

전영역에서 안정된 유도전동기의 센서리스 속도제어

오세진† · 김종수* · 김성환**

(원고접수일 : 2004년 3월 16일, 심사완료일 : 2004년 4월 21일)

A Stable Sensorless Speed Control for Induction Motor in the Overall Range

Sae-Gin Oh† · Jong-Su Kim* · Sung-Hwan Kim**

Abstract : By most sensorless speed control schemes for induction motor, the control performances in high speed range are good, but it is difficult to obtain satisfactory results in low speed region. This paper proposes a new method controlling the low and the high speed regions separately to attain the stable operation in the overall range.

The current error compensation method, in which the controlled stator voltage is applied to the induction motor so that the error between stator currents of the numerical model and the actual motor can be forced to decay to zero as time proceeds, is used in the low speed region. In the high speed region, the method with adaptive observer is utilized. This control strategy contains an adaptive state observer for flux estimation. The rotor speed can be calculated from the rotor flux and the motor currents.

The experimental results indicate good speed and load responses from the very low speed range to the high, and also show accurate speed changing performance between the low and the high speed range.

Key words : sensorless speed control(센서리스 속도제어), current error compensation(전류 오차보상), numerical model(수식모델), adaptive observer(적응관측기)

1. 서 론

대부분의 센서리스 벡터제어는 고속영역에서 비교적 양호한 제어 결과를 얻을 수 있지만 저속영역에서는 제어특성이 나빠져 양호한 제어결과를 얻을 수 없다^{(1)~(5)}.

본 논문에서는 유도전동기의 저속영역에서 고속

영역에 이르기까지 전 영역에 걸친 안정된 속도제어를 목표로 저속영역에서와 고속영역에서 각각 다른 제어방법을 적용하는 새로운 제어알고리즘을 제안한다.

저속영역의 제어기법은 실제 유도전동기와 수식모델의 고정자전류차이를 억제하도록 고정자전압을 인가함으로써 전동기의 속도가 설정치인 모델의 속

† 책임저자(한국해양대학교 대학원 기관시스템공학과 졸업(박사)), E-mail : osgengen@hanmail.net, T : 051)410-4265

* 한국해양대학교 해사산업연구소 전임연구원(박사)

** 한국해양대학교 선박전자기계공학부 교수

도를 추종하도록 하는 방식으로서 직접 속도를 제어하지 않고 실제 유도전동기와 수식모델의 전류차이를 영으로 수렴시킴으로써 간접적으로 속도제어를 실현하는 전류오차보상에 의한 센서리스 속도제어를 사용하며⁽¹⁾, 고속영역제어에는 속도에 따라 시스템계수행렬이 가변되는 적응상태관측기를 설계하여 회전자자속을 추정하고 추정된 회전자자속과 고정자전류값을 이용하여 동기각속도와 슬립각속도를 계산한 후, 이로부터 회전자속도를 추정하는 적응관측기를 이용한 센서리스 제어를 사용한다⁽²⁾.

실제 실험을 통하여 본 논문에서 제안된 제어방식의 제어특성을 저속영역과 고속영역에서 확인하며 저속과 고속영역의 제어방법 전환에도 안정된 제어가 이루어짐을 입증한다.

2. 센서리스 속도제어 방법

2.1 저속영역 제어[1]

유도전동기의 고정좌표계 전압방정식은 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \\ i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 ω_r : 회전자 각속도, v, i : 전압 및 전류, R : 저항, L : 인덕턴스, 첨자 s, r 은 각각 고정자와 회전자의 값을, 첨자 α, β 는 고정자 좌표계를 나타낸다.

위의 식을 전류방정식으로 고치면 식(2)와 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \\ i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} -L_r R_s & L_m^2 \omega_r & L_m R_r & L_m L_r \omega_r \\ -L_m^2 \omega_r & -L_r R_s & -L_m L_r \omega_r & L_m R_r \\ L_m R_s & -L_s L_m \omega_r & -L_s R_r & -L_s L_r \omega_r \\ L_s L_m \omega_r & L_m R_s & L_s L_r \omega_r & -L_s R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \\ i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{\beta s} \\ v_{ar} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 $D = L_s L_r - L_m^2$, p 는 미분연산자이다.

고정자의 전압방정식인 식(1)을 동기회전좌표축으로 변환한 전압방정식으로 다시 쓰면 식(3)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & R_r + pL_r & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 ω_e 는 동기회전속도, ω_{sl} 은 슬립각속도이고 첨자 d, q 는 동기회전 좌표계를 나타낸다.

발생토크식을 쓰면 식(4)와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (4)$$

여기서 λ 는 쇠교자속이다.

정상상태시의 회전자자속, 슬립 각속도 그리고 발생토크는 회전자 자속기준축에 대하여 다음 식들과 같다.

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (5)$$

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (6)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (7)$$

여기서 T_r 은 회전자의 시정수를 나타낸다.

식(2)에 의해 유도전동기는 고정자전압을 입력으로, 고정자전류와 회전자 속도를 출력으로 하는 시스템임을 알 수 있다. 여기서 고정자전압과 회전자 속도의 지령치를 입력으로 하고 고정자전류를 출력으로 하는 수식모델을 가정한다. 수식모델이 제어대상인 실제 전동기와 전기적 파라미터가 동일하다면, 실제 전동기의 고정자전압과 전류가 수식모델과 일치할 경우 회전자의 속도도 설정치인 수식모델의 회전자 속도와 같게 될 것이다.

과도상태를 무시한다면 식(3)과 식(6)을 이용하

여 양측의 $d-q$ 전압방정식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \sigma \omega_e i_{qs} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} v_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_e L_s i_{ds} \\ &= R_s i_{qs} + L_s i_{ds} (\omega_r + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}}) \end{aligned} \quad (9)$$

$$v_{dsm} = R_s i_{dsm} - \sigma \omega_{em} i_{qsm} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} v_{qsm} &= R_s i_{qsm} + \omega_{em} L_s i_{dsm} \\ &= R_s i_{qsm} + L_s i_{dsm} (\omega_{rm} + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qsm}}{i_{dsm}}) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 σ 는 누설 인덕턴스이며 첨자 m 은 수식모델의 값을 나타낸다.

만약 실제 전동기 회전자 자속각이 수식모델의 자속각과 일치한다면 동일한 순간전압을 공급함으로써 아래식을 얻을 수 있다.

$$\sigma(\omega_e i_{qs} - \omega_{em} i_{qsm}) = R_s(i_{ds} - i_{dsm}) \quad (12)$$

$$L_s(\omega_{rm} i_{dsm} - \omega_r i_{ds}) = (R_s + \frac{L_s}{T_r})(i_{qs} - i_{qsm}) \quad (13)$$

위의 식(12)에서 수식모델과 실제 전동기에 동일한 전압을 가할 경우 ω_e 와 ω_{em} 은 같은 값이다. 만약 토크전류 i_{qs} 가 수식모델의 토크전류 i_{qsm} 과 같게 제어된다면 식(12)에 의해 $i_{ds} = i_{dsm}$ 이 되고 식(13)에 의해 전동기의 회전자 각속도 ω_r 이 설정치인 수식모델의 회전자 각속도 ω_{rm} 과 일치함을 알 수 있다.

여기서 수식모델의 속도가 실제 전동기의 속도보다 높게 되었다고 가정하면 실제 전동기의 슬립 속도, 토크전류, 자속전류 및 토크는 식(6), (7)과 식(12)에 의하여 수식모델의 값보다 크게 된다. 수식모델의 자속전류를 일정하게 제어하고 실제 전동기와 수식모델 양측 전압의 q 성분을 Δv_{qs} ($= \Delta v_{qsm}$) 만큼 증가시키면 수식모델의 토크전류는 즉시 증가한다. 반면에, 실제 전동기의 경우는 전압의 q 성분이 증가한 직후 회전자의 속도는 거의 변화되지 않는다. 그러나 토크전류 및 토크

를 증가시키므로 회전자의 속도는 점차적으로 상승하게 되어 속도지령치인 수식모델의 속도와 같아진다.

반대로 전동기의 회전자 속도가 설정치보다 높게 되면 Δv_{qs} ($= \Delta v_{qsm}$)를 낮춤으로써 위에서 기술한 내용과 정반대 과정이 일어나게 된다.

결론적으로, 아래와 같이 수식모델과 실제 전동기를 위한 간단한 제어알고리즘을 구성하는 것이 가능해진다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{mp}(i_{ref} - i_{dsm}) + K_{mi} \int (i_{ref} - i_{dsm}) dt \\ K_{fp}(i_{qs} - i_{qsm}) + K_{fi} \int (i_{qs} - i_{qsm}) dt \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{em} & -\sin \theta_{em} \\ \sin \theta_{em} & \cos \theta_{em} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\theta_{em} = \int (\omega_{rm} + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qsm}}{i_{ref}}) dt \quad (16)$$

여기서 i_{ref} 은 자속전류 설정치이고 K_{mp} , K_{mi} , K_{fp} , K_{fi} 는 상수이며 위첨자 *는 지령값을 나타낸다.

그림 1은 전류오차보상에 의한 제어의 블록다이아그램을 나타낸다. 이 시스템은 디지털제어기, 전류제어 인버터 및 농형 유도전동기로 구성되며 자속전류가 크고 비교적 낮은 속도영역에서 안정성을 가진다.

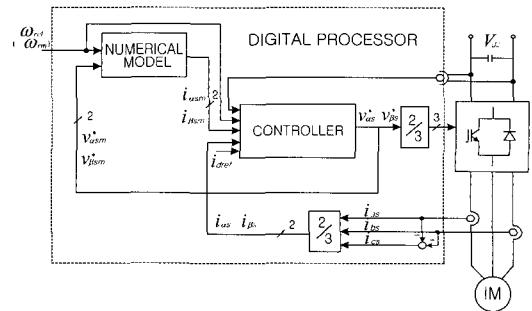


Fig. 1 The block diagram of the current compensation control system

2.2 고속영역 제어[2]

본 논문의 고속영역 제어에는 고속제어에 양호

한 성능을 발휘하는 적응관측기에 의한 방법을 사용한다. 유도전동기를 전류와 회전자 쇄교자속을 상태변수로 취해 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{v}_s \quad (17)$$

$$= \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{v}_s$$

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{C} \mathbf{x} \quad (18)$$

여기서, **A** 는 전동기 파라메타 행렬, **B** 는 입력 행렬, **C** 는 출력행렬, **x** 는 상태변수 벡터이며 **v_s** 는 고정자 전압이다.

고정자 전류와 회전자 자속은 다음 식으로 추정할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\lambda}_r \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\lambda}_r \end{bmatrix} + \mathbf{B} \mathbf{v}_s + \mathbf{G} (\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (19)$$

여기서 **G** 은 관측기 이득 행렬이며, $\hat{}$ 는 추정된 값을 나타낸다.

추정된 회전자 자속벡터는 다음 식과 같다.

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_{\beta r}}{\hat{\lambda}_{\alpha r}} \right) \quad (20)$$

추정된 동기회전 각속도 $\hat{\omega}_e$ 는 식(20)을 미분하여 얻을 수 있으며 추정된 슬립각속도는 식(22)와 같다.

$$\hat{\omega}_e = p \hat{\theta}_e = \frac{p \hat{\lambda}_{\beta r} \dot{\hat{\lambda}}_{\alpha r} - p \dot{\hat{\lambda}}_{\alpha r} \hat{\lambda}_{\beta r}}{\hat{\lambda}_{\alpha r}^2 + \hat{\lambda}_{\beta r}^2} \quad (21)$$

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\lambda_{dr}} = R_r \frac{T_e}{\lambda_r^2} \quad (22)$$

회전자의 회전각속도는 동기각속도와 슬립각속도의 차로부터 구할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{sl} \quad (23)$$

그림 2는 적응관측기를 이용하여 고속제어에 사용되는 제어계의 전체 구성도를 나타낸다.

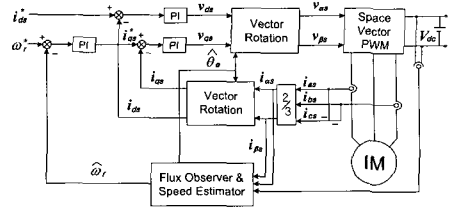


Fig. 2 The block diagram of the adaptive observer control system.

3. 실험결과

실험에 사용된 전동기 파라미터는 표1과 같다.

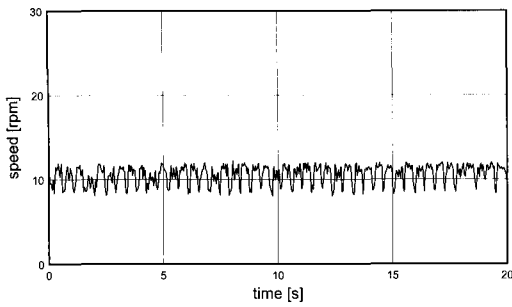
Table 1 Parameters of induction motor used for experiment

정격출력	3[HP]	R_r	1.56[Ω]
정격전압	220[V]	L_s	180[mH]
정격전류	9[A]	L_r	180[mH]
정격속도	1735[rpm]	L_m	176[mH]
극수	4	J (관성모멘트)	0.1[Kg·m ²]
R_s	2.0[Ω]	샘플링주기	150[μs]

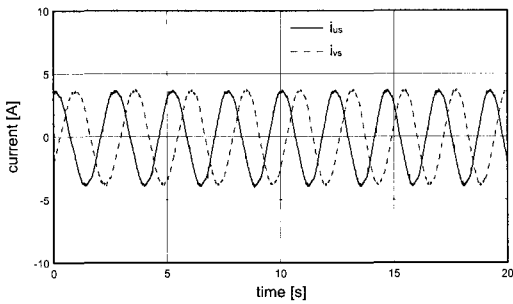
저속영역과 고속영역의 구분은 전동기 속도 100(rpm)을 기준으로 하여, 100(rpm) 미만을 저속영역, 100(rpm) 이상을 고속영역으로 간주하였다.

그림 3는 10[N·m]의 부하가 인가된 상태 하에서 10(rpm)의 정상상태 부하운전 특성을 도시하고 있다. 저속에서는 유효전압벡터의 인가시간이 짧아 전류의 정밀한 측정 및 제어가 어려우며 전동기의 기계적 관성과 마찰력으로 속도변화가 상대적으로 크지만 부하가 인가된 상태로 정격속도의 0.6[%] 미만인 10(rpm)에서도 평균속도제어가 가능함을 알 수 있고 상전류도 정현파에 가까움을 볼 수 있다.

그림 4은 -50(rpm)의 속도로 구동중 50(rpm)의 반전속도지령을 가했을 경우의 속도응답 및 상전류 파형을 도시한다. 그림과 같이 저속영역에서의 속도 반전특성이 양호함을 알 수 있다.

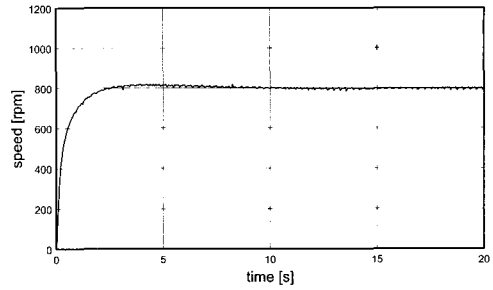


(a) motor speed

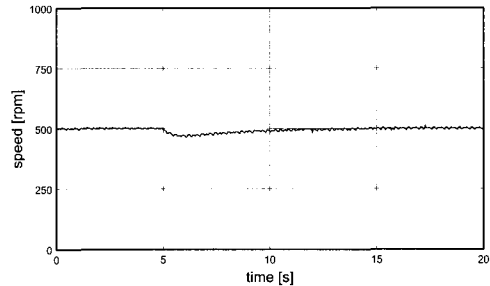


(b) phase current

Fig. 3 Characteristics of load operation (10[rpm], 10[N·m]).

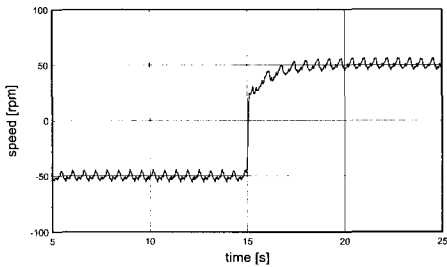


(a) 0→800[rpm]

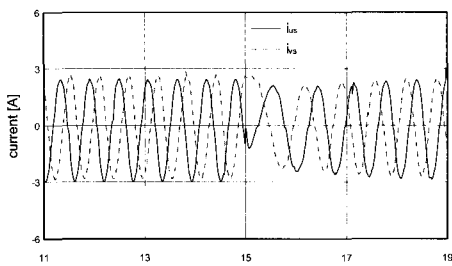


(b) 500[rpm], 0→10[N·m]

Fig. 5 Experimental responses for step change of speed setting and load torque

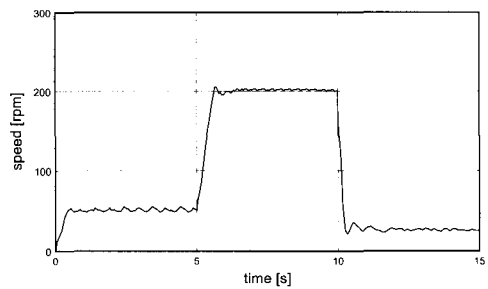


(a) motor speed

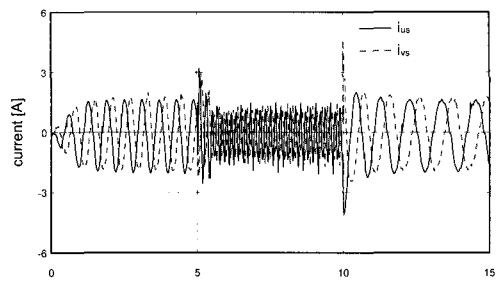


(b) phase current

Fig. 4 Experimental responses for step change of speed setting (-50→50[rpm]).



(a) motor speed



(b) phase current

Fig. 6 Experimental responses for step change of speed setting (0→50→200→25[rpm]).

그림 5 (a)는 0[rpm]에서 800[rpm]으로 계단 속도지령을 인가하였을 때의 속도응답을 나타내며 (b)는 500[rpm]으로 구동 중 10[N·m]의 계단 부하토크를 인가하였을 경우의 속도응답을 나타낸다. 적응관측기가 회전자의 속도를 잘 추정함을 알 수 있고 고속영역에서도 속도특성 및 부하특성이 양호함을 알 수 있다.

그림 6은 50[rpm]으로 전동기를 구동하고 5[s] 후에 200[rpm]의 계단속도지령을 가한 후 다시 5[s] 후에 계단속도지령 25[rpm]을 주었을 때의 속도응답 및 전류 파형을 나타낸다. 저속영역에서 고속영역으로, 고속영역에서 저속영역으로의 제어알고리즘 전환이 순조로움을 보여준다.

4. 결 론

본 연구에서는 자속센서나 속도센서를 사용하지 않는 유도전동기의 센서리스 속도제어에 관해서 연구를 진행하였으며 유도전동기의 극저속영역에서 고속영역에 이르기까지 전영역에 걸친 안정된 고성능의 속도제어 특성을 얻기 위해 저속영역과 고속영역을 따로 제어하는 방법을 사용하였다. 저속영역에서는 전류오차보상에 의한 방법을 사용하였는데 이 방법은 고정자전압, 전류 및 주파수 정보를 이용하여 회전자속도를 추정하는 기존의 방식들과는 달리 실제 유도전동기와 유도전동기 수식모델의 고정자전류차이를 억제하도록 전압을 인가함으로써 전동기의 속도가 설정치인 모델의 속도를 추종하도록 하는 제어방법이다.

고속영역에서는 기존의 제어알고리즘인 적응관측기에 의한 방식을 사용하였는데 이것은 적응관측기를 설계하여 회전자속도를 추정하고 이 추정된 값과 고정자전류를 이용하여 동기각속도와 슬립각속도를 계산하여 유도전동기 회전자의 속도를 추정하는 방법이다.

실제 실험을 통하여 본 논문에서 제안된 제어방식의 고성능 제어특성을 저속영역과 고속영역에서 확인하였으며 저속영역과 고속영역의 상호 전환 운전에도 안정된 제어가 이루어짐을 확인하였다.

참고문헌

- [1] S. G Oh, J. S Kim and S. H. Kim, Sensorless Speed Control of Induction Motor Using Current Compensation, *Journal of the Korean Society of Marine Engineers* vol. 27, No. 4, pp. 503-510, 2003
- [2] Colin Schauder, Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers, *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 28, No. 5, pp. 1054-1061, 1992
- [3] R. Joetten and G. Maeder, Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities, *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 19, No. 3, pp. 356-363, 1983
- [4] T. Ohtani, N. Takeda and K. Tanaka, Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder, *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 28, No. 1, pp. 157-164, 1992
- [5] H. Tajima, Y. Matsumoto, H. Umida and M. Kawano, Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System, *Proc. Intl. Power Electron. Conf.* pp. 1034-1039, 1995
- [6] B. K. Bose and M. G. Simoes, Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive, *IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 137-143, 1995
- [7] T. Kanmachi and I. Takahashi, Sensorless Speed Control of an Induction Motor with No Influence of Secondary Resistance Variation, *IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 408-413, 1993.
- [8] H. Tajima and Y. Hori, Speed Sensorless Field Orientation Control of the Induction Machine, *IEEE Trans.*

- Indus. Appli.*, vol. 29, No. 1, pp. 175-180, 1993.
- [9] S. Tamai, H. Sugimoto and M. Y and, Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor with Model Reference Adaptive System, *IEEE IAS*, pp. 189-195, 1987.
- [10] C. Schauder, Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers, *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 28, No. 5, pp. 1054-1061, 1992.
- [11] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor, *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 29, No. 2, pp. 344-348, 1993.
- [12] Y. R. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, Speed -Sensorless Vector Control of Induction Motor using Extended Kalman Filter, *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 30, No. 5, pp. 1225-1233, 1994.
- [13] L. Salvatore, S. Stasi and L. Tarchioni, A New EKF-Based Algorithm for Flux Estimation in Induction Machines, *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 40, No. 5, pp. 496-504, 1993.
- [14] H. W. Kim and S. K. Sul, A New Motor Speed Estimator using Kalman Filter in Low-Speed Range, *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 43, No. 4, pp. 498-504, 1996.
- [15] K. D. Hurst, T. G. Habetler, G. Griva and F. Profumo, Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines using Current Harmonics Spectral Estimation, *IEEE Ann. Mtg.*, pp. 601-607, 1994.
- [16] K. D. Hurst and T. G. Habetler, Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, No. 1, pp. 66-73, 1996.
- [17] S. I. Yong, J. W. Choi and S. K. Sul, Sensorless Vector Control of Induction machine using High Frequency Current Injection, *IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 503-508, 1994.
- [18] M. G. Simoes and B. K. Bose, Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector-Controlled Induction Motor Drive, *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 31, No. 3, pp. 620-629, 1993.

저 자 소 개



오세진 (吳世眞)

1972년 5월생, 1996년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 2001년 동 대학원 졸업(석사), 2003년 동 대학원 기관시스템공학과 졸업(박사)



김종수 (金宗洙)

1970년 4월생, 1994년 한국해양대학교 기관학과 졸업(공학사), 1998년 한국해양대학교 대학원 졸업(공학석사), 2002년 동대학원 졸업(공학박사). 현재 한국해양대학교 전임연구교수



김성환 (金成煥)

1954년 11월생, 1979년 한국해양대학교 기관학과 졸업, 1990년 부경대학교 대학원 졸업(석사), 1998년 부산대학교 대학원 졸업(박사), 현재 한국해양대학교 선박전자기계공학부 교수