기를 사용하였다. 그림에서 점선은 지령속도를, 실선은 응답속도를 각각 나타낸다.

Fig. 2와 Fig. 3은 30-50-10[rpm]의 가변 속도지령을 주었을 때, Fig. 4와 Fig. 5는 3-5-

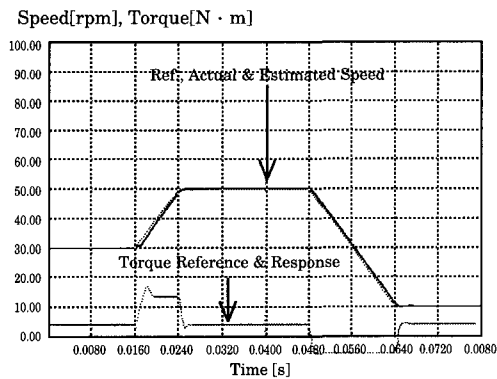


(a) Torque response and estimated speed

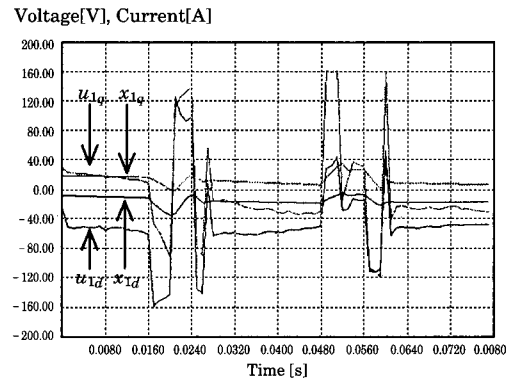


(b) Voltage reference and current response in  $d,q$  axes

Fig. 2. Speed sensorless control using estimated speed without PWM (simulation).

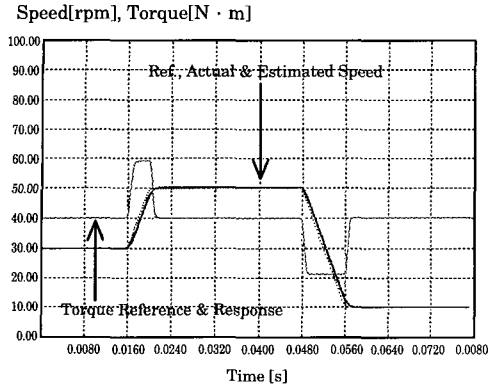


(a) Torque response and estimated speed

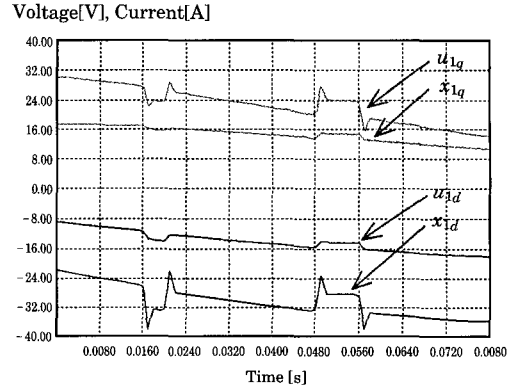


(b) Voltage reference and current response in  $d,q$  axes

Fig. 3. Speed sensorless control using estimated speed with PWM (simulation).

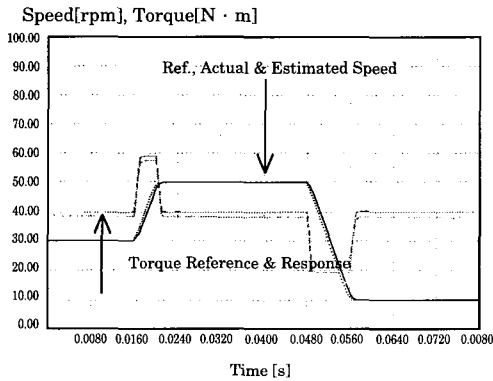


(a) Torque response and estimated speed

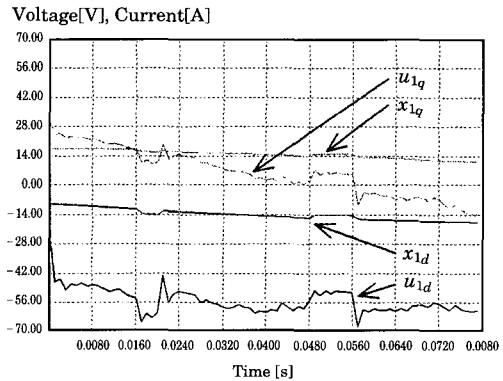


(b) Voltage reference and current response in  $d, q$  axes

Fig. 4. Speed sensorless control using estimated speed without PWM (simulation).



(a) Torque response and estimated speed



(b) Voltage reference and current response in  $d, q$  axes

Fig. 5. Speed sensorless control using estimated speed with PWM (simulation).

1[rpm]의 가변 속도지령을 주었을 때의 속도응답과 토크응답, 전압지령과 전류응답을 각각 보인다. Fig. 2와 Fig. 4는 PWM을 고려하지 않았을 때의 결과이고 Fig. 3과 Fig. 5는 PWM을 고려했을 때의 결과이다. 그림으로부터 알 수 있듯이, 속도지령에 추종하는 양호한 속도센서리스 제어가 이루어지고 있음을 알 수 있다.

Fig. 6은 2차자속지령을  $\lambda_0 = 0.559(1 + 0.1\sin(10t))$ 와 같은 교류를 중첩한 형태로 제어할 경우의 속도응답과 토크응답을 보이고, 이때의 2차저항을 동정한 시뮬레이션 결과를 보인다. Fig. 6(a)

와 같은 2차자속지령에 대해 수[rpm]의 속도영역에서도 양호한 토크제어와 속도센서리스제어가 가능함을 알 수 있고, 이때 2차저항은 동정식을 통해 실제 2차저항값으로 수렴함을 알 수 있다.

### 결론

본 연구에서는 2차자속을 파라미터로 하는 순시토크제어법에 근거한 속도센서리스 제어방식을 제안하였고, 2차자속 정보를 이용하여 운전중 변동하는 2차저항을 속도추정과 동시에 동정할 수

2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어

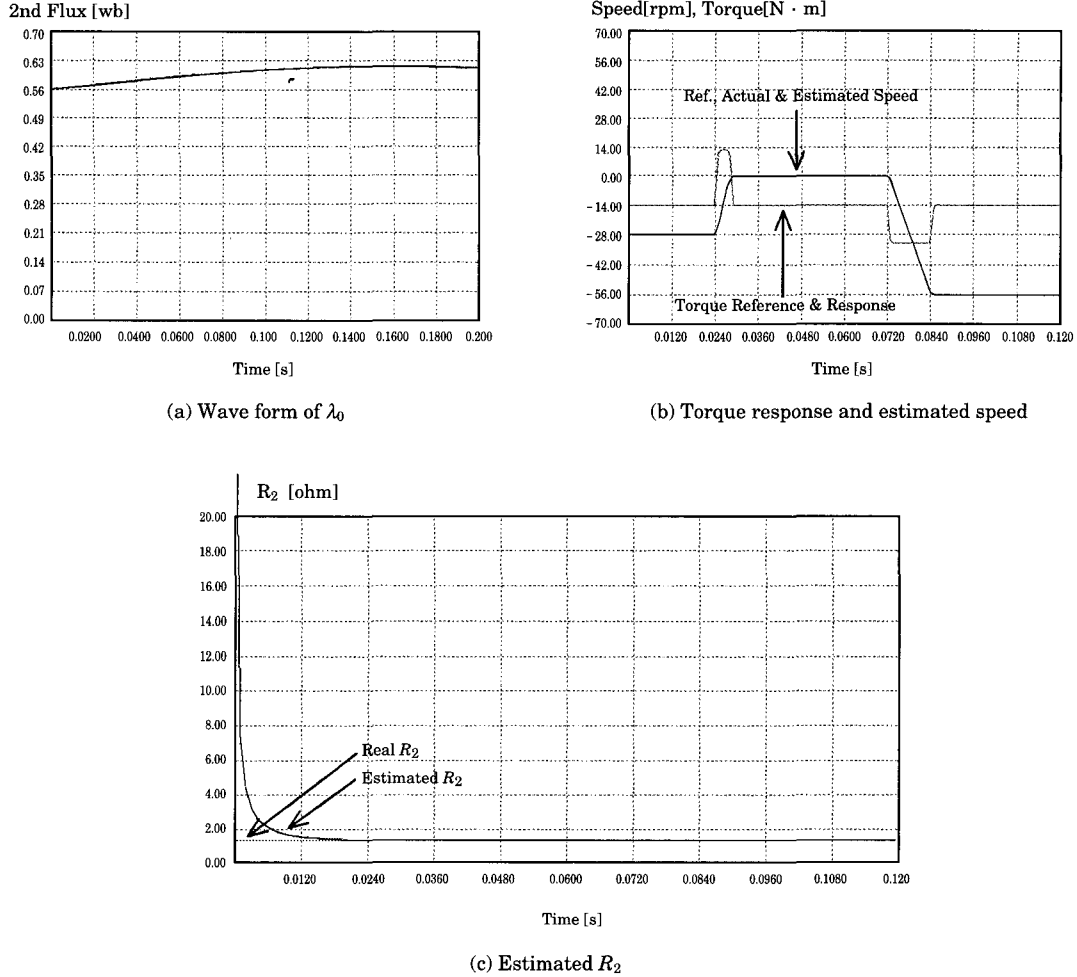


Fig. 6. Wave form of  $\lambda_0$ , estimated speed, torque response and estimated  $R_2$  under the sinusoidal  $\lambda_0$  without PWM (simulation).

있음을 제시하였다. 수치시뮬레이션을 통해 얻은 결과는 다음과 같다.

- 1) 2차자속을 교류를 중첩한 형태로 토크응답, 속도응답과는 독립적인 제어가 가능하다.
- 2) 수치실험상으로 무부하시 0[rpm]을 포함하는 저속영역에서도 양호한 속도추정이 이루어졌다.
- 3) 위의 속도추정을 바탕으로 수[rpm]대의 저속영역에서 양호한 속도센서리스제어가 이루어졌다.
- 4) 2차저항값은 제안된 동정식을 통해 실제 2차

저항값에 수렴하는 특성을 보임으로써 2차저항의 동시동정과 속도센서리스제어가 가능함을 확인하였다.

참고문헌

1. 林知宏(1999) : 誘導電動機の二次磁束をパラメータとする瞬時トルク制御における電壓指令の實現法, 横浜國立大學大學院修士論文.
2. Norvotny, D.W. and Lipo, T.A.(1996) : Vector Control and Dynamics of AC Drives, Clarendon

- Press · Oxford.
3. Peter Vas.(1998) : **Sensorless Vector and Direct Torque Control**, Oxford University Press.
  4. 정석권 · 황동일 · 유삼상(1999) : 2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 속도센서리스 제어방식에 대한 검토, 한국동력기계공학회 춘계 학술대회논문집, 307~313.
  5. Kubota, H. Yoshihara, D. and Matsuse, K. (1997) : **Resistance Adaptation for Sensorless Vector Controlled Induction Machines**, IEE Japan, Vol. 177 - D, No. 8, 940~945.
  6. 황동일(2000) : 2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어, 부경대학교 석사 학위논문.
  7. 황동일 · 정석권(2000) : 2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어, 대한전기학회 하계 학술대회 논문집, 1042~1045.
  8. 정석권 · 변정환(1998) : 피드포워드적 토크속응제어법을 이용한 유도전동기의 저속영역 속도 추정, 대한전기학회 하계 학술대회 논문집, 2172~2174.