

## Sensorless Control of Rotor Field Oriented Induction Motor for Traction Application

柳泓齊·金鍾洙·林根熙·元忠淵\*·Dragos. K\*\*  
 (Hong-Je Ryoo · Jong-Soo Kim · Geun-Hie Rim · Chung-Yuen Won · Dragos. K)

**Abstract** - The paper describes a new and rigorous mathematical model using counter-EMF for the rotor field oriented system with induction motor which uses the estimated speed and rotor flux based on a Model Reference Adaptive System, as well as the real-time approach. The estimated speed and rotor flux is used for the speed and flux feedback control. The stability and the convergence of the estimator are improved on the basis of hyperstability theory for non-linear systems. The validity of the proposed method is verified by simulation, and also, the sensorless control was tested on the propulsion system simulator, used for the development of Korean High-Speed Railway Train (KHSRT).

**Key Words** : Adjustable drives, sensorless control, field oriented induction motor

### 1. 서 론

전력전자기술의 발달과 제어기술의 발전과 함께 가변속 분야에 벡터제어에 의한 유도전동기가 널리 사용되고 있다. 이에 따라 고속전철과 같은 견인 응용분야에서도 직류기구동, 동기기구동에 이어 최근에는 유도전동기구동의 채택이 증가해 가는 추세이다. 벡터제어는 유도전동기의 고성능제어가 가능하나 속도와 자속정보를 얻기 위한 센서등의 사용이 필요하게 되며, 이로 인해 비용증가뿐 아니라 노이즈등에 대한 영향으로 인해 유도전동기 본연의 강인성에 영향을 줄 뿐 아니라, 속도센서등의 이상으로 인해 종종 문제가 발생하기도 한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 최근 유도전동기의 벡터제어에 속도센서를 제거하려는 연구가 활발히 이루어지고 있다[1-6].

현재 연구중인 센서리스 제어알고리즘은 크게 회전자슬롯의 고조파 전압관측기를 활용하는 방식[1,2], 칼만필터링을 이용한 방식[3], 적응제어이론을 적용한 기준모델추정방식(MRAS:Model Reference Adaptive System)[4,5], 뉴럴네트워크를 이용한 방식[6]등으로 나눌 수 있다. 이중에서도 기준모델추정방식을 이용한 센서리스제어 알고리즘은 초기구동시 개루프방식의 구동이 필요하지 않으며, 상대적으로 계산이 복잡하지 않아 실시간제어가 가능하며, 비교적 정확한 속도추정이 가능하나, 기준모델의 계산시 적분이 필요함에 따라 이로 인한 오차가 종종 문제가 된다.

본 논문에서는 고속전철의 강인한 견인전동기 제어를 위한

유도전동기의 센서리스 제어 알고리즘을 제시한다. 제시된 알고리즘은 유도전동기의 유도전동기의 역기전력항을 이용하여 전압모델을 기준모델로 전류모델을 적용모델로 사용하는 기준모델 추정방식 기법의 새로운 방식으로 기준전압모델에 적분항을 제거할 수 있고, 이로인해 적분시의 초기값 및 직류오차에 의한 적분기의 드리프트, 포화발생등의 문제점을 개선하여 저속영역의 동작특성을 개선하고 낮은 스위칭주파수를 갖는 대전력 견인분야에서도 상대적으로 안정적인 동작을 보장하게 된다.

### 2. 유도전동기 센서리스 제어모델

유도전동기의 벡터제어를 위해서는 공간벡터저 모델이 필요하게 되며, 전동기의 정격값에 대한 단위(p.u:per unit)상태방정식을 사용하기 위해 동기속도  $\omega_s$ 로 회전하는 동기회전좌표계의 유도전동기의 단위상태방정식[7,8]을 단위값으로 표현하여 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{cases}
 \vec{u}_s = r_s \vec{i}_s + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + jv_s \vec{\psi}_s \\
 -\vec{u}_r = 0 = r_r \vec{i}_r + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + j(v_s - v) \vec{\psi}_r \\
 \vec{\psi}_s = x_s \vec{i}_s + x_m \vec{i}_r \\
 \vec{\psi}_r = x_m \vec{i}_s + x_r \vec{i}_r \\
 t_e = \int \{ \vec{\psi}_s^* \cdot \vec{i}_s \} = \int \{ \vec{\psi}_r^* \cdot \vec{i}_r \} = x_m \int \{ \vec{i}_s^* \cdot \vec{i}_r \} \\
 \frac{dv}{dt} = \frac{t_e - t_r}{T_m}
 \end{cases} \quad (1)$$

\* 正 會 員 : 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부

\*\* 正 會 員 : University Politehnica of Bucharest

接受日字 : 2000年 6月 8日

最終完了 : 2000年 8月 4日

여기서, 유도전동기의 단위상수들은 다음과 같이 정의되고,

$$\begin{aligned} r_s &= \frac{R_s}{Z_b}, r_r = \frac{R_r}{Z_b}, x_s = l_s = \frac{L_s}{L_b}, \\ x_r &= l_r = \frac{L_r}{L_b}, x_m = l_m = \frac{L_m}{L_b} \end{aligned} \quad (2)$$

전동기의 기계적 시정수  $T_m$ 은 다음과 같다.

$$T_m = J \frac{\Omega_b}{T_b} \quad (3)$$

측정된 전압과 전류는 고정좌표계  $\alpha-\beta$ 에서 측정된 값이므로 유도전동기의 동특성방정식은 고정좌표계에서의 값으로 변환가능하며, 이로부터 전압모델과 전류모델에 대한 방정식을 구할 수 있다.

회전자자속 기준제어의 관점에서 보면 두 모델은 모두 회전자자속 공간상에서 직교하는 두 패이저항으로 표현가능하며, 전압모델에 대한 회전자자속 동특성 방정식은 식(1)로부터 다음과 같다[9].

$$\frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{x_r}{x_m} \left[ \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \alpha x_s & 0 \\ 0 & \alpha x_s \end{bmatrix} \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right] \quad (4)$$

여기서,

$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r}$ 은 유도전동기의 전채누설성분이며, 전류모델에 대한 동특성 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_r}{x_r} & -\nu \\ \nu & -\frac{r_r}{x_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{r_r x_m}{x_r} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

식(4)와 (5)로부터 전동기의 회전자 속도항은 전압모델방정식에는 포함되지 않으며, 전류모델 방정식에만 포함됨을 알 수 있다. 따라서 전압모델 방정식의 관측자를 기준모델(reference model)로 적응제어(adaptive control)이론을 적용하여 전류모델을 적응모델(adjustable model)로 출력값이 전압모델의 출력값을 동일하게 추종하도록 구성하면 회전자 속도를 추정할 수 있다.

식 (4)의 전압모델을 기준모델로 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{x_r}{x_m} \left[ \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \alpha x_s & 0 \\ 0 & \alpha x_s \end{bmatrix} \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right] \quad (6)$$

여기서,  $u_{sa}, u_{s\beta}, i_{sa}, i_{s\beta}$ 는 측정된 전압, 전류값이다. 전압모델로부터 계산된 회전자 자속성분과 전류모델로부

터 계산된 회전자 자속 성분사이의 오차는 회전자 속도에 의해 기인한 것이라 볼수 있으며, 두 모델로부터 계산된 회전자 자속성분에 오차가 없다는 가정하에 전류모델의 출력값을 적응제어규칙의 생성을 위해 기준모델로 표시하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_r}{x_r} & -\nu^* \\ \nu^* & -\frac{r_r}{x_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{r_r x_m}{x_r} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (7)$$

기준모델로부터 추종모델을 빼면 상태오차 방정식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} - \Psi_{ra}^e \\ \Psi_{r\beta} - \Psi_{r\beta}^e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_r}{x_r} & -\nu^* \\ \nu^* & -\frac{r_r}{x_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} - \Psi_{ra}^e \\ \Psi_{r\beta} - \Psi_{r\beta}^e \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -\Psi_{ra}^e \\ \Psi_{r\beta}^e \end{bmatrix} [\nu^* - \nu^e] \end{aligned} \quad (8)$$

여기서,  $\Psi_{ra}^e, \Psi_{r\beta}^e$ 는 기준모델의 출력값이며,  $\Psi_{ra}, \Psi_{r\beta}$ 은 적응모델의 출력값이고,  $\nu^e$ 은 추정된 회전자 속도이다. 식(8)의 상태방정식은 다음과 같은 간략화된 형태로 표현할 수 있으며,

$$\frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} x = A \cdot x + B \cdot y \quad (9)$$

여기서,

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} \Psi_{ra} - \Psi_{ra}^e \\ \Psi_{r\beta} - \Psi_{r\beta}^e \end{bmatrix}; & A &= \begin{bmatrix} -\frac{r_r}{x_r} & -\nu^* \\ \nu^* & -\frac{r_r}{x_r} \end{bmatrix}; \\ B &= \begin{bmatrix} -\Psi_{ra}^e \\ \Psi_{r\beta}^e \end{bmatrix}; & y &= \nu^* - \nu^e \end{aligned}$$

이다.

식(8)과 식(9)는 벡터 B가 상태  $x(\Psi_{ra}^e, \Psi_{r\beta}^e)$ 에 의존하므로 비선형 방정식이 된다. 회전자 속도관측기의 구성을 위해 비선형시스템의 이론이 필요하며 이를 적용하기 위해 그림 1과 같이 널리 알려진 비선형시스템기본모델을 살펴본다.

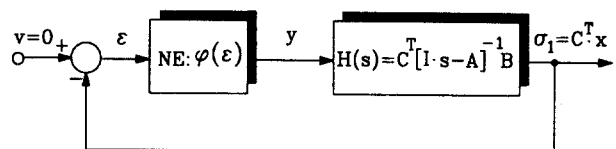


그림 1 비선형시스템 기본모델  
Fig. 1 The base structure of a non-linear system

여기서,

- x : 상태벡터
- v : 외란벡터
- ε : 입력벡터
- A, B, C : 시스템벡터
- φ(σ<sub>1</sub>) = y : 스칼라양에 의존하는 함수
- σ<sub>1</sub> = C<sup>T</sup>x = ε
- NE : 비선형요소

그림 1은 그림 2와 같이 변수 B에 대해 재구성가능하다.

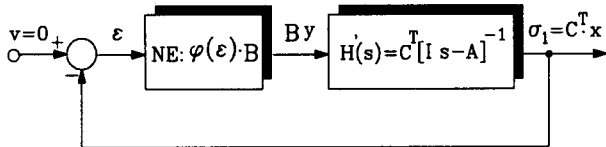


그림 2 변수 B에 대한 비선형시스템 기본구조

Fig. 2 The base structure of a non-linear system with B variable

그림 2에서 외란 v가 없다고 가정하면 비선형 입력 φ(ε)은 φ(σ<sub>1</sub>) 이 된다.

$$\frac{\sigma_1}{y}(s) = \frac{-\varepsilon}{y}(s) = C^T [I \cdot S - A]^{-1} \cdot B = \Delta H(s) \quad (10)$$

미지의 파라메터를 갖는 주어진 비선형시스템의 합성을 위해 포포브안정도판별법(popov hyperstability criterion)을 이용하면, 다음조건을 만족하는 비선형시스템은 안정하다고 할 수 있다.

$$\int_0^T \varepsilon^T(t) \cdot y(t) dt \geq 0 \quad \forall T > 0 \quad (11)$$

여기서, ε(t) : 비선형시스템의 입력  
y(t) = φ(σ<sub>1</sub>) : 비선형시스템의 출력

이로부터 t>t<sub>0</sub>인 조건에서 연속함수 y와 ε을 갖는 비선형시스템 y=A<sub>1</sub>·ε에서 비선형시스템 y는 함수 ε(t)와 y(t)에 대하여 다음과 같은 경우 안정하다고 할수 있다.

$$\begin{aligned} \eta(t_0, T) &= \int_0^{t_0} \varepsilon^T(t) \cdot y(t) dt + \int_{t_0}^T \varepsilon^T(t) \cdot y(t) dt \quad (12) \\ &= \gamma^2 + \int_{t_0}^T \varepsilon^T(t) \cdot y(t) dt \geq 0 \end{aligned}$$

따라서,

$$\eta(t_0, T) \geq -\gamma^2 \quad \forall T \geq t_0 \quad (13)$$

이 판별법을 회전자 속도추정을 위한 비선형 시스템에 적용할수 있다.

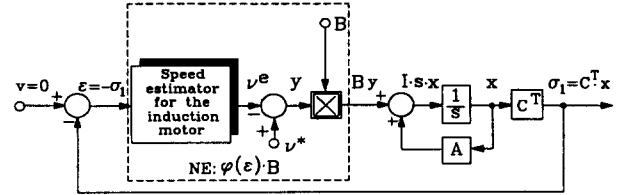


그림 3 회전자 속도 추정을 위한 등가비선형시스템

Fig. 3 The equivalent non-linear system for rotor speed estimation

회전자 속도추정을 위한 비선형시스템에 식(13)의 조건을 적용하면 적분항 η(0, T)는 다음과 같은 형태를 갖는다.

$$\eta(0, T) = \int_0^T \varepsilon^T(t) \cdot (B \cdot y)(t) dt \geq -\gamma^2 \quad \forall T \geq 0 \quad (14)$$

여기서,

$$\begin{cases} (B \cdot y)(t) = \begin{bmatrix} -\psi_{r\beta}^e \\ \psi_{r\beta}^e \end{bmatrix} (\nu^* - \nu^e) \\ \varepsilon^T(t) = -\sigma_1^T(t) = -[C^T \cdot x]^T = -x^T \cdot C \\ = -[\psi_{ra}^* - \psi_{ra}^e \quad \psi_{r\beta}^* - \psi_{r\beta}^e] \cdot C \end{cases}$$

적분항은

$$\begin{aligned} \eta(0, T) &= \int_0^T C (\psi_{ra}^* - \psi_{ra}^e \cdot \psi_{r\beta}^* - \psi_{r\beta}^e \cdot \psi_{ra}^*) \\ &\quad \cdot (\nu^e - \nu^*) dt \geq -\gamma^2 \quad \forall T \geq 0 \quad (15) \end{aligned}$$

이 되며, 이는 다시 다음과 같이 표현가능하다.

$$\eta(0, T) = \int_0^T \varepsilon^T(t) \cdot y'(t) dt \geq -\gamma^2 \quad \forall T \geq 0 \quad (16)$$

여기서, ε<sup>'T</sup> = ε<sup>'</sup>이다.

적분항에 따라 비선형요소들은 다음그림과 같은 형태로 표현된다.

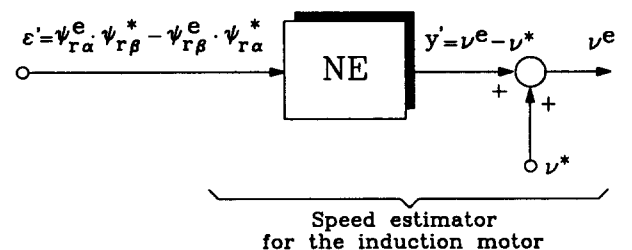


그림 4 속도추정기 구성도

Fig. 4 The schematic representation of the speed estimator

식 (16)를 풀기 위해 다음 적분을 이용하면,

$$\begin{aligned} \int_0^T K \frac{d f(t)}{dt} f(t) dt &= \int_0^T \frac{K}{2} \frac{d f(t)}{dt} f(t)^2 dt = \frac{K}{2} f^2(t) \Big|_0^T \\ &= \frac{K}{2} f^2(T) - \frac{K}{2} f^2(0) \quad (17) \\ &\quad \forall K > 0; T > 0 \end{aligned}$$

이로부터,

$$\int_0^T K \frac{df(t)}{dt} f(t) dt \geq -\frac{K}{2} f^2(0) \quad \forall K > 0; T > 0 \quad (18)$$

식(17)과 식(18)에서

$$\int_0^T C \varepsilon' (\nu^e - \nu^*) dt = \int_0^T K \frac{df(t)}{dt} f(t) dt \quad (19)$$

로 두면,  $f(t)$ 와 상수  $K$ 는 다음과 같다.

$$\begin{cases} f(t) = \nu^e - \nu^* \\ K \frac{df(t)}{dt} = C \varepsilon' \Rightarrow K f(t) = C \cdot \int_0^T \varepsilon' dt \end{cases} \quad (20)$$

$t=0$ 에 대해 추정된 속도가 기준모델의 속도와 같아야만 하므로  $\nu^e(0) = \nu^*(0)$ 라 놓고, 식(20)의 관계를 고려하면 식(16)의 해는 다음과 같다.

$$\nu^e(t) = K_1 \int_0^T \varepsilon'(t) dt + \nu^e(0) \quad \forall K_1 > 0; T > 0 \quad (21)$$

식(21)의 해는 회전자 자속추정과 속도의 적응제어방식에 의해 전압모델로부터 얻어지는 자속페이지의 두 직교함수를 기준모델 ( $\Psi_{ra}^* = \Psi_{ra}^u; \Psi_{rb}^* = \Psi_{rb}^u$ )로 하여 전류모델로부터 얻어지는 직교함수와 결과가 같아지도록 회전자속도를 추정하는 방식이며, 이를 그림 5에 표현하였다. 식(21)은 속도추정의 빠른 동특성을 위해 PI 제어를 사용하여 대체할 수 있다.

관측자는 오차  $\varepsilon'$ 가 0이 되도록 속도를 추정하게 되며 유도전동기의 전압과 전류는 입력으로 사용된다. 여기서 상태오차는 그림 6에 나타난 것과 같이 전압모델과 전류모델의 회전자 자속사이의 각이 된다.

또한 수치해석적방법에 의한 실시간 관측을 위해 식(4)과 식(5)는 이산화되어야 한다.

회전자속기준제어방식은 그림 7 및 그림 8에 나타난 것과 같이 회전자속의 이용여부에 따라 두가지 방법이 사용가능하다.

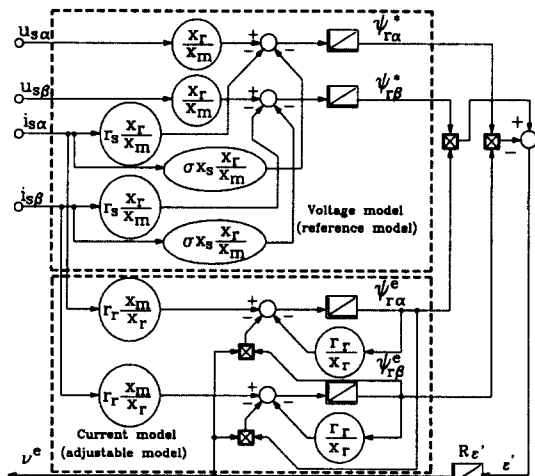


그림 5 회전자속도 및 회전자 자속 추정블럭도  
Fig. 5 The structural diagram of the speed-rotor flux estimator

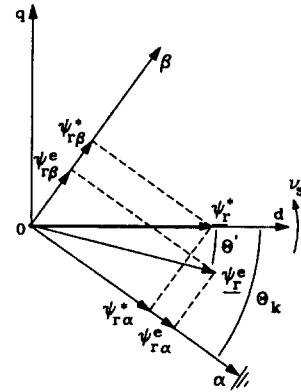


그림 6 전류모델과 전압모델 사이의 오차  
Fig. 6 The error between current model and voltage model

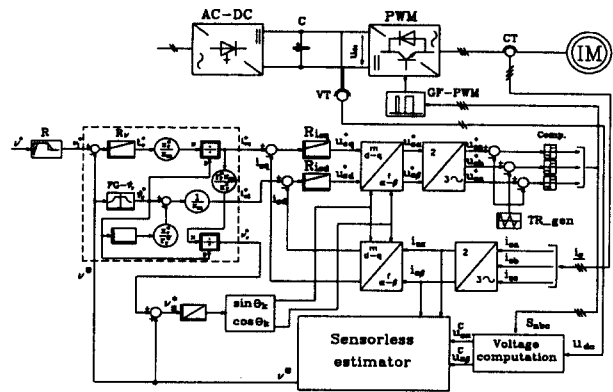


그림 7 회전자속을 사용하지 않는 센서리스 제어블럭도  
Fig. 7 The indirect-rotor field control with sensorless estimator

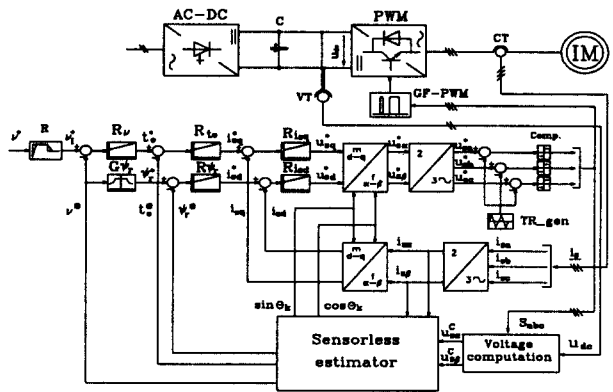


그림 8 회전자속을 이용하는 센서리스 제어블럭도  
Fig. 8 The direct-rotor field control with sensorless estimator

### 3. 역기전력방정식을 이용한 새로운 센서리스 제어모델

대부분의 센서리스 제어 방식은 회전자속이나 고정자속도의 기준모델에 적분항이 포함되어 직류오프셋에 의한 드리프트 및 포화등의 문제가 발생하게 되며 이는 저속영역에서 더욱 두드러진다. 이 경우 적분항을 포함하는 기준모델의 값이 정확하게 계산되지 않아 이를 따르는 적용모델은

잘못된 회전자 속도를 추정하게 되며, 이로 인해 종종 벡터 제어 시스템을 불안정하게 할 수 있다.

본 논문에서는 이와 같은 기준모델의 적분항에 의해 발생되는 문제점을 해결하기 위하여 회전자 자속벡터대신 역기전력을 사용하는 방식을 제안한다. 이 경우 기준모델은 적분항을 포함하지 않아 적분에 의한 오차가 없는 값을 계산할 수 있으며, 샘플링 시간을 증가시키거나 저속동작영역에서도 안정적인 동작을 보장할 수 있다.

식(1)의 동특성 방정식은 역기전력 벡터를 사용하여 다음과 같이 표현가능하다.

$$\begin{cases} \vec{u}_s = r_s \vec{i}_s + \frac{1}{\omega_b} \frac{x_m^2}{x_r} \frac{d \vec{i}_m}{dt} + \frac{1}{\omega_b} \alpha_s \frac{d \vec{i}_s}{dt} + j\nu_s \left( \frac{x_m^2}{x_r} \vec{i}_m + \alpha_s \vec{i}_s \right) \\ = r_s \vec{i}_s + \vec{e}_m + \frac{1}{\omega_b} \alpha_s \frac{d \vec{i}_s}{dt} + j\nu_s (x_m \vec{i}_m + \alpha_s \vec{i}_s) \\ -\vec{u}_r = 0 = \frac{r_r}{x_r} (\vec{i}_m - \vec{i}_s) + \frac{1}{\omega_b} \frac{d \vec{i}_m}{dt} + j(\nu_s - \nu) \vec{i}_m \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} \vec{\Psi}_r = x_m \vec{i}_m ; \quad \vec{i}_m = \vec{i}_s + \frac{x_r}{x_m} \vec{i}_r \\ \vec{e}_m = \frac{1}{\omega_b} \frac{x_m}{x_r} \frac{d \vec{\Psi}_r}{dt} = \frac{1}{\omega_b} \frac{x_m^2}{x_r} \frac{d \vec{i}_m}{dt} = \frac{1}{\omega_b} x_m' \frac{d \vec{i}_m}{dt} \end{cases}$$

여기서,  $\vec{i}_m$ : 회전자 자속과 일치하는 자화전류

식 (22)를 고정자기준좌표계  $\alpha - \beta$ 에서 표현하면 다음과 같이 수정된 전압기준모델과 전류적용모델을 얻을 수 있다.

전압기준모델

$$\begin{bmatrix} e_{m\alpha} \\ e_{m\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \alpha_s & 0 \\ 0 & \alpha_s \end{bmatrix} \frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (23)$$

전류적용모델

$$\begin{bmatrix} e_{m\alpha} \\ e_{m\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_b} x_m' \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} \quad (24)$$

여기서,

$$\frac{1}{\omega_b} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_r}{x_r} & -\nu \\ \nu & -\frac{r_r}{x_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{m\alpha} \\ i_{m\beta} \end{bmatrix} + \frac{r_r}{x_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (25)$$

이 경우 포포브안정도 판별법에 따라 최소화되어야 할 오차는 다음과 같다.

$$\epsilon' = e_{m\alpha}^e \cdot e_{m\beta}^* - e_{m\beta}^e \cdot e_{m\alpha}^* \quad (26)$$

회전자자속추정은 다음식을 이용하여 더욱 간단하게 수행될 수 있다.

$$\vec{\Psi}_r^e = x_m \vec{i}_m^e \quad (27)$$

유도전동기의 전압모델과 전류모델에 기반을 둔 새로운 기준모델추정제어방식의 블록도를 그림 9에 나타내었다. 여기서, 식 (23)의 전압은 실제 견인전동기에 인가되는 전압이 PWM형태임을 감안하여 전압지령치로부터 최종인가되는 상 전압을 계산하여 사용하였다.

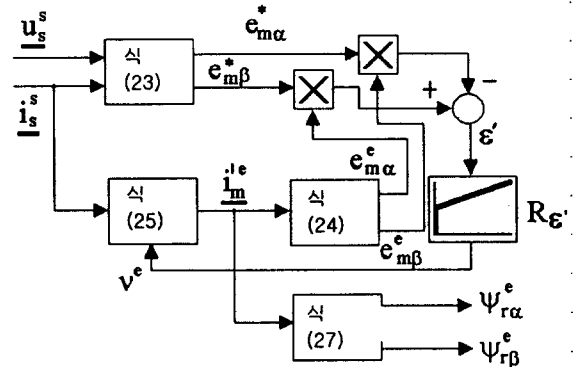


그림 10 역기전력을 이용한 기준모델추정방식의 블록도  
Fig. 10 The schematic representation of the MRAS

제시된 새로운 방식의 속도추정( $\nu^e$ )의 안정도 해석을 위해 회전자 자속기준 좌표계 d-q축에서의 값으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \vec{e}_m &= x_m' \left[ j(\nu - \nu_s) \vec{i}_m - \frac{r_r}{x_r} (\vec{i}_m - \vec{i}_s) \right] = \frac{1}{\omega_b} x_m' \frac{d \vec{i}_m}{dt} \\ &= x_m' \left[ j(\nu - \nu_s) \vec{i}_m - \frac{r_r}{x_r} (\vec{i}_m - \vec{i}_s) \right] = \frac{1}{\omega_b} x_m' \frac{d \vec{i}_m}{dt} \end{aligned} \quad (28)$$

식(28)에 표현된 시스템의 입력으로  $\nu$ 와  $\nu^e$ 를 고려하면 이는 d축과 q축성분으로 표현될 수 있다.

이 경우 기준모델과 적용모델은 각각 식(29)와 식(30)으로 표현가능하다.

$$\begin{cases} e_{md} = x_m' \left[ \frac{r_r}{x_r} (i_{sd} - i_m) \right] ; \quad \frac{d i_m}{dt} = \omega_b \frac{r_r}{x_r} (i_{sd} - i_m) \\ e_{mq} = x_m' \left[ (\nu - \nu_s) \cdot i_m + \frac{r_r}{x_r} i_{sq} \right] ; \quad 0 = (\nu^e - \nu_s) i_m + \frac{r_r}{x_r} i_{sq} \end{cases} \quad (29)$$

$$\begin{cases} e_{md}^e = x_m' \left[ \frac{r_r}{x_r} (i_{sd} - i_m^e) \right] ; \quad \frac{d i_m^e}{dt} = \omega_b \frac{r_r}{x_r} (i_{sd} - i_m^e) \\ e_{mq}^e = x_m' \left[ (\nu^e - \nu_s) \cdot i_m^e + \frac{r_r}{x_r} i_{sq} \right] ; \quad 0 = (\nu^e - \nu_s) i_m^e + \frac{r_r}{x_r} i_{sq} \end{cases} \quad (30)$$

회전자자속 기준제어의 경우에  $\nu_r = \frac{r_r}{x_r} \cdot \frac{i_{sq}}{i_{sd}}$  임을 고려하면 위식으로부터 회전자 자속 기준 좌표계에서 표현되는 오차는 다음과 같다.

$$\epsilon' = e_{md}^e \cdot e_{mq} - e_{mq}^e \cdot e_{md} = x_m'^2 \frac{r_r}{x_r} i_m^e (\nu - \nu^e) (i_{sd} - i_m^e) \quad (31)$$

식(31)를 라플라스변환하면 속도추정기의 전달함수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{\epsilon'(s)}{\nu(s) - \nu^e(s)} = \frac{s^2 \omega_b^2 x_m^2}{\omega_b T_r^2 (s + 1/T_r)^2} \quad (32)$$

구성된 속도추정기의 블록다이어그램을 그림 10에 나타내었다.

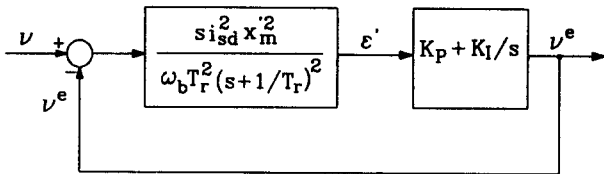


그림 10 센서리스제어 시스템의 블록다이어그램  
Fig. 10 The bloc diagram of thedynamic sensorless system

근궤적(root locus)방식에 의해 속도추정기의 안정도를 분석하면 추정된 속도는 실제속도를 밴드폭을 가지고 추종하게 되며, 오직 외란에 의해서만 제한됨을 알수 있다 따라서 속도추정기의 이득 K<sub>p</sub>와 K<sub>i</sub>는 가능한 높게 설정하여도 안정도에 영향을 주지 않는다.

역기전력을 사용한 MRAS방식은 기준모델과 속도추정을 위한 적용모델에 사용되는 관측자방정식 식(23), 식(24), 식(25)를 실시간으로 계산하기 위하여 여러 가지 수치해석방법이 사용될 수 있다. 일반적으로 샘플링시간이 200 μsec이 내인 경우 연산시간을 단축하기 위해 비교적 간단한 오일러방식(Euler Method)를 사용할수 있으나 샘플링시간이 긴 경우에는 오차가 증가하게 되므로 룬게-쿠타(Runge-Kutta)방법과 같은 보다 정밀한 방법이 요구된다. 또한 수치해석에 의해 발생되는 오차는 기준모델보다 적용모델에서 더욱 민감하게 영향을 미치게 된다. 본 논문에서 제시한 알고리즘은 역기전력을 이용하여 기준모델에 적분항을 제거하였으므로 비교적 큰 샘플링주기(200 μsec 이상)를 갖는 고속전철의 견인전동기제어에도 기준모델에는 오일러방법을 효과적으로 사용할 수 있다. 따라서 적용모델인 식 (25)에만 보다 정밀한 룬게-쿠타-길(Runge-Kutta-Gill) 방법을 사용하고 식 (23), 식(24)에는 간단한 오일러방법을 사용하여 실시간적으로 수행하였다.

#### 4. 시물레이션 및 실험결과

본 논문에서 제안된 알고리즘은 회전자 속도, 역기전력 성분 및 회전자 자속성분이 적응제어 기법에 의해 추정되는 새로운 방식으로 이 속도 관측기는 직접벡터제어와 간접벡터제어 및 스칼라제어 방식에 모두 적용가능하다.

제안된 알고리즘의 타당성을 입증하기 위해 C언어를 사용하여 각 센싱신호에 측정상의 노이즈를 고려하여 시물레이션하고, 고속전철 모의시험장치를 사용하여 실증실험을 수행하였다. 고속전철 모의시험장치는 현재 개발중인 한국형 고속전철의 기본모델로부터 고속전철의 운행특성을 유사하게 모의할 수 있도록 축소모델비로 제작된 실험장치로 4대의 견인유도전동기가 플라이휠을 점착력에 의해 구동하는

형태로 구성되었다[10,11]. 모의시험장치의 전기시스템 구성은 주변압기로부터 입력역률개선 및 DC 전압제1어를 위한 4상한 입력 컨버터 4대와 유도전동기 구동을 위한 PWM 인버터 2대 및 한 대의 PWM 인버터로부터 2대씩 병렬운전되는 견인전동기 4대로 구성된다. 이외에 전기제동장치로 저항제동장치와 비접촉제동방식인 와전류제동장치가 추가되었다. 각 전력회로와 기계시스템의 구성을 간략하게 그림 11과 그림 12에 나타내었으며, 모의시험장치의 기본모델인 한국형고속전철의 기본사양과 구성된 모의시험장치의 전기시스템 사양을 표 1에 나타내었다. 또한 관성부하장치의 각 플라이휠의 사양은 표 2에 정리하였다.

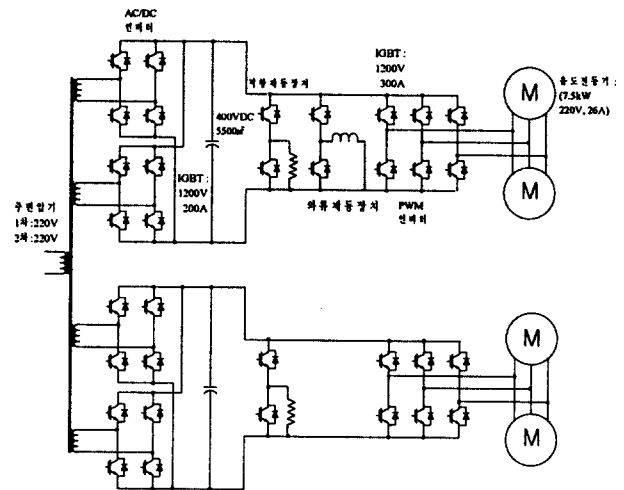


그림 11 모의시험장치 전력회로  
Fig. 11 Electrical system of the simulator

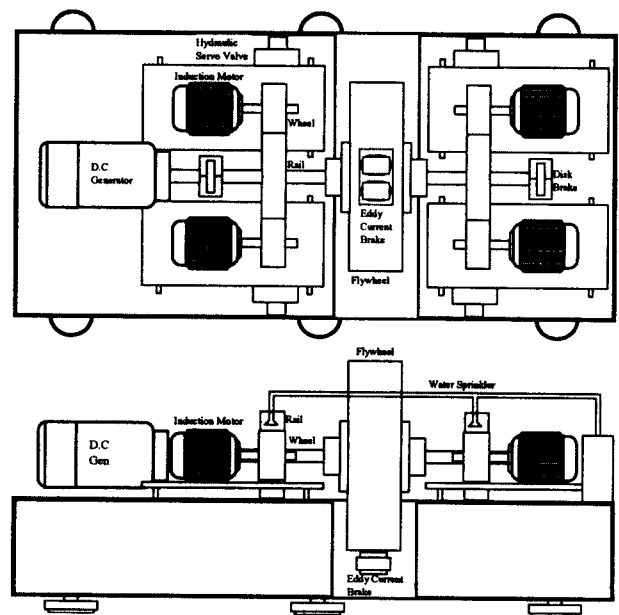


그림 12 모의시험장치 기계시스템 구성  
Fig. 12 Mechanical system layout of the simulator

표 1 전기시스템 주요사양

Table 1 The specification of the electrical system

	모의시험장치	고속전철기본사양
전인전동기	3상 농형 유도전동기 출력: 7.5kW×4대 정격: 220V, 26A 최대속도: 4500rpm	3상 농형 유도전동기 출력: 1100kW×16대 정격: 2183V, 379A 최대속도: 4222rpm
인버터	용량: 22kVA×2대 입력: 400V 출력: 0-220V,0-143Hz	용량: 2824kVA×8대 입력: 2800V 출력: 0-2200V,0-143Hz
입력컨버터	용량: 10kW×4대 입력: 220V 출력: 400V	용량: 1250kW×16대 입력: 1400V 출력: 2800V
스위치소자	IGBT: 1200V, 300A	IGCT: 4500V, 4000A
스위칭주파수	540Hz	540Hz
비접촉제동장치	제동력: 300N 정격: 50V, 9A	제동력: 176kN 정격: 350V,70A
저항제동장치	10kW, 10Ω	800kW×8, 3.9Ω
DC 링크	400V, 5500μF	2800V, 8000μF
주변압기	1차: 220V, 70kVA 2차: 220V, 15kVA×4 152V,110V,5kVA, %Z: 22%	1차: 25kV, 8900kVA 2차:1400V,1250kVA×6 350V,350kVA×4 %Z: 20%~30%

표 2 관성부하장치 각 플라이휠 사양

Table 2 The specifications of each flywheel

	지름(mm)	높이(mm)	중량(kg)	J (kg.m <sup>2</sup> )	수량
주플라이휠	885	240	1680	240	1
레일모의부	450	150	206	9.56	2
휠모의부	225	100	33.24	0.396	4

그림 13은 제안된 MRAS 방식에 의해 그림 7의 제어블럭도를 사용하여 기준속도를 0에서 1500rpm, 다시 500rpm, 0rpm, 1000rpm으로 변화시키는 경우의 시뮬레이션 결과이다. 위로부터 기준속도, 추정속도, 실제속도, 속도오차(추정속도와 실제속도의 차), 기준역기전력성분과 추정된 역기전력성분을 나타낸다. 그림 14는 시뮬레이션 수행후 약 45초 후 시점의 1500rpm 으로 동작하는 정상상태의 각부 파형을 확대한 것으로 기준모델의 역기전력성분과 추정된 역기전력성분을 통해 적응모델의 역기전력항이 기준모델을 잘 추정함을 알 수 있다. 또한 일반적인 센서리스 제어 알고리즘이 초기구동시와 저속영역에서 개루프개념의 구동방식을 사용함에 반해 제안된 방식은 정지상태에서부터 적용가능함을

알 수 있다. 그림 15는 모의시험장치를 사용한 실험결과로 시뮬레이션결과와 일치하는 결과를 얻을 수 있었다.

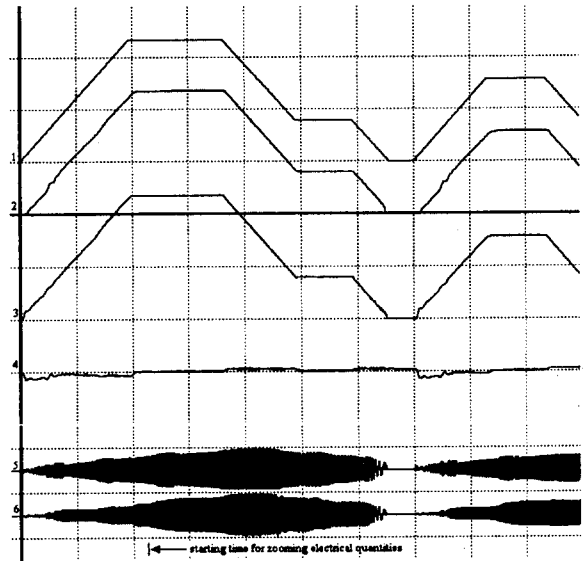


그림 13 제안된 센서리스제어방식에 의한 각부 파형 (1:기준속도, 2:추정속도, 3:실제속도, 4:속도오차, 5:기준모델의 역기전력, 6:적응모델의 역기전력, 652rpm/div., 200V/div.,20s/div.)

Fig. 13 The system behavior using proposed sensorless control (1:reference speed, 2:estimated speed, 3:real speed, 4:speed error 5:reference counter-EMF 6: estimated counter-EMF,652rpm/div.,200V/div.,20s/div.)

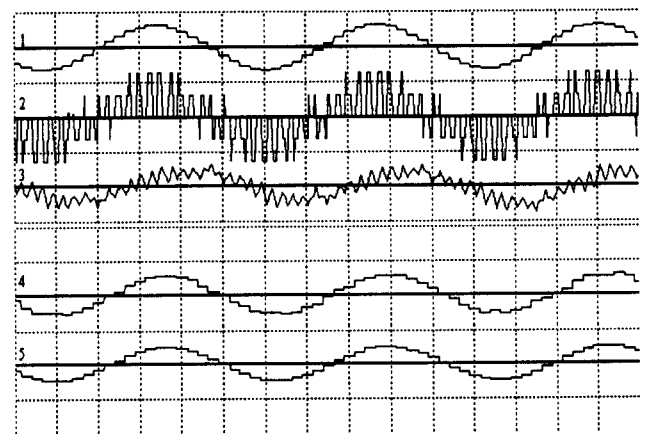


그림 14 정상상태 각부파형 (1:상전압계산치, 2:실제상전압, 3:상전류, 4:기준모델의 역기전력,5:적응모델의 역기전력, 200V/div.,21.3A/div.,3.7ms/div.)

Fig. 14 Waveforms of the steady state operation (1:computed phase voltage, 2:phase voltage, 3:phase current, 4:reference counter-EMF,4:estimated counter-EMF, 200V/div.,21.3A/div.,3.7ms/div.)

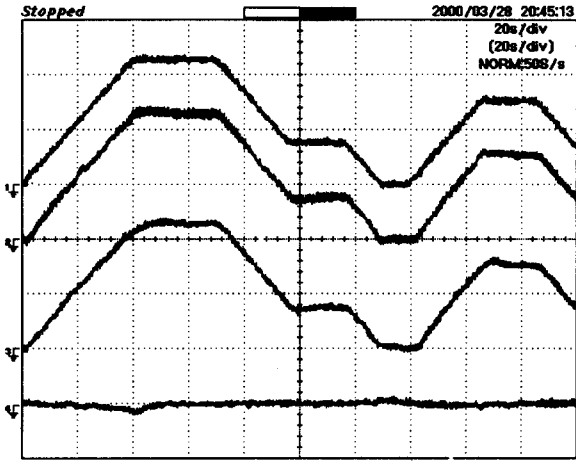


그림 15 가변속실험파형 (1:기준속도,2:추정속도,3:실제속도,4:속도오차,652rpm/div., 20s/div.)

Fig. 15 Experimental results of variable speed drive (1:reference speed, 2:estimated speed, 3:real speed, 4:speed error, 652rpm/div., 200V/div., 20s/div.)

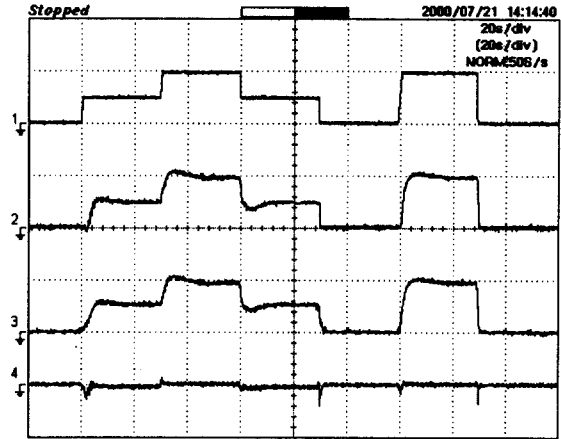


그림 17 저속영역동작 실험파형 (1:기준속도, 2:추정속도, 3:실제속도, 4:속도오차, 50rpm/div., 20s/div.)

Fig. 17 Experimental results of low-speed operation (1:reference speed, 2:estimated speed, 3:real speed, 4:speed error, 50rpm/div., 20s/div.)



그림 16 저속영역동작 시뮬레이션 파형 (1:기준속도, 2:추정속도, 3:실제속도, 4:속도오차, 5:  $i_{sd}$ , 6:  $i_{sq}^*$ , 7:발생토크, 8:  $i_{sd}$ , 9:  $i_{sq}^*$ , 50rpm/div., 20A/div., 28Nm/div., 20s/div.)

Fig. 16 Simulation results of low-speed operation (1:reference speed, 2:estimated speed, 3:real speed, 4:speed error, 5:  $i_{sd}$ , 6:  $i_{sq}^*$ , 7: torque, 8:  $i_{sd}$ , 9:  $i_{sq}^*$ , 50rpm/div., 20A/div., 28Nm/div., 20s/div.)

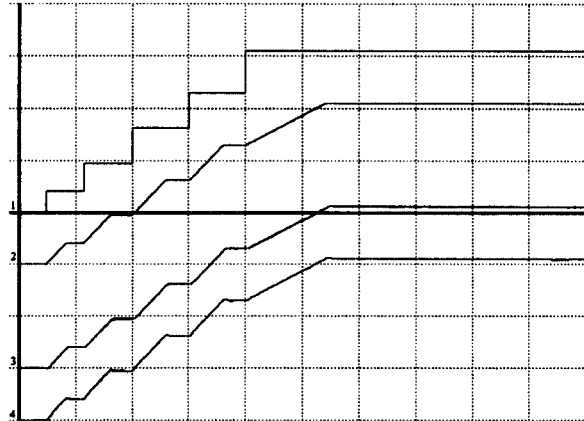


그림 18 최대속도가속시의 시뮬레이션 파형 (1:속도지령, 2:기준속도, 3:추정속도, 4:실제속도, 1355rpm/div., 50s/div.)

Fig. 18 Simulation results from zero to maximum speed (1:speed command, 2:reference speed, 3:estimated speed, 4:real speed, 1355rpm/div., 50s/div.)

그림 16 및 그림 17은 저속영역의 특성을 보여주는 것으로 기준속도를 0에서 25rpm, 다시 순차적으로 50rpm, 25rpm, 0rpm, 50rpm, 0rpm으로 변화시키는 경우의 시뮬레이션 및 실험 결과이다. 과도상태에서의 속도오차는 조금 발생하지만 이는 제어기의 특성에 기인하는 바가 크며, 정상상태에서의 오차는 거의 없음을 알 수 있다. 일반적으로 센서리스 제어의 경우 저속에서는 성능이 뒤떨어지나 제안된 알고리즘은 25rpm의 초저속영역에서도 좋은 응답특성을 보임을 확인하였다. 25rpm의 회전속도는 한국형고속전철에서 약 시속 2km/h의 운행속도에 해당하는 회전속도로 실제 고속전철에서 정지상태의 판단기준이 되는 3km/h(약 36rpm)보다 작은 값이다. 즉 제안된 센서리스 제어 알고리즘은 고속전철과 같은 견인분야에 정지속도에서부터 효과적으로 적용될 수 있음을 알 수 있다.



그림 18과 그림 19는 0에서 최고속도 4200rpm까지 단계적으로 속도를 변화시키는 경우 시뮬레이션 파형으로 4200rpm은 한국형고속전철의 350km/h의 속도에 해당하는 회전수이다. 즉 제안된 방식의 센서리스 제어알고리즘은 저속영역부터 최고속도영역까지 효과적으로 사용될 수 있음을 알수 있다.

시뮬레이션과 실험결과로부터 제안된 알고리즘은 상대적으로 샘플링주기가 긴 고속전철 응용분야에서 저속부터 고속에 이르기까지 효과적으로 수행가능함을 확인하였다.

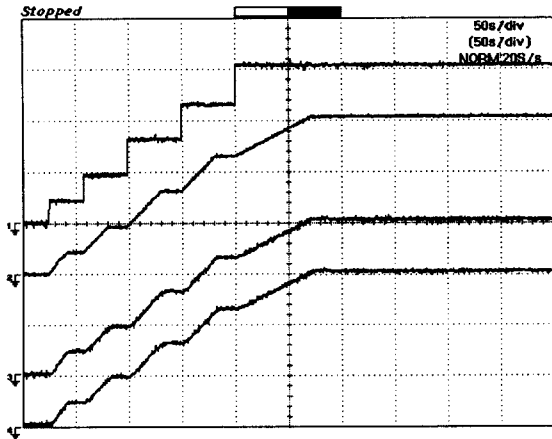


그림 19 최대속도가속시의 실험파형(1:속도지령, 2:기준속도, 3:추정속도, 4:실제속도, 1355rpm/div, 50s/div.)

Fig. 19 Experimental results from zero to maximum speed (1: speed command, 2: reference speed, 3: estimated speed, 4: real speed, 1355rpm/div, 50s/div.)

### 5. 결 론

본 논문에서는 고속전철과 같은 견인용 유도전동기의 구동을 위한 효과적인 센서리스 제어방식을 제안한다. 제안된 센서리스제어 방식은 기준모델추정제어방식의 하나로 자속이 아닌 역기전력을 이용하므로써 기준모델의 적분항을 제거하여 상대적으로 낮은 스위칭 주파수를 사용하는 대용량 견인시스템에서 적분항으로 인한 포화 및 드리프트에 의한 단점을 보완하고 비교적 정확한 기준모델의 역기전력을 추정할 수 있다. 이로 인해 저속운전영역에서도 정확한 회전속도를 추정하는 것이 가능하며, 유도전동기의 전 속도범위에 대해 효과적으로 사용가능하다.

제안된 알고리즘은 시뮬레이션 및 고속전철 모의시험장치를 사용한 실증실험을 통해 540Hz로 스위칭되는 대전력구동응용분야를 목적으로 상대적으로 큰 샘플링 구간인 926 $\mu$ sec의 제어루프를 가지고 초저속영역인 25rpm의 속도로부터 최대속도 4200rpm까지 다양한 가변속운전을 수행하였으며, 그 결과 초저속운전 및 정지, 초고속운전까지 효과적으로 사용될 수 있음을 증명하였다.

### 감사의 글

본 논문의 연구는 건설교통부, 산업자원부, 과학기술부 공동주관 아래 선도기술개발사업으로 시행되는 고속전철 기술개발사업에 의해 지원을 받아 수행되었으며, 이에 관계자에게 감사드립니다.

### 참 고 문 헌

- [1] M. Ishida et al., "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics", IEEE Trans. on IA, Vol.20, No. 3, pp.575-pp.581, 1984.
- [2] Dragos Ovidiu Kisck et al., "A New Rotor-Field-Oriented Scheme Using the Third Harmonic Component of the Air-gap Flux", EPE'93 Proc., pp.63-pp.66, 1993.
- [3] Y. R. Kim, S. K Sul, M. H. Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter", IEEE Trans. on IA, Vol. 30, No. 5, pp.1225-pp.1233, 1994.
- [4] C. Schauder "Adaptive Speed Identification for Vector Control Induction Motors Without Rotational Transducers" IEEE. Trans. on IA, pp.1054-pp.1061, 1992.
- [5] H. Kubota et al., "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor", IEEE Trans. on IA, Vol.29. No.1, pp.175-pp.180, 1993
- [6] L. B. Brahim and R. Kurosawa, "Identification of Induction Motor Speed Using Neural Networks", IEEE PCC Yokohama, pp.1075-pp.1081,1997.
- [7] Peter Vas, "Vector Control of AC Machine", Clarendon Press, 1990.
- [8] Bimal. K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives", IEEE Press, 1996.
- [9] G. C. Verghese, S. Sanders, "Observers for Flux Estimation in Induction Machines", IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol.35, No.1, pp.87-94, 1988.
- [10] Hong-Je Ryoo, Jong-soo Kim, Myung-Ho Woo, Won-Ho Kim, Geun-Hie Rim, "A Propulsion Simulator of a High-speed Railway Train", MET' 99 Warsaw, pp.1-pp.5, September 23-25, 1999.
- [11] 류홍제, 김종수, 김원호, 강유리, G. Gusev, 임근희, "고속전철 추진시스템 시뮬레이터 설계", 98 대한전기학회 전력전자연구회 춘계학술 연구 발표회 논문집, pp.133-pp.136, 1998. 4.

저 자 소 개



류 홍 제 (柳 泓 齊)

1969년 3월 4일생. 1991년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 2월~현재 한국 전기연구소 산업전기연구단 선임연구원  
Tel : 055-280-1455, Fax : 055-280-1490



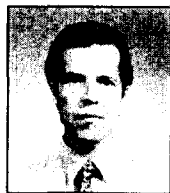
원 충 연 (元 忠 淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991~1992년 미국 테네시 주립대학 객원교수. 1988년~현재 성균관대 전기전자 및 컴퓨터공학부 정교수  
Tel : 031-290-7115, Fax : 031-290-7179



김 종 수 (金 鍾 洙)

1959년 12월 26일생. 1982년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1982년~현재 한국 전기연구소 산업전기연구단 책임연구원  
Tel : 055-280-1453, Fax : 055-280-1490



Dragos Ovidiu Kisck

1957년 9월 20일생. 1982년 University Politehnica of Bucharest Romania 전기공학과 졸업. 1984년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1982~1987 Electrotechnical Research Institute from Bucharest, Romania 연구원. 1987~현재 University Politehnica of Bucharest Romania 정교수



임 근 회 (林 根 熙)

1955년 10월 7일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 Virginia Polytechnic Institute and State University 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박) 1978년~현재 한국 전기연구소 산업전기연구단 책임연구원  
Tel : 055-280-1450, Fax : 055-280-1490