

## 직접토크 제어를 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어에 관한 연구

윤경국<sup>1</sup> · 오세진<sup>2</sup> · 김종수<sup>3</sup> · 김윤식<sup>4</sup> · 이성근<sup>4</sup> · 김성환<sup>†</sup>

(원고접수일 : 2009년 9월 10일, 원고수정일 : 2009년 11월 2일, 심사완료일 : 2009년 11월 10일)

### A Study on the Sensorless Speed Control of Induction Motor using Direct Torque Control

Kyoung-Kuk Yoon<sup>1</sup> · Sae-Gin Oh<sup>2</sup> · Jong-Su Kim<sup>3</sup> · Yoon-Sik Kim<sup>4</sup> · Sung-Gun Lee<sup>4</sup> ·  
Sung-Hwan Kim<sup>†</sup>

**요 약:** 직접토크제어는 일정한 히스테리시스 범위 내에서 전동기의 자속과 토크를 제어하는 방법으로서 최적 스위칭 테이블을 사용한 고정자 전압 공간 벡터에 의해 전동기의 자속과 토크를 제어하게 된다. 그리고 본 논문에서 사용한 센서리스 제어법은 실제 전동기와 수식 모델의 전류가 수렴하도록 고정자 전압을 인가하면 실제 전동기 회전자 속도가 속도 지령치인 수식 모델의 회전자 속도에 접근하는 제어방식이다. 이 방식을 접목하면 PI 제어기가 필요하지 않는 간단하면서도 강인한 제어를 구현할 수 있는데 본 논문에서는 컴퓨터 모의실험을 통해 이의 유효성을 입증한다.

**주제어:** 직접토크제어, 센서리스 제어, 전류오차 보상

**Abstract :** The Direct Torque Control(DTC) controls torque and flux by restricting the flux and torque errors within respective hysteresis bands, and motor torque and flux are controlled by the stator voltage space vector using optimum inverter switching table. And the Current Error Compensation method is on the basis of compensating current difference between the induction motor and its numerical model, in which the identical stator voltage is supplied for both the actual motor and the model so that the gaps between stator currents of the two can be forced to decay to zero as time proceeds. Consequently, the rotor speed approaches to the model speed, namely, setting value and the system can control motor speed precisely. This paper proposes a new sensorless speed control of induction motor using DTC and Current Error Compensation, which requires neither shaft encoder, speed estimator nor PI controllers. And through computer simulation, confirm effectiveness of proposed method.

**Key words:** Direct torque control(DTC), Current error compensation method, Sensorless control

<sup>†</sup> 교신저자(한국해양대학교 선박전자기계공학부, E-mail: kksh@hhu.ac.kr, Tel: 051)410-4265)

1 헬스 스트립 코리아 과장

2 한국해양대학교 운항훈련원

3 한국해양대학교 선박전자기계공학부

4 한국해양대학교 전기전자공학부

## 1. 서 론

최근 벡터제어 시스템을 사용하는 유도 전동기 제어법[1,2]은 고효율이 요구되는 산업 각 분야에 널리 적용되고 있다. 고성능 유도전동기 벡터제어에는 자속정보나 회전자의 속도에 대한 정보가 필수적인데 자속정보를 얻기 위하여 전동기에 자속 센서를 취부하면 전동기 구조상 강인성을 감소시키며 수학적 자속모델을 이용하여 자속 정보를 추정하는 방법은 전동기 파라미터 변동 등에 의한 영향이 크므로 정확한 자속정보를 기대하기 어렵다. 속도정보를 얻기 위해서는 회전자에 펄스 발생기나 엔코더 등의 센서를 부착하여야 하는데 각 센서를 사용할 경우 회전자의 속도 및 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나 전체시스템의 가격이 상승하게 된다. 그리고 벡터제어 시스템은 이러한 센서로부터 신호를 받아 처리를 해야 하기 때문에 부가적인 회로가 추가되어 시스템이 복잡해진다. 본 논문에서는 이러한 단점을 극복하기 위해 전류오차 보상법을 이용한 센서리스 제어법과 직접토크 제어를 결합한 새로운 제어시스템을 제안한다.

전류오차 보상에 의한 센서리스 속도 제어법[3]은 실제 유도전동기와 수식모델의 고정자전류차이를 억제하도록 고정자전압을 인가함으로써 전동기의 속도가 설정치인 모델의 속도를 추종하도록 하는 방식으로서 직접 속도를 제어하지 않고 실제 유도전동기와 수식모델의 전류차이를 영으로 수렴시킴으로써 간접적으로 속도제어를 실현하는 센서리스 속도제어법이다. 그리고 직접토크 제어[5,6]는 순시 토크와 순시 자속을 독립적으로 제어하는 방법으로 자속 및 토크 지령치와 유도전동기 고정자 전압과 전류 정보를 이용하여 추정된 현재의 자속 및 토크를 비교하여 오차를 계산한 후 히스테리시스 밴드를 거쳐 매 연산 주기마다 그 오차를 가장 최소화하기 위한 전압벡터를 선정하여 출력하는 방법이다. 기존 벡터제어에 필수적으로 사용되는 고정자 및 동기회전 좌표 사이의 변환이 필요치 않아 보다 쉽게 제어 시스템을 구성할 수 있다.

본 논문에서 제안하는 전류오차 보상법을 이용한 센서리스 직접토크 제어법은 자속 및 속도 센서를 사용하지 않기 때문에 제어 시스템 구성이 용이해

진다. 또한 수식모델의 토크와 자속 지령치 및 순시 토크와 자속 값을 계산한 후 각 변수의 제어를 위해 직접토크 제어법을 이용하는데 전류오차 보상법 특성상 PI 제어가 필요 없는 간단한 제어가 된다.

본 논문에서는 제안한 방식의 이론적인 배경 및 타당성을 기술하고 컴퓨터 모의실험을 통해 제안된 속도제어방식의 우수성을 검증한다.

## 2. 직접토크 제어

3상 정지 좌표계에서 유도전동기의 전압 방정식은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V = RI + \frac{d}{dt} \lambda \quad (1)$$

식 (1)에서 고정자 자속의 값을 구하면 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_s &= \int (v_s - R_s i_s) dt = V_s \cdot t - R_s \int i_s dt \quad (2) \\ &= \frac{2}{3} V_{dc} [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \cdot t \\ &\quad - R_s \int i_s dt + \lambda_s |_{t=0} \end{aligned}$$

여기서,  $V_{dc}$ 는 직류링크 전압이다.

식 (2)에서 고정자 저항값은 매우 작기 때문에 이를 무시하면 고정자 자속은 고정자 전압의 크기에 비례하고 방향은 같은 벡터로 생각할 수 있다. 이것을 식으로 나타내면 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \lambda_s \approx V_s \Delta t \quad (3)$$

여기서  $\Delta t$ 는 샘플링 주기이다.

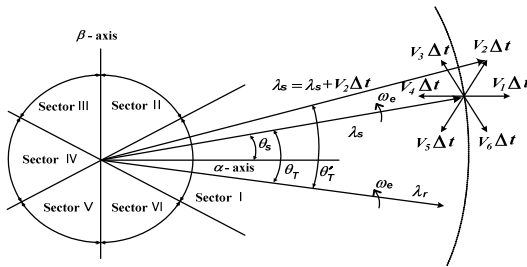
즉, 고정자 자속은 고정자 전압벡터와 같은 방향으로 움직인다. 고정자 전압벡터가 유효벡터일 경우 고정자 자속은 인버터 출력전압 벡터와 일정한 비율의 일정한 속도로 움직이고 무효벡터일 경우에는 매우 적은 속도로 움직인다. 따라서 자속의 회전속도는 인버터 출력 전압 벡터의 유효벡터와 무효벡터의 비율에 의해 제어된다.

고정자 자속이  $n$ 번째 영역(Sector)에 있을 경우 각 전압벡터의 의미를 표 1에 나타내었다. 인버터가 출력할 수 있는 8개의 전압벡터와 현재의 자속 벡터에 따라 전동기의 자속과 토크의 선택 방향을 가진다. 스위칭 벡터는 자속의 크기뿐만 아니라 방향까지 고려하여 선택된다.

**Table 1:** Selected voltage vector and definition

$\mathbf{v}_n$	Radial positive voltage vector
$\mathbf{v}_{n+1}$	Forward positive voltage vector
$\mathbf{v}_{n+2}$	Forward negative voltage vector
$\mathbf{v}_{n+3}$	Radial negative voltage vector
$\mathbf{v}_{n-1}$	Backward positive voltage vector
$\mathbf{v}_{n-2}$	Backward negative voltage vector
$\mathbf{v}_0$	Zero voltage vector

Figure 1은 직접토크제어의 개념도로서 스위칭 벡터와 자속벡터를 나타낸 것이다.



**Figure 1:** Conception diagram of direct torque control.

식 (4)는 자속의 히스테리시스 밴드를 나타낸다.

$$(|\lambda_s|^* - \Delta|\lambda_s|/2) \leq (|\lambda_s|) \leq (|\lambda_s|^* + \Delta|\lambda_s|/2) \quad (4)$$

자속 벡터의 선택은 히스테리시스 밴드 내에서의 크기에만 관계되는 것이 아니라 회전방향과도 관계가 있다. 자속 값이 결정되면 토크는 식 (5)에 의하여 결정된다.

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\lambda_s| |\lambda_r| \sin\theta_T \quad (5)$$

토크 값  $T_e$ 가 지령치  $T_e^*$ 에 다다랐을 때,  $T_e$ 는

인버터의 스위칭 주파수를 줄이기 위해 최대한 천천히 감소하는 것이 좋으며 따라서 인버터의 스위칭 벡터 중에 무효벡터를 사용하는 것이 좋다. 토크는 회전방향에 따라 두 가지의 경우로 나누어진다.

$$T_e^* - \Delta T_e \leq T_e \leq T_e^* \quad \lambda_s \text{가 시계 방향 회전}$$

$$T_e^* \leq T_e \leq T_e^* + \Delta T_e \quad \lambda_s \text{가 반시계 방향 회전}$$

$\lambda_s$ 가 시계방향으로 회전한다고 가정하면,  $T_e$ 가  $T_e^*$ 에 다다르면  $\lambda_s$ 를 정지시키고  $T_e$ 를 줄이기 위해 무효벡터가 선택된다. 반대로  $T_e$ 가  $T_e^* - \Delta T_e$ 에 다다르면 자속을 시계 방향으로 회전시키기 위한 유효벡터가 선정된다.

최적 스위칭 전압벡터 룩업 테이블에서 최적 전압벡터를 계산하기 위해서는 고정자 쇄교자속의 위치 정보를 알아야 한다. 이 위치정보는 고정자 쇄교자속의  $\alpha$ 축과  $\beta$ 축 값으로부터 식 (6), (7), (8)을 이용하여 얻을 수 있다.

$$\lambda_s = \lambda_{\alpha s} + j\lambda_{\beta s} = \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt + j \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (6)$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (7)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}} \right) \quad (8)$$

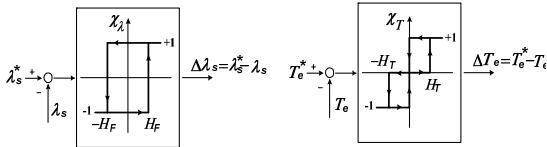
여기서,  $v_{\alpha s}$ ,  $v_{\beta s}$ ,  $i_{\alpha s}$ ,  $i_{\beta s}$ 는 측정된 고정자 전압과 전류이다.

그러므로 토크는 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3P}{2} (i_{\beta s} \lambda_{\alpha s} - i_{\alpha s} \lambda_{\beta s}) \quad (9)$$

Figure 2(a)는 자속 히스테리시스 제어를 나타내고 있다. 고정자 자속의 경우 자속의 값이 항상 양의 값을 가지므로 비교기 출력  $\Delta|\lambda_s|$ 는 2단계 (1,0)로 구성된다. 즉, 고정자 자속의 오차가 양의 히스테리시스 밴드  $H_F$ 보다 클 경우에는  $\Delta|\lambda_s| = 1$ 이 되고, 고정자 자속오차가 음의 히스테리시스 밴드  $-H_F$ 보다 작을 경우에는  $\Delta|\lambda_s| = -1$ 이 된

다. Figure 2(b)는 직접토크 제어방식의 인버터에서 사용되는 토크 히스테리시스 제어를 나타낸다. 일반적으로 자속 히스테리시스 비교기와 달리 정방향과 역방향의 토크 지령에 대해 모두 추종이 가능하도록 출력  $\Delta T_e$  는 3단계 (-1, 0, 1)가 된다.



(a) Flux Comparator (b) Torque Comparator

Figure 2: Flux and torque hysteresis comparator.

Tabel 2는 이러한 자속과 토크 히스테리시스 비교기 특성을 근거로 만들어지는 최적 스위칭 전압 벡터의 룩업 테이블을 나타낸 것이다.

Table 2: Optimum switching vector look-up table

Comparator Output		Sector					
$x_\lambda$	$x_T$	I	II	III	IV	V	VI
+1	+1	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$
+1	0	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$
+1	-1	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$
-1	+1	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$
-1	0	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_0$
-1	-1	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$

그리고 Figure 3은 직접토크 제어 시스템이다.

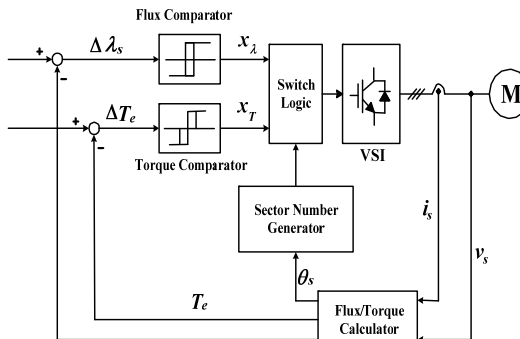


Figure 3: Block diagram of direct torque control

### 3. 전류오차 보상에 의한 센서리스 속도 제어

이 방식은 본 논문에서 제안하는 센서리스 속도 제어 방식으로 다른 방식들과 달리 속도추정이나 관측기가 요구되지 않는다. 이 방식의 이론적인 배경은 다음과 같다. 농형 유도전동기의 고정좌표계 전압방정식은 식 (10)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (10)$$

식 (10)을 전류방정식으로 고치면 식 (11)과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \left\{ \begin{bmatrix} -L_r R_s & L_m^2 \omega_r & L_m R_r & L_m L_r \omega_r \\ -L_m^2 \omega_r & -L_r R_s & -L_m L_r \omega_r & L_m R_r \\ L_m R_s & -L_s L_m \omega_r & -L_s R_r & -L_s L_r \omega_r \\ L_s L_m \omega_r & L_m R_s & L_s L_r \omega_r & -L_s R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} \right\} \quad (11)$$

여기서  $D = L_s L_r - L_m^2$

또한 전동기 발생토크는 식 (9)와 같고 회전속도는 식 (12)로 표현된다.

$$p\omega_r = \frac{1}{J}(T_e - T_L - B\omega_r) \quad (12)$$

여기서  $P$ 는 극수,  $J$ 와  $B$ 는 관성모멘트 및 제동 계수이며  $T_L$ 은 부하토크이다.

식 (9), (11) 및 (12)에 의하면 유도전동기는 Figure 4와 같이 고정자 전압을 입력으로 받아 전동기 상수, 관성모멘트 및 부하토크 등 전기, 기계적인 파라미터들에 의해 변조된 고정자 전류 및 회전자 속도를 출력으로 내보내는 다변수 임, 출력 시스템으로 간주할 수 있다. 하지만 회전자 속도는 시변 파라미터로 매순간 피드백 되기 때문에 고정자 전류값과 긴밀히 연관되고 입출력의 위치를 동시에 취한다.

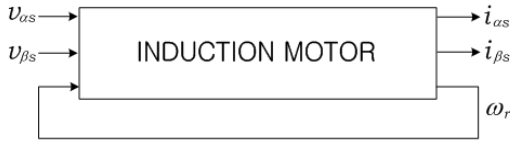


Figure 4: Input and output variables of motor

여기서 Figure 4의 유도전동기와 전기적 파라미터가 동일한 하나의 수식모델을 고려해보자. 이 모델의 입력은 실제 유도전동기와 같은 값의 고정자 전압과 속도 설정값이고 출력은 고정자 전류이며 유도전동기의 과도 및 정상상태에 모두 적용가능한 식 (11)을 수식모델로 하면 Figure 5와 같이 나타낼 수 있다.

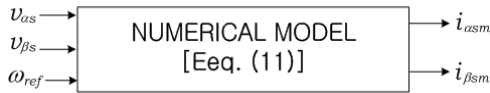


Figure 5: Input and output variables of numerical model

Figure 5에서 첨자 m은 모델 변수임을 의미하고  $\omega_{ref}$ 는 수식모델의 속도로서 속도 설정값이다. 식 (11)은 기계적 파라미터들을 포함하지 않으므로 이들에 대한 정보는 요구되지 않는다. Figure 4와 5를 비교해보면 다음과 같은 추론이 가능하다.

실제 유도전동기와 수식모델의 고정자 전압이 같기 때문에 양자의 고정자 전류가 같다면 전동기의 회전자 속도는 수식모델 입력인 속도 설정값과 동일하게 될 것이다. 다시 말해서 수식모델과 전동기의 고정자 전류를 일치시키는 방향으로 양자에 동일한 전압을 가한다면 전동기의 회전속도도 설정값에 근접한다. 모델과 전동기의 전류를 일치시키는 방식은 다양하게 있을 수 있지만 본 논문에서는 직접토크 제어(Direct Torque Control) 방식에 의해 실행하고자 한다. 즉, 전동기의 전압과 전류값으로 고정자 자속의 크기와 위상각을 얻어 자속을 일정하게 유지시키기 위한 제어를 수행하고 모델과 전동기의 발생토크를 계산하여 일치하도록 하면 양자의 고정자 전류값이 동일하게 되며 전동기의 회

전자 속도는 설정값에 접근하게 된다. 왜냐하면 식 (6) ~ (9)에서 알 수 있는 바와 같이 전압이 같을 경우 자속과 발생토크는 전류의 함수이기 때문에 자속 및 토크제어를 통해 양자의 전류값의 일치를 구현할 수 있기 때문이다.

예를 들어 어느 순간 모델과 전동기의 전류가 일치하여 전동기의 회전속도가 설정값과 동일하였다 하자. 이때 부하토크가 증가하면 전동기의 회전속도는 감소하고 전류 및 발생토크는 증가하게 된다. 양자의 발생토크 차이를 상쇄시키기 위해 제어기는 보다 높은 전압을 모델과 전동기에 인가한다. 전동기에 가해진 증가된 전압은 전류 및 토크를 상승시켜 회전속도를 높인다. 하지만, 과도현상이 지난 후 발생토크 및 전류는 변화된 부하에 상당하는 값으로 복귀한다. 한편 수식모델에 가해진 상승된 전압은 모델의 전류를 높여 양자의 전류는 보다 높은 값에서 평형을 이루고 회전속도도 설정값에 접근하게 된다. 또한, 앞의 경우와 달리 부하토크가 감소하였을 때는 인가전압을 감소시켜 정반대의 과정을 통해 새로운 전류 평형점에서 안정하게 된다. Figure 6은 본 논문에서 제안하는 유도전동기의 센서리스 속도제어 블록다이어그램을 나타낸다.

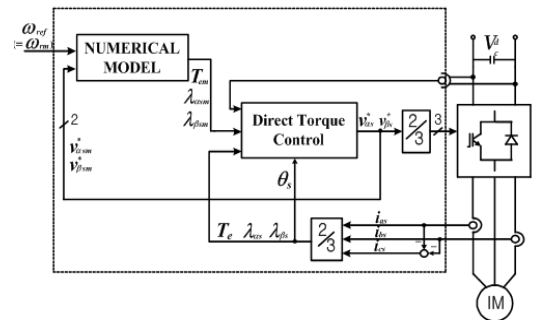


Figure 6: The block diagram of proposed method.

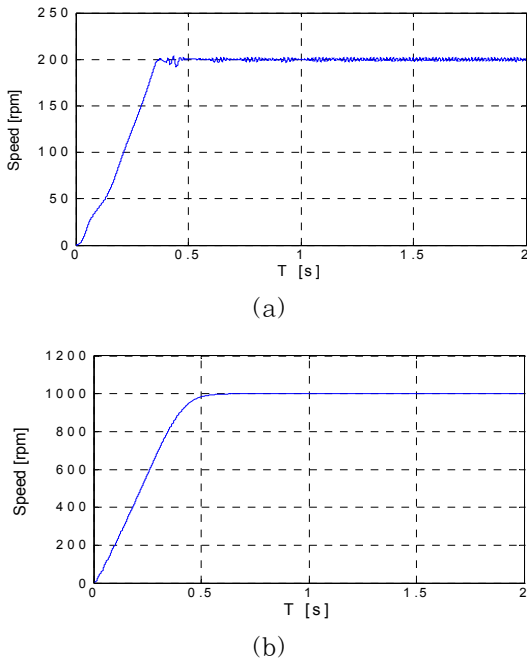
#### 4. 컴퓨터 모의실험

본 논문에서는 제안한 방식의 유효성을 입증하기 위해 매스웍스사에서 개발한 수치 해석 소프트웨어인 MATLAB을 사용하여 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 모의실험에 사용된 전동기 파라미터는 표3과 같다.

**Table 3** Parameters of induction motor

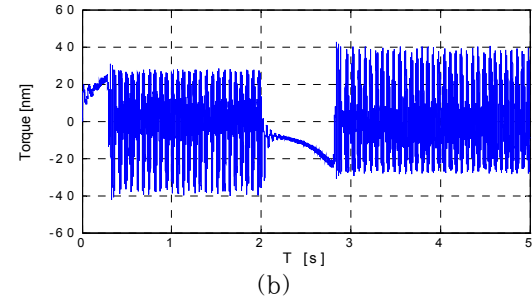
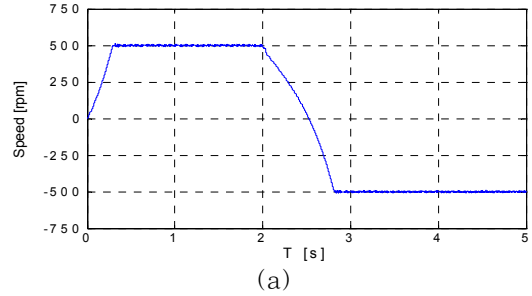
정격출력	3[HP]	$R_r$	1.56[Ω]
정격전압	220[V]	$L_s$	180[mH]
정격전류	9[A]	$L_r$	180[mH]
정격속도	1735[rpm]	$L_m$	176[mH]
극수	4	$J$ (관성모멘트)	0.1[Kg·m <sup>2</sup> ]
$R_s$	2.0[Ω]	샘플링주기	100[μs]

Figure 7(a)는 0[rpm]에서 200[rpm]으로, 7(b)는 0[rpm]에서 1000[rpm]으로 계단상 속도 지령을 인가하였을 때의 속도응답을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 속도응답 특성이 양호함을 알 수 있다.



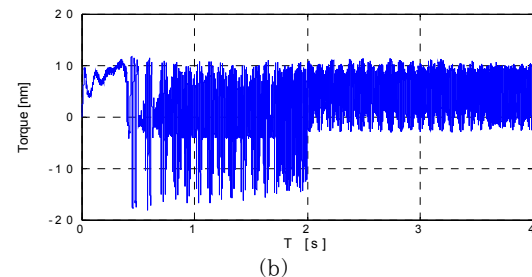
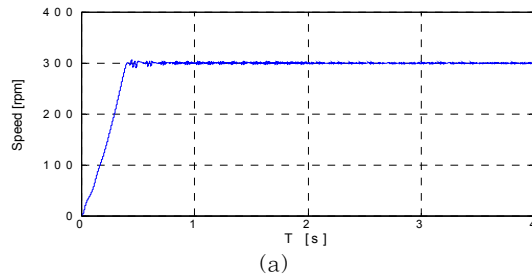
**Figure 7:** Speed response for step change of speed (a) 200[rpm], (b) 1000[rpm]

Figure 8은 500[rpm]의 속도지령으로 전동기를 기동하고 2초가 경과하였을 때 -500[rpm]으로 반전 속도지령을 인가한 경우의 속도응답 및 토크 파형을 도시한 것이다. 그림과 같이 속도 반전특성이 양호함을 알 수 있다.



**Figure 8:** Speed response for step change of speed setting. (500[rpm] → -500[rpm])

(a) speed response, (b) torque response



**Figure 9:** Speed response for step change of load torque.(0 → 5[N·m]) (a) rpm, (b) Torque

Figure 9는 300[rpm]의 속도지령으로 전동기를 구동하고 2초 후 5[N·m]의 계단상 부하토크를 인가하였을 경우의 속도응답을 나타낸다. 모의실험

결과 본 논문에서 제안한 방식의 속도특성 및 부하 특성이 양호함을 알 수 있다.

## 5. 결 론

본 연구에서는 전류오차 보상 및 직접토크 제어를 이용하여 자속센서나 속도센서를 사용하지 않는 유도전동기의 센서리스 속도제어에 관하여 연구를 진행하였다. 본 논문에서 제안한 제어법은 센서를 사용하지 않기 때문에 제어 시스템이 간소하게 되며 전동기 제어에 직접토크 제어법을 이용하므로 제어 알고리즘도 간단하게 된다. 그리고 컴퓨터 모의실험을 통하여 본 논문에서 제안한 제어방식의 유효성을 확인하였다.

## 참고문헌

- [1] Peter Vas, "Vector control of AC machines", from Clarendon press. Oxford, 1990.
- [2] Y. S. Lai, "Modeling and vector control of induction machines - A new unified approach", in Proc. of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 1999, pp.47-52.
- [3] S. G Oh, J. S Kim and S. H. Kim, "Sensorless speed control of induction motor using current error compensation", Journal of the Korean Society of Marine Engineers vol. 27, no. 4, pp. 503-510, 2003
- [4] 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
- [5] T.G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no.5, pp. 1045-1053, 1992.

## 저 자 소 개



### 윤경국(尹璟國)

1969년 4월생, 1993년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 1997년 한국해양대학교 대학원 졸업(석사) 2000년 한국해양대학교 대학원 박사과정 수료



### 오세진(吳世眞)

1972년 5월생, 1996년 한국해양대학교 기관공학과 졸업, 2001년, 2003년 동대학원 졸업(석사, 박사) 2005년 2월-현재 한국해양대학교 운항훈련원 교수



### 김종수(金宗洙)

1970년 6월생, 1994년 한국해양대학 기관공학과 졸업, 1998, 2002년 동대학원 졸업(석사, 박사) 2004년 9월-현재 한국해양대학교 선박전자기계공학부 교수



### 김윤식(金潤植)

1977년 한국해양대학 기관공학과 졸업, 1979년 한국해양대학 대학원 졸업(석사), 1986년 동경공업대학 대학원 졸업(석사), 1989년 동경공업대학 대학원 졸업(박사) 1978년 5월-현재 한국해양대학교 전기전자공학부 교수



### 이성근(李成根)

1959년 1월생, 1983년 한국해양대학 기관공학과 졸업, 1990년 동 대학원 졸업(석사), 1998년 동 대학원 졸업(박사), 1992년 3월 - 1998년 9월 대덕대학 제어계측과 교수, 1998년 9월 - 현재 한국해양대학교 전기전자공학부 교수



### 김성환(金成煥)

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