
모델기준적응제어 및 직접토크제어 시스템을 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어

김성환* · 정범동** · 윤두오*** · 이성근**** · 오세진*****

Sensorless Speed Control of Induction Motor using Model Reference Adaptive Control and Direct Torque Control System

Sung-Hwan Kim* · Bum-Dong Jeong** · Doo-O Yoon*** · Sung-Gun Lee**** · Sae-Gin Oh*****

요 약

본 논문은 모델기준적응제어 및 직접토크제어 방식을 이용한 새로운 유도전동기의 센서리스 속도제어 방법을 제안한다. 모델기준적응제어는 기준모델과 조정모델을 설정하고 이들의 출력을 비교하여 조정모델 및 제어를 위한 속도 추정값을 얻는 제어법이다. 그리고 직접토크제어는 토크와 자속을 독립적으로 제어하는 방법으로 토크, 자속 지령치와 전동기 고정자 전압, 전류 값을 이용해 추정된 토크, 자속을 비교하여 히스테리시스 밴드를 거쳐 그 오차를 가장 최소화하기 위한 전압벡터를 선정하여 출력하는 방법이다. 본 논문에서는 제안한 방식의 이론적인 배경 및 타당성에 대해 기술하였으며 모의실험을 통해 제안된 방식의 우수성을 검증하였다.

ABSTRACT

This paper proposes a new sensorless speed control scheme of induction motor using Model Reference Adaptive Control and Direct Torque Control System. The Model Reference Adaptive Control System is based on the comparison between the outputs of Reference Model and Adjustable Model. The error between the estimated quantities obtained by the two models is used to drive a suitable adaptation mechanism which generates the estimated rotor speed for the Adjustable Model. And the Direct Torque Control scheme 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. The simulation results of proposed method indicate good speed responses from the low speed range to the high, and also show favorable characteristics of load operation.

키워드

모델기준적응제어, 직접토크제어, 센서리스제어, 유도전동기

Key word

Model Reference Adaptive Control, Direct Torque Control, Sensorless Control, Induction Motor

* 정회원 : 한국해양대학교 기관시스템공학부
** 정회원 : 한국해양수산연수원
*** 정회원 : (주)삼성중공업
**** 정회원 : 한국해양대학교 전기전자공학부
***** 종신회원 : 한국해양대학교 운항훈련원(osgengen@hhu.ac.kr)

접수일자 : 2012. 06. 29
심사완료일자 : 2012. 09. 11

I. 서 론

유도전동기는 직류전동기에 비해 구조가 간단하고 값이 저렴할 뿐만 아니라 견고하여 신뢰성이 높은 운전 을 수행할 수 있다. 그리고 향상된 제어기법의 등장으로 운전특성도 직류전동기에 상응하는 응답특성을 얻을 수 있어 빠른 가감속과 고속 운전이 요구되는 서보시스템, 공작기계 구동장치 등에 그 활용이 점차 확대되고 있다.

유도전동기 제어방식중 하나인 벡터제어는 속응성이 높은 과도응답을 얻기 위하여 동기속도로 회전하는 기준 축에서 유도전동기의 고정자 전류벡터를 회전자 자속벡터와 같은 방향을 이루는 자속전류 성분과 수직을 이루는 토크전류 성분으로 분리하여 자속과 토크를 각각 제어함으로써 우수한 제어성능을 얻을 수 있다. 유도전동기 벡터제어를 위해서는 자속 회전각과 크기를 알아야 하며 이 정보를 얻는 방법에 따라 직접벡터제어와 간접벡터제어로 나누어진다.

직접벡터제어는 센서를 이용하여 자속을 직접 측정하거나 고정자전류, 전압 값을 이용하여 자속을 추정하는 방법[1]이며, 간접벡터제어는 고정자의 토크전류 및 자속전류로부터 슬립 각속도를 계산하고 여기에 회전자 속도를 더하여 자속각으로 이용하는 방법[2-4]이다. 고성능 유도전동기 벡터제어를 위해서는 전압, 전류값 뿐 아니라 자속정보나 회전자 속도에 대한 정보가 필수적인데[5-7], 자속 피드백 제어인 직접벡터제어의 경우는 회전자자속이나 속도정보가 필요하고, 자속 피드포워드 제어인 간접벡터제어의 경우는 속도정보가 요구된다. 속도정보를 얻기 위하여 회전자에 펄스발생기나 엔코더 등의 속도센서를 부착하여야 하는데, 부가적인 회로와 프로그램이 추가되어 전체 시스템이 복잡해지고 제어기에 대한 신뢰도 및 외란에 대한 강인성이 감소하게 된다[7-8].

본 논문에서는 센서장착에 따른 여러 가지 단점을 극복하고 간단한 제어시스템의 구현을 위해 모델기준적응제어와 직접토크제어를 이용한 새로운 유도전동기의 센서리스 속도제어방식을 제안한다.

모델기준적응제어에 의한 센서리스 속도제어 방법은 기준모델과 조정모델에 의해 구해진 추정치의 차이를 적응메커니즘에 적용시킴으로써 조정모델 및 제어를 위한 속도추정값을 구하는 방식이다.

직접토크제어[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. 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하면서 벡터제어처럼 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 토크의 동적 특성이 전동기 정수변화의 영향이 적으며, 벡터제어에 필수적으로 사용되는 고정자 및 동기회전 좌표 사이의 변환이 필요치 않아 보다 쉽게 제어 시스템을 구성할 수 있다.

본 논문에서는 제안한 제어방식의 이론적인 배경 및 타당성을 기술하고 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안한 속도제어 방식의 우수성을 검증하고자 한다.

II. 직접토크제어

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

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \lambda_s \quad (1)$$

여기서 v_s , R_s , i_s 및 λ_s 는 각각 고정자전압, 고정자저항, 고정자전류 및 고정자자속이다.

식(1)에서 고정자자속 값을 구하면 식(2)와 같다.

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

여기서 V_{dc} 는 인버터 직류링크 전압, $S_{a,b,c}$ 는 각 상 인버터 스위칭상태를 나타내는 값(1 또는 0)이다.

식(2)에서 고정자저항 값은 매우 작기 때문에 이를 무시하면 고정자자속은 고정자전압의 크기에 비례하고 방향은 같은 벡터로 생각할 수 있다. 이것을 식으로 나타내면 식(3)과 같다.

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

여기서 Δt 는 샘플링 주기이다.

고정자전압 벡터가 유효벡터일 경우 고정자자속은 인버터 출력전압 벡터와 일정한 비율과 속도로 움직이고 무효벡터일 경우에는 매우 느린 속도로 움직인다. 따라서 자속의 회전속도는 인버터 출력 전압 벡터의 유효 벡터와 무효벡터의 비율에 의해 제어된다.

고정자자속이 n 번째 영역(Sector)에 있을 경우 제어를 위해 출력해야 할 전압 벡터를 표 1에 나타내었다. 현재 자속벡터와 전동기에 인가 될 자속, 토크의 크기 및 방향에 따라 출력전압 벡터가 선택된다.

표 1. 선정 전압벡터와 정의
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 |

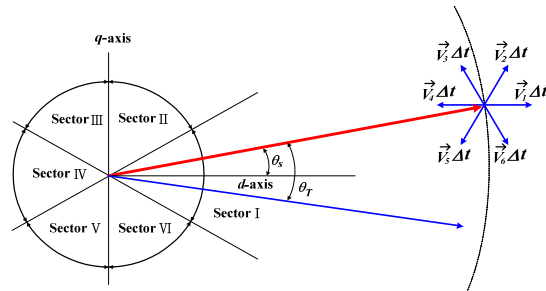


그림 1. 직접토크제어 개념도
Fig. 1 Conception diagram of DTC

그림 1은 직접토크제어 개념도로서 스위칭 벡터와 자속 벡터를 나타낸 것이다. 식(4)는 자속 히스테리시스 밴드를 나타낸다.

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

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

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

여기서 T_e , P , L_m , L_s , L_r , λ_r 및 θ_T 는 각각 토크, 극수, 상호인덕턴스, 고정자인덕턴스, 회전자인덕턴스, 회전자자속 및 회전자자속과 고정자자속 각변위이다.

토크(T_e)가 지령치(T_e^*)에 도달했을 경우, 인버터 스위칭 주파수를 줄이기 위해 토크(T_e)는 최대한 천천히 감소하는 것이 좋으며 따라서 인버터 스위칭 벡터 중 무효벡터를 사용하는 것이 좋다. 토크는 회전방향에 따라 두 가지 경우로 나누어진다.

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

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

고정자자속이(λ_s)이 시계방향으로 회전한다고 가정하고 토크(T_e)가 지령치(T_e^*)에 도달하면 λ_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 α 축과 β 축 값으로부터 식(6), (7), (8)을 이용하여 얻을 수 있으며, 발생 토크는 식(9)에 의해 계산된다.

$$\lambda_s = \lambda_{\alpha s} + j \lambda_{\beta s}$$

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

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

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

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

여기서 $v_{\alpha s}, v_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ 는 측정된 고정자 전압과 전류이며, θ_s 는 고정자자속 각이다.

그림 2(a)는 자속 히스테리시스 비교기를 나타내고 있다. 고정자자속의 경우 자속 값이 항상 양의 값을 가지므로 비교기 출력 $\Delta \lambda_s$ 는 2단계(1, 0)로 구성된다. 그림 2(b)는 토크 히스테리시스 비교기를 나타낸다. 일반적으로 자속 히스테리시스 비교기와 달리 정방향과 역방향 토크 지령에 대해 모두 추종이 가능하도록 출력 ΔT_e 는 3단계(-1, 0, 1)가 된다.

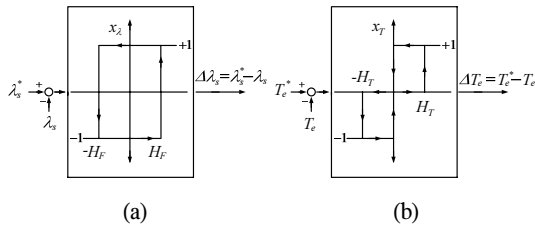


그림 2. 자속 및 토크 히스테리시스 비교기
(a) 자속 비교기 (b) 토크 비교기
Fig. 2 Flux and torque hysteresis comparator
(a) Flux Comparator (b) Torque Comparator

표 2는 이러한 자속과 토크 히스테리시스 비교기의 특성을 근거로 구성된 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블이다.

표 2. 최적 스위칭 벡터 룩업 테이블
Table. 2 Optimum switching vector look-up table

| Comparator Output | | Sector | | | | | |
|-------------------|-------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| x_λ | x_T | I | II | III | IV | V | VI |
| +1 | +1 | \vec{V}_2 | \vec{V}_3 | \vec{V}_4 | \vec{V}_5 | \vec{V}_6 | \vec{V}_1 |
| +1 | 0 | \vec{V}_0 | \vec{V}_0 | \vec{V}_0 | \vec{V}_0 | \vec{V}_0 | \vec{V}_0 |
| +1 | -1 | \vec{V}_6 | \vec{V}_1 | \vec{V}_2 | \vec{V}_3 | \vec{V}_4 | \vec{V}_5 |
| -1 | +1 | \vec{V}_3 | \vec{V}_4 | \vec{V}_5 | \vec{V}_6 | \vec{V}_1 | \vec{V}_2 |
| -1 | 0 | \vec{V}_0 | \vec{V}_0 | \vec{V}_0 | \vec{V}_0 | \vec{V}_0 | \vec{V}_0 |
| -1 | -1 | \vec{V}_5 | \vec{V}_6 | \vec{V}_1 | \vec{V}_2 | \vec{V}_3 | \vec{V}_4 |

III. 모델기준적응제어에 의한 센서리스 속도제어 시스템

모델기준적응제어에 의한 방식은 두 추정기의 출력을 비교함으로써 회전자속도를 얻는 방식이다. 회전자속도값이 포함되어 있지 않는 하나의 추정기는 유도전동기 기준모델(Reference Model), 다른 하나는 조정모델(Adjustable Model)로 간주할 수 있다. 두 모델에 의해 구한 추정치의 차이를 적응메커니즘에 적용시킴으로써 조정모델 및 제어를 위한 속도추정 값을 구할 수 있다. 이 방식의 속도추정 블록도는 그림 3과 같다. 그림 3에서 $x_{\alpha r}, x_{\beta r}$ 은 기준모델, $\hat{x}_{\alpha r}, \hat{x}_{\beta r}$ 은 조정모델의 회전자속 또는 역기전력이며, $\hat{\omega}_r$ 은 추정 회전자속도이다.

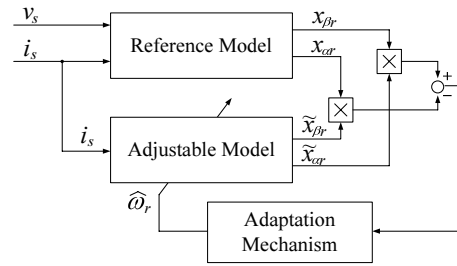


그림 3. 모델기준적응제어 속도추정도
Fig. 3 Block diagram of the speed estimation for Model Reference Adaptive Control

기준모델은 고정자 전압방정식인 식(10) 및 식(11)을, 조정모델은 회전자 전압방정식인 식(12) 및 식(13)을 적용한다.

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\lambda_{\alpha s}}{dt} \quad (10)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\lambda_{\beta s}}{dt} \quad (11)$$

$$0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\lambda_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \lambda_{\beta r} \quad (12)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} - \omega_r \lambda_{\alpha r} \quad (13)$$

각 모델의 회전자속을 비교한 후 그 오차를 이용하여 회전자속도를 추정할 수 있다. 기준모델과 조정모델에 의한 회전자속도는 식(14) 및 식(15)에 의해 구할 수 있다.

$$\lambda_r = \int_0^t \frac{L_r}{L_m} (v_s - R_s i_s) dt + \frac{(L_m^2 - L_r L_s)}{L_m} i_s \quad (14)$$

$$\bar{\lambda}_r = \frac{1}{T_r} \int_0^t (j \omega_r T_r - 1) \bar{\lambda}_r dt + L_m i_s \quad (15)$$

여기서, “ \sim ”은 조정모델의 출력을 나타낸다.

또한, 각 모델의 역기전력을 비교함으로써 속도를 추정할 수 있는 방식이 제안되었는데 이것은 적분기를 사용할 필요가 없다는 이점이 있다. 각 모델의 역기전력은 식(16) 및 식(17)에 의해 구할 수 있다.

$$e_m = v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt} \quad (16)$$

$$\tilde{e}_m = \frac{L_m^2}{L_r} [j \omega_r (i_s + \frac{L_r}{L_m} i_r) - \frac{R_r}{L_m} i_r] \quad (17)$$

두 경우 모두 회전자속도는 식(18)을 사용하여 추정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = K_p (x_{\beta r} \tilde{x}_{\alpha r} - x_{\alpha r} \tilde{x}_{\beta r}) + K_i \int_0^t (x_{\beta r} \tilde{x}_{\alpha r} - x_{\alpha r} \tilde{x}_{\beta r}) dt \quad (18)$$

여기서, K_p 및 K_i 는 상수이다.

그림 4는 본 논문에서 제안하는 유도전동기의 센서리스 속도제어 블록다이어그램을 나타낸다.

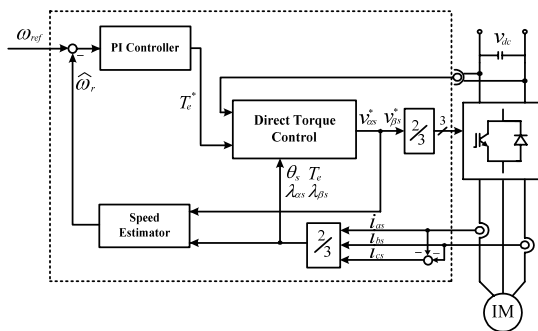


그림 4. 본 논문의 센서리스 속도제어 시스템
Fig. 4 The block diagram of proposed sensorless speed control system

본 논문에서 제안하는 센서리스 제어 시스템의 프로세스는 다음과 같다.

- (1) 직전 제어 루프에서 인가한 상전압과 두 상의 전동기 상전류 및 DC 링크전압을 측정한다.
- (2) 전압과 전류 값을 3상/2상 변환하여 실제 전동기의 발생토크, 고정자자속의 크기 및 방향을 계산한다.
- (3) 상전압 및 상전류를 조정모델과 적응메카니즘에 적용하여 전동기의 회전속도를 추정한다.
- (4) 속도지령 값과 추정속도 차이에 의해 토크 설정 값을 계산한다.
- (5) (2)에서 얻은 고정자자속 방향에 의해 섹터를 찾은 후, 실제 전동기의 토크가 토크설정 값에 접근하도록 최적 전압 벡터를 선정하여 전동기에 출력한다.

IV. 컴퓨터 모의실험

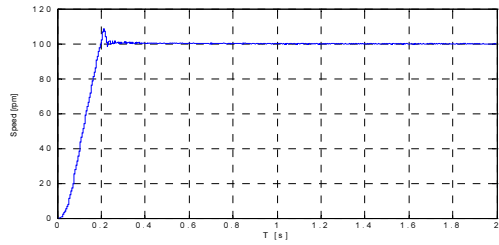
본 논문에서 제안한 방식의 유효성을 입증하기 위해 수치해석 소프트웨어인 MATLAB을 사용하여 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 모의실험에 사용된 전동기 파라미터는 표 3과 같다.

표 3. 유도전동기 파라미터
Table. 3 Parameters of induction motor

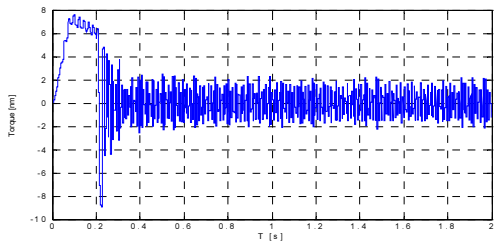
| | | | |
|-------|-----------|---------------|-------------------------|
| 정격출력 | 3[HP] | R_r | 1.2[Ω] |
| 정격전압 | 220[V] | L_s | 180[mH] |
| 정격전류 | 9[A] | L_r | 180[mH] |
| 정격속도 | 1735[rpm] | L_m | 176[mH] |
| 극수 | 4 | J (관성모멘트) | 0.1[Kg·m ²] |
| R_s | 2.0[Ω] | T_s (샘플링주기) | 100[μs] |

그림 5는 0[rpm]에서 100[rpm]으로, 그림 6은 0[rpm]에서 1200[rpm]으로 각각 계단입력 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도 및 토크 응답 특성을 나타낸다. 모의 실험 결과 저속영역 및 고속영역에서 속도 및 토크 응답 특성이 양호함을 알 수 있다.

그림 7은 300[rpm]의 속도로 구동 중 -300[rpm]의 반전속도지령을 가했을 경우의 속도 및 발생토크 응답을 나타낸다. 중속영역에서 순간적인 역전운전 시에도 속도특성 및 토크특성이 우수함을 알 수 있다.

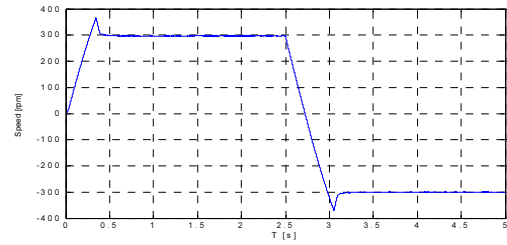


(a)

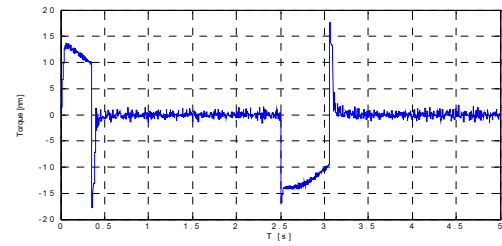


(b)

그림 5. 계단속도 지령에 대한 응답(0→100[rpm])
 (a) 속도 응답 (b) 토크 응답
 Fig. 5 Speed step change(0→100[rpm])
 (a) speed response (b) torque response

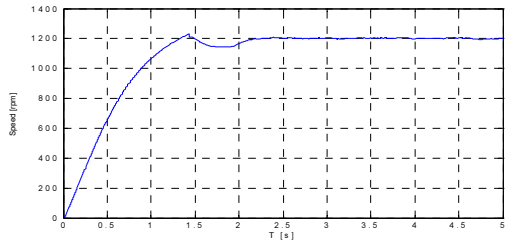


(a)

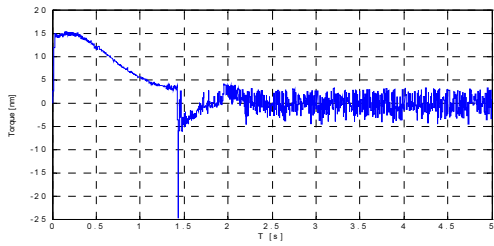


(b)

그림 7. 계단속도 지령에 대한 응답(300→-300[rpm])
 (a) 속도 응답 (b) 토크 응답
 Fig. 7 Speed step change(300→-300[rpm])
 (a) speed response (b) torque response

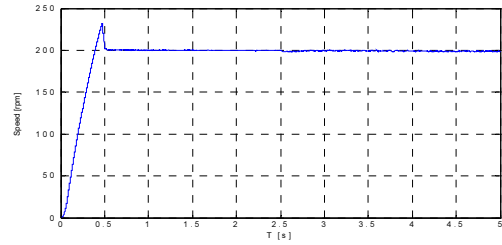


(a)

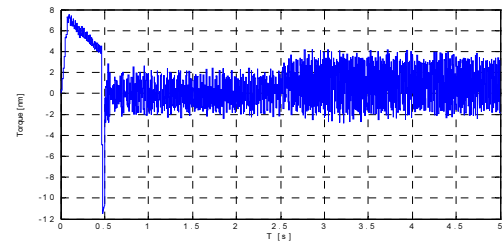


(b)

그림 6. 계단속도 지령에 대한 응답(0→1200[rpm])
 (a) 속도 응답 (b) 토크 응답
 Fig. 6 Speed step change(0→1200[rpm])
 (a) speed response (b) torque response

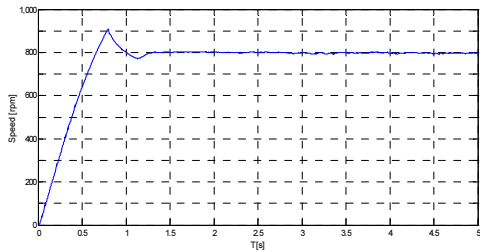


(a)

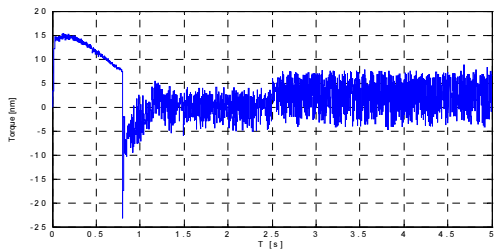


(b)

그림 8. 전동기 부하 특성(0→1[Nm])
 (a) 속도 응답 (b) 토크 응답
 Fig. 8 Change of load torque(0→1[Nm])
 (a) speed response (b) torque response



(a)



(b)

그림 9. 전동기 부하 특성(0→3[Nm])
 (a) 속도 응답 (b) 토크 응답
 Fig. 9 Change of load torque(0→3[Nm])
 (a) speed response (b) torque response

그림 8은 200[rpm]으로 전동기를 구동하여 2.5초 후 1[N·m]의 계단상 부하토크를 인가하였을 경우의 속도 및 토크 응답을 나타내며, 그림 9는 800[rpm]으로 전동기를 구동하고 2.5초 후 3[N·m]의 부하토크를 인가하였을 경우의 속도 및 토크 응답을 나타낸다.

모의실험 결과 본 논문에서 제안한 방식의 저속 및 고속 운전특성, 전동기 역회전 특성, 저속 및 고속에서의 부하특성이 양호함을 확인하였다.

V. 결 론

본 연구에서는 제어 시스템에 센서를 사용하여 발생하는 단점을 극복하고 유도전동기의 안정된 제어특성을 얻기 위해 모델기준적응제어방식과 직접토크제어를 결합한 유도전동기의 새로운 센서리스 속도제어시스템을 제안하였다. 본 제어시스템의 장점은 속도센서를 사용하지 않으므로 제어 시스템을 보다 단순하게 제작할 수 있으며, 전동기 속도제어에 직접토크제어 방식을 이

용함으로써 기존의 속도제어 방법보다 제어 알고리즘도 간단하게 구성할 수 있다는 점이다. 제어시스템의 유효성에 대해서는 저속 및 고속영역의 속도지령에 대한 응답특성, 중속영역에서 반전 속도지령에 대한 전동기의 역전 운전특성, 저속 및 고속영역에서의 부하특성을 컴퓨터 모의실험을 통하여 확인하였으며, 차후 실제 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 방식의 우수성을 검증하려고 한다.

참고문헌

[1] F. Blashke. "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotation-Field Machines", Siemens Review, Vol. 34, pp. 217-220, 1972

[2] K. Hasse. "Zum dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betrieb mit Variabler Staenderfrequenz and Staenderspannung", ETZ-A, Bd. 89, H.4 pp. 77-81, 1968.

[3] W. Leonard, "30 Years Space Vectors, 20 Years Field Orientation, 10 Years Digital Signal Processing with Controlled AC-Drives, a Review", EPE Journal, Vol. 1, Part 1 - no. 1, pp. 13-20, July, 1991, Part 2 -no. 2, pp. 89-102, October, 1991.

[4] L. Harne fors, "Design and analysis of General Rotor-Flux-Orientation Vector Control System", IEEE Trans., Vol. 48, No. 2, April 2001.

[5] A. Gastli, M. Tomita, T. Takeshita and N. Matsui, "Improvement of a Stator Flux-Oriented Speed Sensorless Control of an Induction Motor", IEEE PCC, pp. 415-420, 1993.

[6] F. Briz, J. A. Cancelas, and A. Diez, "Speed Measurement Using Rotary Encoders for high Performance AC Drives", Proc. of the 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON'94, Vol. 1, pp. 538-542, 1994.

[7] K. Lizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Endo and K. Mohri, " Microcomputer Control for Sensorless

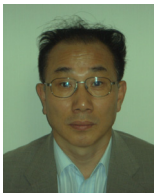
Brushless Motor", IEEE Trans. Indus. Appli., Vol. IA-21, No. 4, pp. 595-601, 1985.

[8] N. Ertugrul and P.P Acarnley, " A New Algorithm for Speed Operation of Permanent Magnet Motors", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 414-421, 1992.

[9] A. Abbondanti, "Method of Flux Control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Voltage Supplies", Conf. Rec. of the 1977 IEEE Indus. Appli., Annual Meeting, pp. 177-184, 1977.

[10] 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.

저자소개



김성환(Sung-Hwan Kim)

1979년 한국해양대학교 기관학과 졸업
 1990년 부경대학교 대학원 졸업(석사)

1998년 부산대학교 대학원 졸업(박사)
 현재 한국해양대학교 기관시스템공학부 교수.
 ※관심분야: 전동기속도제어, 전기기기, 전력전자, 인버터 및 컨버터



정범동(Bum-Dong Jeong)

2003년 한국해양대학 해양경찰학과 기관공학과정 졸업
 2012년 한국해양대학교 메카트로닉스공학과 졸업(석사)

현재 한국해양수산연수원 근무.
 ※관심분야: 전동기속도제어, 인버터 및 컨버터



윤두오(Doo-O Yoon)

2003년 서울대학교 전기공학부 졸업
 2010년 한국해양대학교 대학원 졸업(석사)

2012년 한국해양대학교 대학원 수료(박사)
 현재 (주)삼성중공업 근무.
 ※관심분야: 전동기속도제어, 선박/플랜트 전력계통, 선박/플랜트 제어계통



이성근(Sung-Gun Lee)

1983년 한국해양대학 기관공학과 졸업
 1990년 동 대학원 졸업(석사)
 1998년 동 대학원 졸업(박사).

1998년~현재 한국해양대학교 전기전자공학부 교수
 ※관심분야: 선박용 전기기기 및 시스템 제어, 마이크로프로세서 응용 및 인버터 제어, 전원 장치 제작



오세진(Sae-Gin Oh)

1996년 한국해양대학교 기관공학과 졸업
 2001, 2003년 동대학원 졸업(석사, 박사)

2005년 2월~현재 한국해양대학교 운항훈련원 교수
 ※관심분야: 전동기속도제어, 전기기기, 인버터 및 컨버터