

# 매트릭스 컨버터를 이용한 유도전동기 구동장치의 기준모델 적응제어기법 기반의 강인한 센서리스 제어

論 文

57-4-11

## Robust Sensorless Control for Induction Motor Drives Fed by a Matrix Converter with Model Reference Adaptive Control

沈 曠 勳\* · 許 成 會\*\* · 李 敎 範†

(Gyung-Hun Sim · Sung-Hoi Huh · Kyo-Beum Lee)

**Abstract** - This paper presents a new robust sensorless control system for high performance induction motor drives fed by a matrix converter with variable structure. The lumped disturbances such as parameter variation and load disturbance of the system are estimated by a variable structure approach based on model reference adaptive scheme. A Reduced Order Extended Luenberger Observer (ROELO) is also employed to bring better responses at the low speed operation. Experimental results are shown to illustrate the performance of the proposed system.

**Key Words** : Robust Control, Model Reference Adaptive Control, Matrix Converter

### 1. 서 론

가변구조 제어방식(Variable Structure Control)은 슬라이딩 표면이라고 하는 불연속면을 사용한다. 가변구조 제어에서는 몇 가지 스위칭 방법을 이용하여 시스템을 어느 정도 강인하게 만들 수 있지만, 익히 알려진 바와 같이 채터링 현상과 제어 이득 설정과 같은 문제점들이 존재한다[4, 11]. 지금까지 이러한 문제점들을 개선하려는 많은 논문들이 발표되어왔다[1-8, 11, 12]. 채터링 문제에 있어서는 포화 함수를 이용한 실용적인 연구가 발표되었다. 제어 이득 선정은 가변구조 제어 방식에서 성능을 결정하는 중요한 요소이다. 이득 값을 선정 방법에는 신경망(Neural Networks: NN)의 적응제어를 이용한 여러 가지 조절 방법들이 제안되었다[1-8]. 하지만 신경망을 이용한 방법에서 몇 가지 파라미터들은 역전파(back-propagation) 방법에 의해 갱신되는데 이는 부분적인 문제점들을 포함하고 있다.

가변구조 제어에서 불확실한 파라미터들은 개선된 적응 제어 기법을 이용하여 추정이 가능하다. 최근 복잡한 비선형 시스템과 관련된 연구에서 가변구조제어(VSC)와 모델기반의 적응제어(MRAC)를 병행한 방법들이 집중적으로 연구되었고, 외란에 대한 정상상태 및 과도상태 응답의 성능이 입증되었다[1-5, 8]. 2계의 자유로봇을 이용한 실험에서 불확실한 파라미터가 신경망 이용한 적응제어를 이용해 과도상태에서 개선된 응답 특성을 나타내었다[1]. 하지만 지속적인

안정성만 입증되었을 뿐, 다른 불확실한 유한 변수의 측정 방법은 아직까지 소개된 것이 없다. 데드 존(dead-zone)이나 백 래쉬(back-lash)처럼 액츄에이터의 비선형성을 고려한 연구에서 관성 및 접점의 유연성(joint flexibility) 값들은 VSC와 역전파 기반의 신경망 제어를 이용하여 추정이 가능하였다. 하지만, 불확실한 항목의 놈(norm)은 주어진 상수에 의해 유한한 값을 확인할 수 있고, 모든 변수들은 점진적으로 안정하기 보다 한결같이 제한적임을 알 수 있다[4]. 그리고 시변 지연 상호접속(time-varying delay interconnection)을 이용한 복잡하고 거대한 규모의 시스템에서, 가변구조 제어기반의 적응 알고리즘을 이용한 상한 값 추정방법이 소개되었다.

본 논문에서 속도의 추정은 저자가 이득 설정 방법과 함께 제안했던 기존의 방식을 적용하였다[13]. 신경망 관측기를 이용한 적응 슬라이딩 모드 제어 방법은 유도기의 불확실한 변수 및 시스템의 고려되지 않은 부분들을 설계하고 이를 제어하기 위해서 사용되었다. 유도 전동기 드라이브의 실제적인 동작은 모델기반의 적응제어기법을 적용하여 참조 모델의 역학적인 성능을 추정하도록 제어하였다. 불확실한 시변 상수들은 온라인 신경망 함수들을 통해 추정되었고, 슬라이딩 제어는 오차를 보상할 수 있도록 설계되었다. 이렇게 하여 실제 시스템은 강한 비선형적인 동작에도 참조 모델의 동적 성능을 잘 따를 수 있도록 하였다. 신경망의 연결강도 벡터와 불확실한 진동 한계에 따른 슬라이딩 모드 제어 이득은 Lyapunov 함수를 이용한 적응 기법을 통해 안정적으로 동작할 수 있도록 제어되었다. 제안하는 매트릭스 컨버터를 이용한 유도 전동기 드라이브의 센서리스 벡터 제어 구조는 그림 1과 같다. 실험을 통해 제안한 시스템의 타당성을 입증하였다.

\* 學生會員 : 아주대학교 전자공학과 석사과정

\*\* 正 會 員 : 기상청 통신사무관 · 공박

† 교신저자, 正會員 : 아주대학교 전자공학부 조교수 · 공박

E-mail : kyl@ajou.ac.kr

接受日字 : 2007年 12月 28日

最終完了 : 2008年 3月 21日

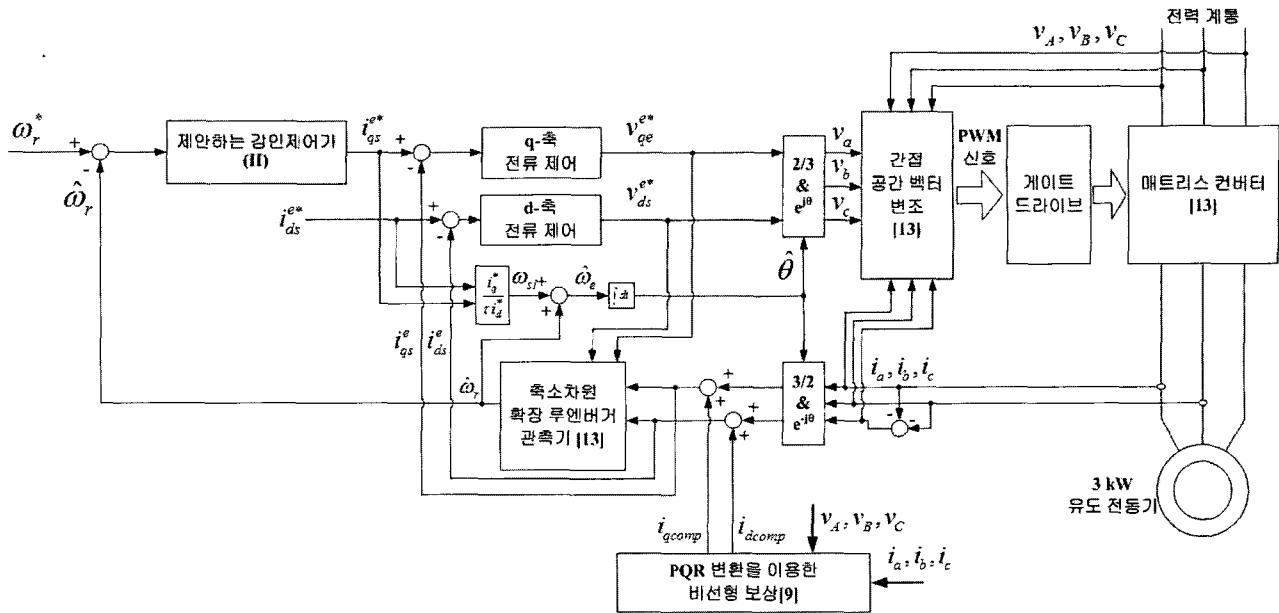


그림 1 제안하는 매트릭스 컨버터를 이용한 강인 센서리스 벡터 제어

Fig. 1 The proposed robust sensorless vector control for matrix converter drives.

## 2. 시스템 모델 기반의 적응제어기법을 이용한 강인 제어기의 설계

### 2.1 동적 시스템의 설계

시스템의 역학적 모델 및 변수 설계의 불확실성에 대해서, 유도전동기의 기계적인 방정식은  $\mathbf{x} = [\omega_r, \dot{\omega}_r]^T = [x_1, x_2]^T$  라는 상태 변수를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= (f + f')x_2 + (g + g')u + hT_L + \epsilon \\ &= fx_2 + gu + \rho \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서  $f, g, h$ 는 각각  $-B/J, -K_T/J$  그리고  $f'x_2 + g'u + hT_L + \epsilon$ 를 나타낸다.

만약 불확실한 변수인  $\rho$ 를 고려하지 않으면, 시스템의 동적 특성은 시스템 벡터  $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ 를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_{1n} &= x_{2n} \\ \dot{x}_{2n} &= fx_{2n} + gu_n \end{aligned} \quad (2)$$

식 (1)과 (2)로부터 제어입력은 다음과 유도할 수 있다.

$$u_n = g^{-1}(\dot{x}_{2n} - fx_{2n} + K_n^T e_n) \quad (3)$$

여기서  $\mathbf{k}_n = [k_{0n} \ k_{1n}]$ ,  $\mathbf{e}_n = [e_{1n} \ e_{2n}]^T = [e_{2n} \ e_{2n}]^T$  그리고  $e_{1n} = x_1 - x_{1n}$ ,  $e_{2n} = x_2 - x_{2n}$ 이다.

식(3)을 식(2)에 대입하면, 시스템에서 오차의 동적 특성은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\ddot{e}_{1n} + k_{1n}\dot{e}_{1n} + k_{0n}e_{1n} = 0 \quad (4)$$

또는

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_{1n} \\ \dot{e}_{1n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_{0n} & -k_{1n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{1n} \\ \dot{e}_{1n} \end{bmatrix} = A_{en} \mathbf{e}_n \quad (5)$$

위의 식은 설계 상수  $\mathbf{k}_n$ 을 통해 적절히 이용하여  $\lim_{t \rightarrow \infty} \{\mathbf{e}_{1n}, \mathbf{e}_{2n}\} = \{0, 0\}$ 이고 같이 식 (2)의 동적 시스템이 안정도를 갖는 다는것을 의미한다. 간단히 추론하여 생각하자면, 미소 구간의 제어에 있어 (1)의 실제 모델은 완벽한 방법이 아니며, 별도의 제어가 필요하다는 것을 알 수 있다. 다음 절에서는  $\rho$ 의 불확실성을 위한 신경 회로망 관측기 및 모델기반의 적응제어기법기반의 적응 슬라이딩 모드 제어기를 소개하고, 안정도 문제에 대해 자세하게 소개한다.

### 2.2 방사형 기저 함수망(RBFN)

방사형 기저함수(RBFN)는 신경회로망의 일종으로 간단히 입력, 출력 그리고 정규화된 가우시안(Gaussian) 활성 함수를 통한 은닉층들로 이루어진다. 방사형 기저함수의 개략적인 구조는 그림 2와 같다. 일반적으로 각각의 은닉 노드들

은 다음과 같은 정규화된 가우시안 활성화 함수를 가지고 있다[9].

$$z_i = \theta_i(\mathbf{x}) \cong \frac{r_i(\mathbf{x}_{rb})}{\sum_{k=1}^l r_k(\mathbf{x}_{rb})} = \frac{\exp[-|\mathbf{x}_{rb} - \mathbf{m}_i|^2/2\mu_i^2]}{\sum_{k=1}^l \exp[-|\mathbf{x}_{rb} - \mathbf{m}_k|^2/2\mu_k^2]} \quad (6)$$

여기서  $z_i$ 은  $\mathbf{Z} = (z_1, z_2, \dots, z_i, \dots, z_l) \in R^l$ 의  $i$ 번째 방사형 기저함수망을 의미하고,  $\mathbf{x} = (x_{rb1}, x_{rb2}, \dots, x_{rbn}) \in R^n$ 은 입력 벡터,  $\mathbf{m}_i \in R^n$ 과  $\mu_i \in R^n$ 은 각각  $i$ 번째 가우시안 함수의 중심과 너비를 나타낸다. 그러므로  $z_i$ 는 입력벡터  $\mathbf{m}_i$ 에 근접할수록 큰 응답 특성을 나타낸다. 방사형 기저함수망의 출력은 간단히 은닉층의 출력에 대한 연결강도의 합으로 표현이 가능하고, 다음의 선형 조합의 형태로 나타낼 수 있다.(그림 2 참조)

$$o_j = \sum_{k=1}^l w_{jk} \cdot z_k \quad (7)$$

$$= [w_{j1} w_{j2} \dots w_{jl}] [z_1 z_2 \dots z_l]^T = \mathbf{W}_j^T \mathbf{Z}$$

여기서  $w_{jk} (k=1, 2, \dots, l)$ 는  $k$ 번째 은닉층과 방사형 기저함수망 출력간의 강도를 나타내고,  $\mathbf{W}_j^T \in R^l$ 는  $w_{jk}$ 를 의미한다. 이렇게 하여 출력 벡터는  $\mathbf{o} = (o_1, o_2, \dots, o_m) \in R^m$ 으로 표현할 수 있다. 만약 은닉 층에서 사용된 활성화 함수들이 무한히 미분가능하고 다항식 형태로 사용된다고 가정하면, 참고문헌 [4]와 [10]에서 자세히 언급되어 있듯이 입력층, 은닉층, 출력층으로 이루어진 방사형 기저함수망은 퍼지나 다중 계층 신경망과 같은 보편적인 3계층의 추정기가 될 수 있음 알 수 있다[9, 10]. 또한 방사형 신호처리, 패턴 인식, 제어 그리고 함수적 추정기와 같은 여러 가지 응용분야에서 3계층 신경망에 대한 확실한 대안이 될 수 있음을 알 수 있다. 연결강도 벡터 및 가우시안 함수의 중심 및 너비와 같은 방사형 기저함수망 파라미터를 갱신하기 위한 몇 가지 델타 학습 방법들이 있다[10].

### 2.3 시스템 모델 기반의 적응제어 시스템

앞 절에서 본 바와 같이, 이미 알고 있는 변수들을 이용하여 미소 구간의 상태 벡터들이 자유자재로 제어가 가능함을 알 수 있었다. 본 논문에서, 시스템 동적 특성은 실제 동적 모델에 대한 기준모델로서 사용된다.

추가적인 제어입력,  $u_c$ (여기에서  $u = u_n + u_c$ )를 통해 (1)과 (2)에서의 동적 모델의 오차  $e_1 = \hat{x}_{1n} - x_1$ 는 다음과 같이 유도할 수 있다.

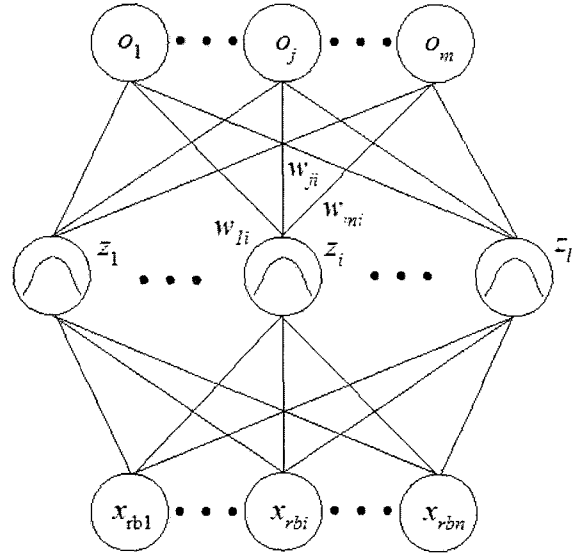


그림 2 방사형 기저함수망의 구조도

Fig. 2 Schematic diagram of the RBFN.

$$\ddot{e}_1 = \ddot{x}_{1n} - \ddot{x}_1 = f(\dot{x}_{1n} - \dot{x}_1) - g u_c - \rho = -k_1 e_1 + f \dot{e}_1 - u_{c1} - \rho \quad (8)$$

여기서  $u_c = g^{-1}(k_1 e_1 + u_{c1})$ 을 의미한다.

위의 동적 모델의 오차는 다음과 같이 간단히 표현될 수 있다.

$$\dot{e} = \mathbf{A}_e e + \mathbf{B}_e \phi_e \quad (9)$$

여기에서  $e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_1 \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{A}_e = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_1 & f \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{B}_e = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ , 그리고  $\phi_e = -u_{c1} - \rho$ 를 나타낸다.

식 (8)에서,  $f$ 는 음의 상수로서 동적 시스템 방정식인 식 (1)은 추가적인 제어입력인  $u_c$ 와 설계상수  $k_1$ 의 적절히 선택함으로써 식 (2)를 추정할 수 있다.

이제 식 (10)에서 정의된 오차 벡터를 이용하면 슬라이딩 표면과 이에 따른 미분식은 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$S = c^T \cdot e$$

$$\dot{S} = c^T \cdot \dot{e} = c^T \cdot (\mathbf{A}_e e + \mathbf{B}_e \phi_e) \quad (10)$$

여기서  $c = [c_1 \ c_2]^T$ 를 나타낸다.

본 논문에서 시스템의 불확실한 정보인  $\rho$ 는 신경망을 이용하여 설계할 수 있으며, 설계 오차  $\tilde{\rho}$ 는  $\tilde{\mathbf{W}} = \mathbf{W} - \mathbf{W}^*$ 를 통해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\rho} = \mathbf{W}^T \mathbf{Z} - \rho = \mathbf{W}^T \mathbf{Z} - \mathbf{W}^{*T} \mathbf{Z} - \delta = \widetilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{Z} - \delta \quad (11)$$

여기에서  $\delta$ 는 신경망을 통한 적응제어의 오차를 의미하고,  $\mathbf{Z}$ 와  $\mathbf{W}$ 는 식 (7)에서 보인 방사형 기저함수망의 연결강도를 의미한다.

식 (11)을 이용하여 초기의 불확실했던 정보들은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\rho = \mathbf{W}^T \mathbf{Z} - \widetilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{Z} + \delta \quad (12)$$

원리를 설명하기 위해 다음의 가정이 필요하다.

**가정.** 다음의 부등식이 성립한다고 하자.

$$|\delta| \leq \bar{\zeta} \quad (13)$$

여기서  $\bar{\zeta}$ 는 유한한 값을 갖는 양의 상수이다.

주요 정리를 기술하면

**정리.** 전체적인 제어 입력을  $u = u_n + u_c$ 라 하면 제어 입력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} u_c &= g^{-1}(k_1 e_1 + u_{c1}) \\ u_{c1} &= \left( \frac{1}{c_2} |\mathbf{c}^T \mathbf{A}_e \mathbf{e}| + \frac{\lambda}{c_2} + \xi \right) \text{sgn}(S) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서  $u_n$ 은 식 (3)에서 기술된 바 있으며,  $\lambda$ 은 양의 상수 그리고  $\xi$ 는 적응제어기법에 의해 제어되는 파라미터이다.

방사형 기저함수망을 이용하면 시스템의 불확실한 부분은 다음과 같이 추정될 수 있다.

$$\hat{\rho} = \mathbf{W}^T \mathbf{Z} \quad (15)$$

연결강도 벡터  $\mathbf{W}$  그리고 제어이득  $\xi (\xi^* \cong \bar{\zeta})$ 를 다음과 같이 정의하면 제어하고자 하는 추정 성능  $S$ 와 더불어 모든 변수들이 점근적으로 안정함을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{W}} &= \gamma_w c_2 \mathbf{S} \mathbf{Z} \\ \dot{\xi} &= \gamma_k c_2 |S| \end{aligned} \quad (16)$$

**증명.** 적응법칙을 유도하기 위해 다음과 같은 형태의 리아프노프(Lyapunov)함수를 설정한다.

$$\begin{aligned} V_e(t) &= \frac{1}{2} S^2 + \frac{1}{2\gamma_w} (\mathbf{W} - \mathbf{W}^*)^T (\mathbf{W} - \mathbf{W}^*) \\ &\quad + \frac{1}{2\gamma_k} (\xi - \xi^*)^2 \end{aligned} \quad (17)$$

식 (17)의 도함수를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= S \dot{S} + \frac{1}{\gamma_w} \widetilde{\mathbf{W}}^T \dot{\mathbf{W}} + \frac{1}{\gamma_k} \tilde{\xi} \dot{\xi} \\ &= |S| |\mathbf{c}^T \mathbf{A}_e \mathbf{e}| \\ &\quad - c_2 S \left( \frac{1}{c_2} |\mathbf{c}^T \mathbf{A}_e \mathbf{e}| + \frac{\lambda}{c_2} + |\mathbf{W}^T \mathbf{Z}| + \xi \right) \text{sgn}(S) \\ &\quad + c_2 S \rho + \frac{1}{\gamma_w} \widetilde{\mathbf{W}}^T \dot{\mathbf{W}} + \frac{1}{\gamma_k} \tilde{\xi} \dot{\xi} \\ &= -\lambda |S| - c_2 |S| |\mathbf{W}^T \mathbf{Z}| \\ &\quad - c_2 \xi |S| + c_2 S (\mathbf{W}^T \mathbf{Z} - \widetilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{Z} + \delta) \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_w} \widetilde{\mathbf{W}}^T \dot{\mathbf{W}} + \frac{1}{\gamma_k} \tilde{\xi} \dot{\xi} \\ &\leq -\lambda |S| - c_2 |S| |\mathbf{W}^T \mathbf{Z}| \\ &\quad - c_2 \xi |S| + c_2 |S| |\mathbf{W}^T \mathbf{Z}| - c_2 S \widetilde{\mathbf{W}}^T \mathbf{Z} \\ &\quad + c_2 |S| \bar{\zeta} + \frac{1}{\gamma_w} \widetilde{\mathbf{W}}^T \dot{\mathbf{W}} + \frac{1}{\gamma_k} \tilde{\xi} \dot{\xi} \\ &= -\lambda |S| + \frac{1}{\gamma_w} \widetilde{\mathbf{W}}^T (\dot{\mathbf{W}} - \gamma_w c_2 \mathbf{S} \mathbf{Z}) \\ &\quad + \frac{1}{\gamma_k} \tilde{\xi} (\dot{\xi} - \gamma_k c_2 |S|) \\ &= -\lambda |S| \end{aligned} \quad (18)$$

식(17)과 식(18)로부터 모든 신호  $\mathbf{e}$ ,  $\widetilde{\mathbf{W}}$  그리고  $\tilde{\xi}$ 가 유한함을 알 수 있으며, 식 (7)로부터  $\dot{\mathbf{e}}$  또한 유한한 값을 갖는다는 것을 알 수 있다.

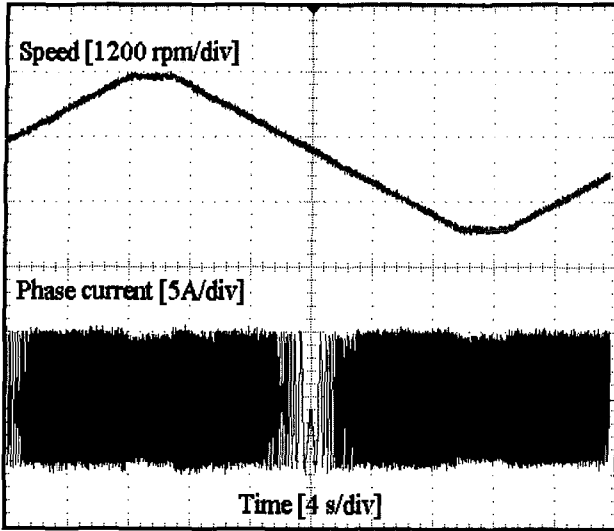
식 (18)의 적분하면  $\left( 2 \int_0^\infty \dot{V}_e(t) dt \leq - \int_0^\infty \frac{1}{2} |S|^2 dt \right)$ 에 의해 다음 방정식이 성립된다.

$$S \int_0^\infty |S| dt \leq 2(V_e(0) - V_e(\infty)) \quad (19)$$

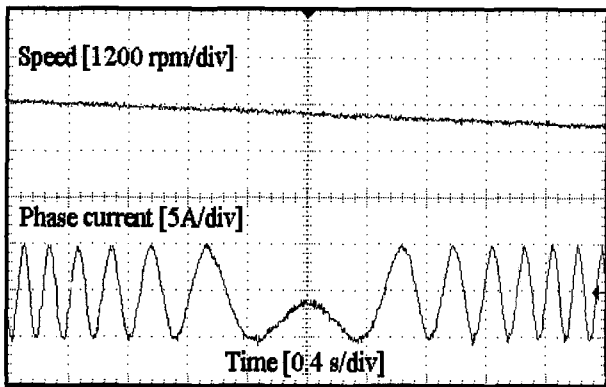
$V_e(0)$ 가 유한한 값을 갖는 동시에  $\dot{\mathbf{e}}$ 와  $V_e(\infty)$  증가하지 않으므로,  $\int_0^\infty |S| dt$  또한 유한한 값을 갖음을 알 수 있다. *Babalat's lemma*를 이용하면  $t \rightarrow \infty$  함에 따라  $|S|$ 는 0으로 수렴하는 값을 갖는다는 것을 알 수 있다.

### 3. 실험

제안한 제어 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 실험을 수행하였다. 실험에서는 영속도 영역의 속도 전환구간과 운전환경변화에 따른 파라미터 변화에 중점을 두었다. 하드웨어는 3상, 380V, 50Hz, 4극, 3kW의 유도전동기와 매트릭스 컨버터를 이용한 전력회로가 실험에 사용되었다. 양방향 스위치의 전환 횟수를 최소화하기 위하여 출력전류의 부호에 따라 4단계로 양방향 스위치를 전환하는 참고문헌 [13]에 자세히 언급되어 있는 변조기법을 사용하였다.



(a) 속도와 상전류

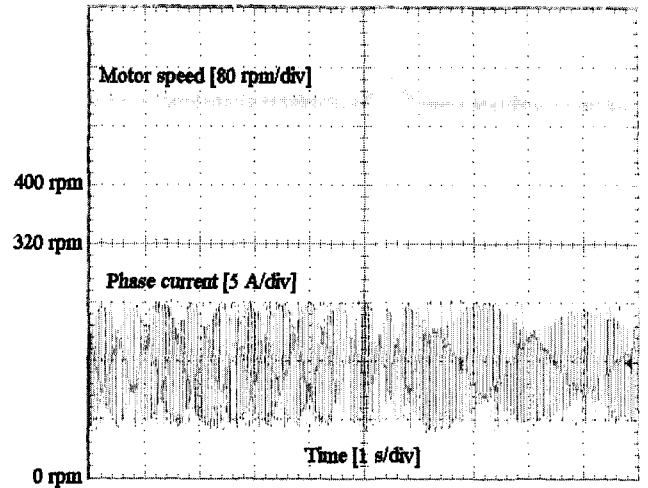


(b) 속도와 상전류 파형, (a) 그림의 영속도영역의 속도 전환 구간 확대

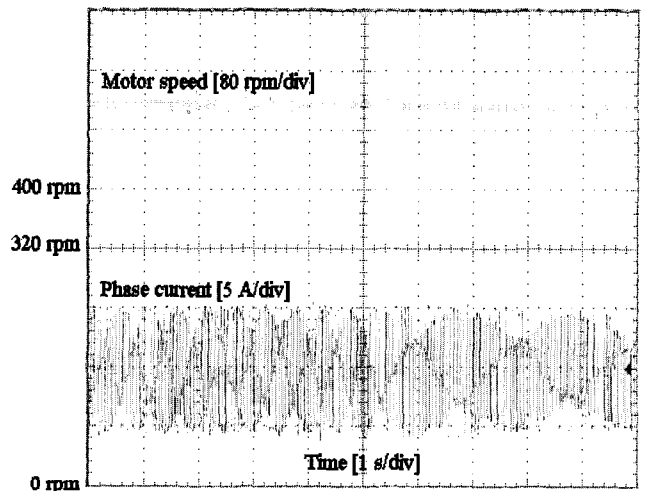
그림 3 정방향 및 역방향 운전

Fig. 3 Forward and reverse operation.

그림 3의 (a)와 (b)는 제안한 센서리스 벡터 제어 시스템의 정 방향 및 역 방향 동작에 따른 속도와 상 전류의 응답을 나타낸다. 그림 3(b)는 속도 응답에 있어서 영속도 영역의 속도전환구간을 확대한 그림이다. 그림 3의 (a)와 (b)는 200 rpm/s 의 기울기로 속도 레퍼런스를 인가할 경우의 속도 응답을 보여준다. 속도의 영속도 영역의 속도전환지점에서 안정적이고 부드러운 곡선을 나타냄을 알 수 있다. 그림 4(a) 와 (b)는 관성계수를 순간적으로 변화시켰을 때의 실험 결과를 보여준다. 방사형 기저함수망 외란 관측기를 적용하지 않고 속도제어를 수행할 경우, 관성의 변화에 대한 영향을 극복하는데 1초 가량의 시간이 걸린 것을 알 수 있다. 하지만 방사형 기저함수망 외란 관측기를 이용해서 속도제어를 할 경우 0.2초의 극복시간이 걸린다. 이와 같은 실험 결과를 통해 파라미터의 변화에 대한 강인성을 가진다는 것을 확인할 수 있다.



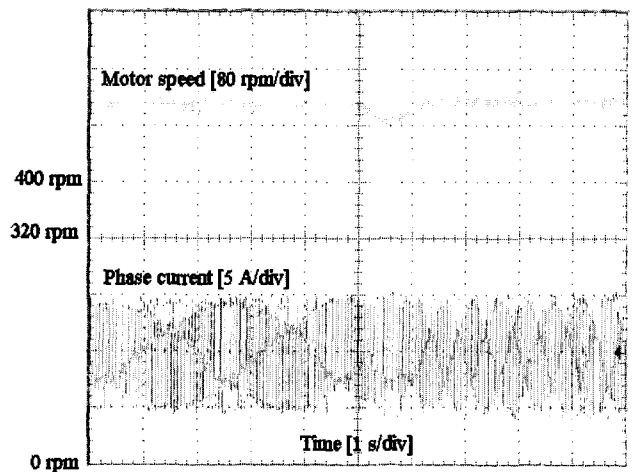
(a) IP 제어기를 이용한 경우



(b) 방사형 기저함수망 외란 관측기를 이용한 경우

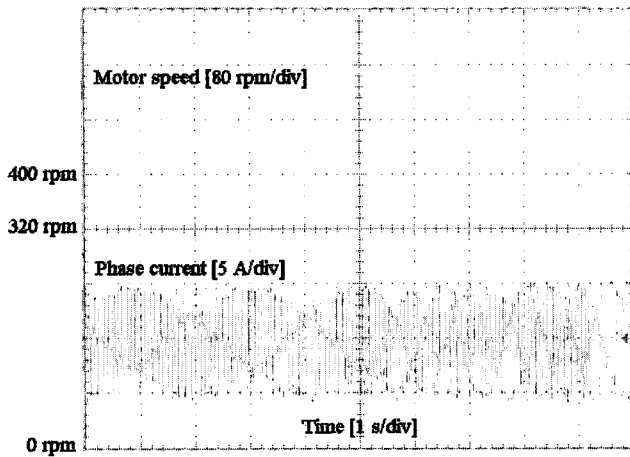
그림 4 500rpm에서 파라미터 변화

Fig. 4 Parameter variation at 500 rpm.



(a) IP 제어기를 이용한 경우

## 참 고 문 헌



(b) 방사형 기저함수망 외란 관측기를 이용한 경우

그림 5 500rpm에서 부하 변화

Fig. 5 Load disturbance at 500 rpm.

이러한 우수한 특성은 그림 5(a)와 그림 5(b)에서도 확인할 수 있다. 5초에 순간적인 부하를 인가한 경우를 나타내고 있다. 방사형 기저함수망 제어를 이용한 속도 제어에서 부하 인가 후 추정 오차가 다시 0이 되는데 0.5초의 시간이 걸렸지만, 방사형 기저함수망 관측기 없이 실험할 경우 2초의 시간이 걸렸다. 이러한 실험 결과들로부터 센서리스 벡터 제어 시스템은 외란이 존재할 경우 우수한 속도 제어 특성을 나타내는 것을 관측할 수 있다. 특히 제한한 제어 구조는 무시할 만큼 작은 외란의 영향이 있다 하더라도 파라미터 진동에 대해 강인성을 갖는다는 것을 알 수 있다.

## 4. 결 론

본 논문에서는 매트릭스 컨버터를 이용한 유도전동기 구동장치의 제어성을 개선하기 위해 가변구조 모델기반의 적응제어기법을 이용한 강인 속도 제어를 제안하였다. 파라미터와 부하 변동과 같이 모델링되지 않은 외란으로부터 강인한 제어 성능을 얻기 위해, 방사형 기저함수망을 이용하여 외란을 추정할 수 있었다. 또한 제어 시스템의 안정도를 위한 제어 방법, 그리고 방사형 기저함수망의 연결강도와 제어 변수를 적응 기법을 통하여 업데이트하기 위한 방법을 제안하였다. 실험 결과를 통하여 제한한 제어 구조가 저속 영역에서의 동작과 파라미터 및 부하의 진동에도 강인하고 안정성 있게 동작함을 알 수 있다.

## 감사의 글

이 논문은 2007년도 정부(과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (No. R01-2007-000-11296-0)

- [1] C. W. Park and Y. W. Cho, "Adaptive tracking control of flexible joint manipulator based on fuzzy model reference approach," IEE Proc. Control Theory Appl., 2004, vol. 150, no. 2, pp. 198-204, 2004.
- [2] S. K. Tso, X. Xu, and H. Y. Shum, "Variable Structure Model Reference Adaptive Control of Robot Manipulators," Proc. of IEEE Int. Conf. on Robot and Auto., pp.2148-2153, April 1991.
- [3] L. Hsu, "Variable Structure Model-Reference Adaptive Control (VS-MRAC) Using Only Input and Output Measurements: Part II," Proc. of IEEE 27th Conf. on Decision and Control., pp.2396-2400, Dec. 1988.
- [4] R. J. Wai, 'Total sliding-mode controller for PM synchronous servo motor drive using recurrent fuzzy neural network', IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 48, no. 5, pp.926-944, 2001.
- [5] M. A. Demetriou, I. G. Rosen, "Variable structure model reference adaptive control of parabolic distributed parameter systems," Proc. of the American Control Conference, pp. 4371-4376, May 2002.
- [6] C. H. Tsai, H. Y. Chung, and F. M. Yu, "Neuro-sliding mode control with its applications to seesaw systems," IEEE Trans. Neural networks, vol. 15, no. 1, pp. 124-134, 2004.
- [7] R. J. Wai, "Total sliding-mode controller for PM synchronous servo motor drive using recurrent fuzzy neural network," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 48, no. 5, pp. 926-944, 2001.
- [8] C. H. Chou and C. C. Cheng, "A decentralized model reference adaptive variable structure controller for large-scale time-varying delay systems," IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 48, no. 7, pp. 1213-1217, 2003.
- [9] 이교범, "비선형 모델링과 외란 관측기를 이용한 매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기 센서리스 벡터 제어의 성능 개선," 전기학회논문지, 53B권 8호, pp. 500-508, 2004년 8월.
- [10] C. T. Lin and C. S. Lee, 'Neural fuzzy systems, Prentice Hall' (Upper Saddle River, NJ, 1996, pp.328-330)
- [11] J. E. Slotine and W. Li, 'Applied nonlinear control' (Prentice Hall, 1991)
- [12] H. X. Li, H. B. Gatland, and A. W. Green, "Fuzzy Variable Structure Control," IEEE Trans. System, Man, And Cyber.-Part B: Cyber., vol. 27, no. 2, pp.306-312, 1997.
- [13] 이교범, 송주호, 송중호, 최익, "새로운 축소차원 확장 루엔버거 관측기를 이용한 유도전동기 센서리스 벡터 제어," 전기학회논문지, 53B권 3호, pp. 173-179, 2004년 3월.

저 자 소 개



**심경훈 (沈喲勳)**

1980년 4월 4일생. 2006년 전북대 전자정보공학부 졸업. 현재 아주대학교 전자공학과 석사과정.



**허성회 (許成會)**

1994년 국민대 전자공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2004년 고려대 전기공학과 졸업(공학). 2005년~2006년 WEMPEC in Univ. of Wisconsin. 2006년~2007년 Centro "E. Piaggio" in Univ. of Pisa. 2007년~현재 기상청 기상기술기반국 통신사무관.



**이교범 (李敎範)**

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학). 2003년~2006년 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark. 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학부 조교수.