2000년도 대한전기학회 하계학술대회 논문집 2000.7.17-20

2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어

황동일, 정석권
부경대학교 대학원 메카트로닉스공학과, 부경대학교 기계공학부

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

D. I. Hwang, S. K. Jeong
Dep. of Mechatronics Eng. Graduate School, Div. of Mechanical Eng. PKNU

Abstract - Speed control without speed sensor is expected strongly to progress reliability, simplicity and cost performance of I.M and to expand its application part. This paper investigates a novel speed estimation 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. For this, the secondary flux with some frequency is controlled independently on torque. 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 and experimental results are performed to verify the proposed method

1. 서 론

벡터제어법은 I.M의 고정도 토크 제어방식으로서 I.M시스템을 직류기와 동등한 속도응답을 갖게 하기에 이르렀다. 벡터제어법의 구현에는 속도정보가 필요하며, 일반적으로 모터 축에 장착된 엔코더등의 센서를 통해 얻고 있다. 이들 센서들은 모터 제작비의 상승과 I.M가 갖는 고유의 강건성을 해치는 주된 요인이 되며, 신호선에 혼입하는 노이즈의 영향으로 인해 원격제어를 어렵게 하는 원인이 된다. 이러한 문제점들을 해결하여 I.M시스템의 적용 분야의 다변화를 위해 속도센서를 장착하지 않고 속도제어를 행하는 속도센서리스 제어법들이 개발되고는 있다[1)-4)]. 그러나, 아직 I.M의 전 속도 범위에서의 속도센서리스제어에는 이르지 못하고 있는 실정이다. 그 주된 원인으로는 저속영역에서의 엄밀한 속도추정의 곤란함과 운전중 그 값이 변화하여 속도추정 정도에 영향을 미치는 2차저항의 동시 동정의 어려움 등을 대표적으로 들 수 있다.

본 논문에서는 I.M의 2차저항 동정이 가능하면서 저속영역에서도 속도 추정이 용이한 속도센서리스 제어방식을 제안한다. 이를 위해 우선 본 논문에서는 2차자속을 파라미터로 하는 순시토크제어법[1)]에 근거한 속도센서리스 제어방식을 제안하고, 전압형 PWM 인버터 시뮬레이션 및 DSP를 이용한 실기실험을 통한 속도센서리스 제어 결과를 보인다. 또한, 2차자속정보를 이용하여 운전중 변동하는 2차저항을 속도추정과 동시에 동정할 수 있음을 보인다.

본 논문에서 제안된 속도센서리스 제어법은 모터의 회로방정식으로부터 이론적으로 유도된 속도 추정식에 근거하며, 모터의 지령전압과 1차전류 검출에 의해 용이하게 실현될 수 있다. 특히, 제안된 방법은 2차저항을 동정하기위해 2차자속을 교류성분을 중첩한 형태로 제어하더라도 토크응답과 속도응답에 영향을 주지 않는다는 특징이 있다.

2. 2차자속을 파라미터로 하는 순시토크 제어법

I.M의 회로방정식은 회전자를 고정자축으로 환산한 교류좌표계에서 식(1)과 같이 주어진다.

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

식(1)에서 $\dot{\theta}_e (d\theta/dt)$는 전기각속도, D는 미분연산자를, 그리고 변수 $\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{x}_2, \boldsymbol{u}_1$ 은 복소변수로서 1차전류, 2차전류, 전압을 나타내며 d축은 실수부, q축은 허수부에 각각 대응하고 있다.

I.M가 발생하는 전자기적인 순시토크는 일반적으로 $\boldsymbol{x}_1, \boldsymbol{x}_2$를 이용하여 식(2)와 같이 표현된다.

$$T = pM \mathrm{Im}\,[\boldsymbol{x}_1 \overline{\boldsymbol{x}_2}] \tag{2}$$

여기서, p는 극대수, Im은 허수부를 그리고 기호 "—"는 공액복소수를 각각 의미한다. 자속을 파라미터로하는 전압지령을 생성하기위하여 1차자속 $\boldsymbol{\lambda}_1$ 및 2차자속 $\boldsymbol{\lambda}_2$를 정의하면 식(3)과 같다.

$$\boldsymbol{\lambda}_1 = L_1 \boldsymbol{x}_1 + M \boldsymbol{x}_2 \tag{3-a}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_2 = M \boldsymbol{x}_1 + L_2 \boldsymbol{x}_2 \tag{3-b}$$

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

$$\boldsymbol{\lambda}_2(t) = \lambda_0(t) \cdot e^{jf(t)} \tag{4-a}$$

$$\boldsymbol{x}_2(t) = x_{02}(t) \cdot e^{j(f(t) + g(t))} \tag{4-b}$$

여기서, λ_0, x_{02}는 스칼라로 시간 t에 대한 함수이고, $g(t)$는 2차자속과 2차전류와의 위상차를 나타낸다. 이하에서는 표기상의 편의를 위하여 $f(t)$를 f로, $g(t)$를 g로 각각 기술한다.

2차전류를 구하기 위해 식(1)의 2차측 방정식을 전개하여 $\boldsymbol{\lambda}_2$에 대해 정리하고, 식(3-b)를 대입하면 다음과 같다.

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}}_2 - j\dot{\theta}_e \boldsymbol{\lambda}_2 + R_2 \boldsymbol{x}_2 = 0 \tag{5}$$

2차전류와 2차자속의 외적이 토크이므로 다음의 토크식

을 정의한다.

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

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

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

이 식의 허수부만을 취하면 각주파수 지령에 관한 식(8)이 구해진다.

$$f = \frac{R_2 T}{p\lambda_0^2} + \dot{\theta}_e \tag{8}$$

식(6)을 식(4-b)에 대입하여 구한 2차전류와 이 2차전류를 식(3-b)에 대입하여 구한 1차전류는 다음과 같다.

$$x_1 = \left\{\left(\frac{\lambda_0}{M} + \frac{L_2}{MR_2}\dot{\lambda}_0\right) + j\frac{L_2 T}{pM\lambda_0}\right\}e^{jf} \tag{9}$$
$$x_2 = -\left(\frac{\dot{\lambda}_0}{R_2} + j\frac{T}{p\lambda_0}\right)e^{jf} \tag{10}$$

2차자속을 파라미터로 하여 표현된 1차 및 2차측 전류인 식(9)와 식(10)은 과도항을 갖고 있지 아니하다. 따라서 이와 같은 전류치가 되도록 전압제어를 수행한다면 토크의 과도현상을 수반하지 않는 순시토크 제어가 가능함을 식(2)로부터 알 수 있다.

전압지령은 회로방정식 식(1)의 1차측에 관한 식에, 1차전류인 식(9)와 1차자속인 식(11)을 대입함으로써 식(12)와 같이 구해진다.

$$\lambda_1 = \left\{\frac{L_1\lambda_0}{M} + j\frac{\sigma^2}{pM\lambda_0}T + \frac{\sigma^2}{MR_2}\dot{\lambda}_0\right\}e^{jf} \tag{11}$$

$$u_1^* = \left[\frac{\sigma^2}{M}\left(\frac{b\dot{\lambda}_0^* + \ddot{\lambda}_0^*}{R_2} + j\frac{\dot{T}^*}{p\lambda_0^*}\right) + \frac{\lambda_0^*\sigma^2}{MR_2}\left\{a + jb\left(\frac{R_2 T^*}{p\lambda_0^{*2}}\right) - \left(\frac{R_2 T^*}{p\lambda_0^{*2}}\right)^2\right\}\right]e^{jf} \tag{12}$$

여기서, $a = \frac{R_1R_2 + j\dot{\theta}_e R_2 L_1}{\sigma^2}$, $b = \frac{R_1L_2 + R_2L_1}{\sigma^2} + j\dot{\theta}_e$,
기호 "*"는 지령치를 나타낸다.

이상에서 검토한 순시토크 제어는 토크지령 가변시에 토크 미분항을 포함한 전압지령을 인가함으로써 1차측 및 2차측 전류를 항상 정상상태로 제어하는 토크속응제어법임을 알 수 있다. 또한, 이 제어법은 2차자속을 파라미터로 하여 표현됨으로써 이 정보를 이용하여 2차저항 동정을 가능하게 한다.

3. 속도센서리스 제어

3.1 속도 추정법

회로방정식 (1)은 1차측, 2차측으로 분리하면 다음과 같다.

$$u_1 = R_1 x_1 + L_1\dot{x}_1 + M\dot{x}_2 \tag{13}$$
$$0 = M\dot{x}_1 - jM\dot{\theta}_e x_1 + R_2 x_2 + L_2\dot{x}_2 - jL_2\dot{\theta}_e x_2 \tag{14}$$

이들을 다시 d축과 q축 성분으로 분리하여 $\dot{\theta}_e$에 관해 정리하면 식(15)와 같은 두 방정식을 얻게 된다.

$$a\dot{\theta}_e = b$$
$$c\dot{\theta}_e = d \tag{15}$$

여기서,
$a = Mx_{1q} + L_2x_{2q}$
$b = L_2R_1x_{1d}/M + (L_1L_2 - M^2)\dot{x}_{1d}/M - R_2x_{2d} - L_2u_d/M$
$c = Mx_{1d} + L_2x_{2d}$
$d = -L_2R_1x_{1q}/M - (L_1L_2 - M^2)\dot{x}_{1q}/M + R_2x_{2d} + L_2u_q/M$

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

$$Q = (a\dot{\theta}_e - b)^2 + (c\dot{\theta}_e - d)^2 \tag{16}$$
$$\hat{\dot{\theta}}_e = \frac{ab + cd}{a^2 + c^2} \tag{17}$$

여기서, 기호 "^"는 추정치를 나타낸다. 계수 a, b, c, d는 2차전류항을 포함하고 있으나 실제적으로 이는 식(10)을 이용하여 모터파라미터와 자속, 토크지령으로부터 구해진다. 식(17)의 연산은 모터의 1차전류 검출치와 모터 파라미터 및 마이크로프로세서로부터의 전압지령으로 구해질 수 있으므로 제어연산 및 제어계의 구축이 비교적 간단하게 된다.

3.2 2차자속을 이용한 2차저항 동정법

순시토크 제어에서 각주파수 지령을 포함한 전압지령치는 1차전류의 피드백에 의존하지 않는 피드포워드적인 방법으로 연산되고 있다. 또한, 식(8) 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 파라미터로서 최초의 설정치와 차이가 있을 경우, 전압지령연산에 오차를 발생시켜 앞서 기술한 순시토크 제어가 만족하게 수행되지 않는다. 따라서, 정확한 순시토크 제어와 이를 바탕으로 한 엄밀한 속도추정이 되기 위해서는 변동하는 2차저항치의 동정이 필수적이다. 2차저항의 동정에 관한 연구로는 다수의 방법들이 제안되어져 있다. 본 논문에서는 앞서 기술한 순시토크 제어에서 2차자속 정보를 이용한 2차저항 동정법[1]에 관해 간단히 그 개요를 보인다.

식(9)로부터 실수부만을 추출하면 다음과 같다.

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

이 식으로부터 2차저항은 다음과 같이 동정될 수 있다.

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

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 아울러 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 2차자속을 교류가 중첩되는 형태로 제어하여 순시토크에는 영향을 주지않는 독립적인 제어가 가능하므로 식(19)의 실현은 용이하게 이루어진다.

4. 속도센서리스제어 수치 시뮬레이션 및 실험

4.1 수치 시뮬레이션

콘트롤러는 전압형 PWM 인버터로서 캐리어주파수 11[kHz], 삼각파 비교 방식, 샘플링주파수 및 토크 가변시의 정정시간 Δ는 1[ms]로 설정하였다. 시뮬레이션에 사용된 I.M는 4극, 3상, 1.5[kW], 농형으로서 정격조건은 220[V], 60[Hz], 1720[rpm], 모터정수는 Table 1과 같다.

Table 1 Motor parameters

R_1 4.426 [Ω]	R_2 3.207 [Ω]
L_1 234.45 [mH]	L_2 234.45 [mH]
M 223.18 [mH]	J 0.03646[N · m · s^2/rad]

Fig. 1은 시뮬레이션 블록선도이다. 지령전압과 응답전류에 의해 추정된 속도($\hat{w}_m$)를 속도제어기와 토크제어기의 입력으로 사용하였고, 실제속도(w_m)는 출력토크에 기계적인 관성을 고려하여 연산한 값을 나타낸다.

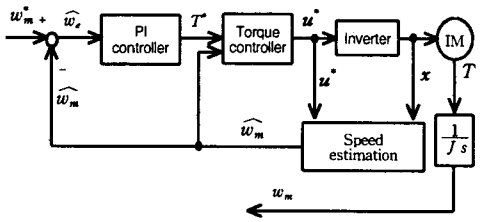


Fig. 1 Block diagram of speed sensorless simulation with PI controller

Fig. 2와 Fig. 3은 Fig. 1의 조건에서의 시뮬레이션 결과이다. 부하토크의 크기는 정격토크의 약 50[%]인 4[N · m]로 설정하여 인가하였고, 속도제어기는 PI제어기를 사용하였다. 점선은 지령속도를, 실선은 응답속도와 실제속도가 겹쳐진 형태로 나타나있다.

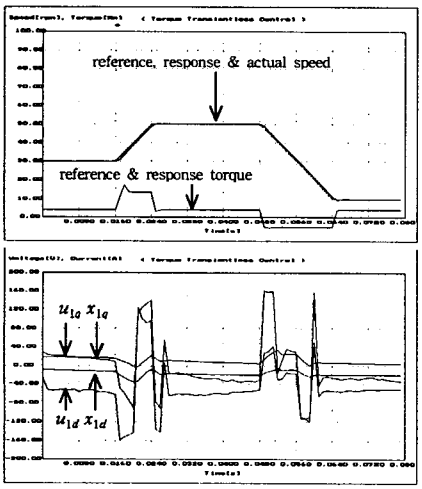


Fig. 2 Speed sensorless control

Fig. 2는 30-50-10[rpm]의 속도지령을 주었을 때, Fig. 3은 3-5-1[rpm]의 속도지령을 주었을때의 속도응답과 토크응답, 그때의 전압지령과 전류응답을 보인다. Fig. 2와 Fig. 3에서 속도지령에 양호한 속도센서리스 제어가 이루어지고 있음을 알 수 있다.

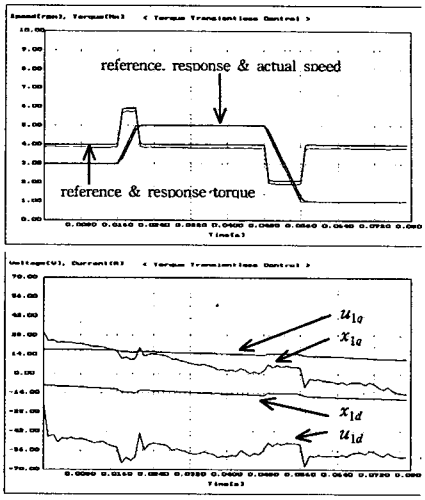
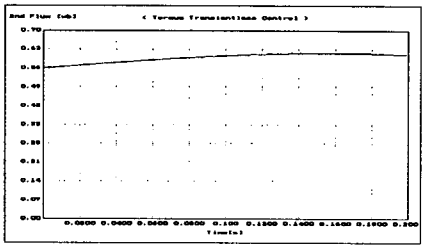
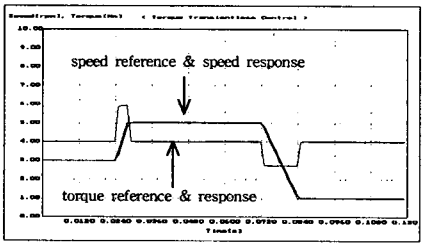


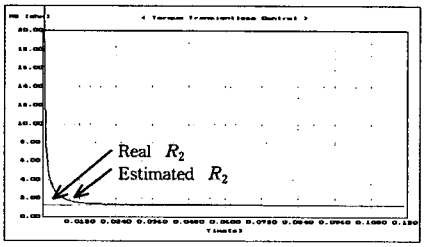
Fig. 3 Speed sensorless control



(a) Wave form of λ_0



(b) Torque and speed



(c) Estimated R_2

Fig. 4 Simulation results

Fig. 4는 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. 4(a)와 같은 2차자속 지령에 대해 수[rpm]의 속도영역에서도 양호한 토크제어와 속

도센서리스제어가 가능함을 알 수 있고, 이 때 2차저항치를 전혀 모르는 상태에서도 실제 2차저항치에 수렴해 감을 알 수 있다.

4.2 실험 결과 및 고찰

주 연산은 DSP[TMS320C32-50㎒]를 이용하였고, PWM변조는 3㎑의 삼각파와 비교하는 방법을 택하였다. 그리고 5[rpm]이상의 영역에서는 속도필터만을, 그 이하의 속도영역에서는 전류필터와 속도필터를 동시에 사용하였다. 수십[rpm] 이상의 영역에서는 엄밀한 속도센서리스 제어가 가능하였으므로 이하에서는 수[rpm]대의 영역에 관한 실험결과만을 보인다.

실험에서의 실제속도는 모터에 장착된 엔코더(1000[pulse/r])로부터 측정된 값이다.

Fig. 5는 150[rpm]과 30[rpm]의 속도지령에 2차자속지령을 $\lambda_0 = 0.892(1+0.1\sin(10t))$와 같은 교류를 중첩한 형태로 제어할 경우의 속도응답과 2차자속 추정결과를 보인다. 저속영역에서 다소 자속오차가 크게 나타나지만, 약 0.1[wb]의 자속오차를 가지고 2차자속이 추정되며, 이때 속도응답은 2차자속지령에 영향을 받지 않고 양호한 속도센서리스 제어결과를 보인다.

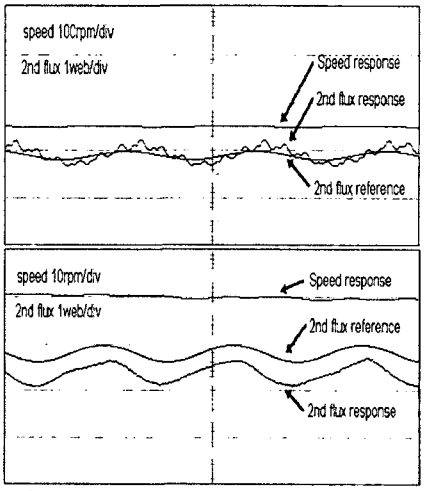


Fig. 5 The secondary flux control

Fig. 6은 속도지령 8[rpm]에서의 속도센서리스 제어결과와 그때의 지령전압과 전류응답을 보인다. 이때 속도오차는 약 1[rpm] 정도로 지령속도에 대해 양호한 속도센서리스 제어결과를 보인다.

Fig. 7은 속도지령 2[rpm]에서 추정속도를 제어입력으로 사용한 속도센서리스제어 결과를 보인다. 이때는 약 2[rpm]의 다소 큰 속도추정오차를 보이고는 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 2차자속을 파라미터로 하는 순시토크 제어법에 근거한 속도센서리스 제어방식을 제안하였고, 2차자속 정보를 이용하여 운전중 변동하는 2차저항을 속도추정과 동시에 동정할 수 있음을 제시하였다.

우선, 수치 시뮬레이션을 통해 제안한 2차저항 동정식과 속도 추정식의 타당성이 검증되었다. 또한 시뮬레이션에는 무부하시 0[rpm]을 포함하는 저속영역에서도 양호한 속도추정이 이루어졌으며, 이를 바탕으로 수[rpm]대의 저속영역에서 양호한 속도센서리스제어가 이루어졌다.

DSP System을 이용한 실기실험을 통해 얻은 결과는 다음과 같다.

1) 2차자속을 교류를 중첩한 형태로 토크응답, 속도응답과는 독립적인 제어가 가능하였다.
2) 무부하시 2[rpm]을 포함하는 수[rpm]대의 저속의 지령에서 약 2[rpm]의 속도오차를 갖는 범위에서 속도센서리스 제어가 가능하였다.
3) 무부하시 8[rpm]의 속도지령에 대해서는 약 1[rpm]의 속도오차를 갖는 범위에서 양호한 속도센서리스제어가 가능하였다.

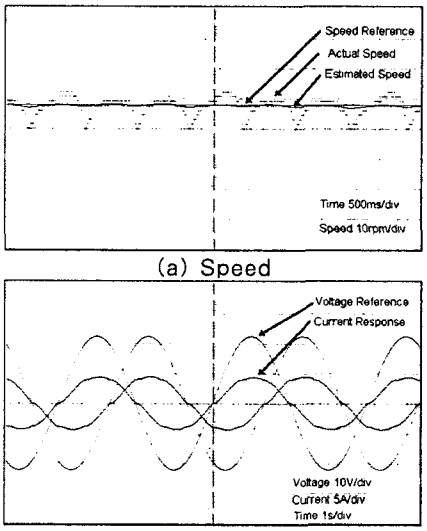


Fig. 6 Speed sensorless control

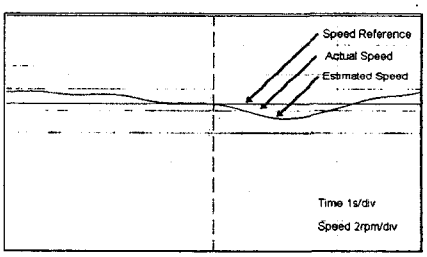


Fig. 7 Experimental result of speed sensorless control

[참 고 문 헌]

[1] 정석권, 황동일, 유삼상, "2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 속도센서리스 제어방식에 대한 검토", 한국동력기계공학회 '99춘계학술대회논문집, pp307-313, 1999

[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] 정석권, 변정환, "퍼드포워드적 토크속응제어법을 이용한 유도전동기의 저속영역 속도 추정", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 2172-2174, 1998

[4] K.Akatsu, A.Kawamura, "Sensorless Very Low and Zero Speed Estimations with On-Line Secondary Resistance Estimation of Induction Motor without adding Any Signal", IEEE Trans. on Ind. Applicat. pp. 187-193, 1999

[5] H.Kubota, Y.Kataoka, K.Matsuse and H.Ohta, "Lower Speed Range Drive for Sensorless Vector Controlled Induction Machines with Stator Voltage Offset Compensation Method", IEE Japan, Vol. 119-D, No. 3, pp. 359-365, 1999