

직접 토크제어의 토크맥동 저감을 위한 속도검출기 없는 유도전동기 제어 시스템

김 남 훈\*, 김 민 호\*, 김 민 회\*\*, 김 동 희\*, 황 돈 하\*\*\*  
 영남대학교\*, 영남이공대학\*\*, 한국전기연구원\*\*\*

A Speed Sensorless Induction Motor Control System using Direct Torque Control for Torque Ripple Reduction

Nam-Hun Kim\*, Min-Ho Kim\*, Min-Huei Kim\*\*, Dong-Hee Kim\*, Don-Ha Hwang\*\*\*  
 Yeungnam University\*, Yeungnam College of Science & Technology\*\*, KERI\*\*\*

**Abstract** - This paper presents a digitally speed sensorless control system for induction motor with direct torque control (DTC). Some drawbacks of the classical DTC are the relatively large torque ripple in a low speed range and notable current pulsation during steady state. They are reflected speed response and increased acoustical noise. In this paper, the DTC quick response are preserved at transient state, while better quality steady state performance is produced by space vector modulation (SVM). The system are closed loop stator flux and torque observer for wide speed range that inputs are currents and voltages sensing of motor terminal, model reference adaptive control (MRAC) with rotor flux linkages for the speed turning signal at low speed range, two hysteresis controllers and optimal switching look-up table. Simulation results of the suggest system for the 2.2 [kW] general purposed induction motor are presented and discussed.

되는 단자전압 제어에 의하여 이루어지므로 직접적으로 고정자의 자속과 발생하는 토크를 서로 독립적으로 제어 할 수 있다. DTC의 장점은 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하고, 토크의 동특성이 전동기 회전자의 파라미터 변동에 영향이 적으며, 많은 제어기의 채용과 복잡한 알고리즘 계산에 요구되는 연산시간을 감소시킬 수 있는 특성을 가지고 있어 빠른 동적 응답특성이 요구되는 시스템에 큰 장점을 가지는 제어방식이다[2]. 하지만 이 방식은 정상상태에서 토크 리플과 전류 맥동이 크다는 단점이 있다. 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해서 과도상태에서는 DTC의 장점을 유지하면서 정상상태에서는 SVM 방식을 사용하여 정상상태시의 문제점을 해결하였으며, 그림 1에서는 DTC의 토크 맥동 저감을 위한 속도 센서리스 유도전동기 제어시스템의 전체 블록도를 보여주고 있다.

유도전동기의 고정자와 회전자의 쇄교자속은 식 (1) 과 같은 상태방정식으로 표현되며, 토크는 식 (2)와 같이 된다. 여기서,  $\bar{V}_s$ 는 고정자의 공간 전압벡터를,  $\bar{I}_s$ 는 공간 전류벡터를 나타낸 것이다.

1. 서 론

유도전동기를 안정적으로 제어하기 위해서는 속도검출기나 위치검출기에 의한 전동기의 속도정보가 필수적이지만, 부가적인 장치를 이용함으로써 가격과 유지비를 증가시키고, 시스템을 복잡하게 하며, 기계적 강인성과 신뢰성을 저하시키는 등의 문제점이 따르게 된다. 최근 급속도로 발전되고 있는 산업분야에서 전동기의 정밀하고 빠른 응답특성을 갖는 높은 신뢰성의 제어시스템이 필수적이므로 속도검출기 없는 시스템에 대한 연구가 다양하게 이루어지고 있다[1]-[6].

본 논문에서는 제어구조가 디지털 형태로 간단하고 유도전동기 파라미터의 영향이 비교적 작은 직접 토크제어(Direct Torque Control ; DTC)를 사용한 속도검출기없는 제어시스템을 제안한다. 직접 토크제어의 단점인 토크리플을 줄이기 위하여 과도상태에서는 직접 토크제어를 사용하여 DTC의 빠른 동특성을 유지시키고, 정상상태에서는 공간 벡터변조(Space Vector Modulation ; SVM) 방법을 사용하여 보다 안정한 정상상태를 유지하도록 하였다[1][2]. 또한, 광범위한 속도영역에서의 정확한 자속추정을 위해 PI 제어를 사용한 페루프 자속관측기를 사용하였고, 회전자 자속을 사용한 MRAC(Model Reference Adaptive Control)에 의한 속도 추정 시스템을 제안하였다. 제안한 토크맥동 저감을 위한 유도전동기의 속도 센서리스 제어 시스템의 제어응답 특성을 2.2 [kW] 범용 농형 유도전동기를 모델로 하여 Matlab/Simulink를 이용한 시뮬레이션을 통하여 고찰하였다.

$$\dot{\bar{\phi}}_s = \int (\bar{V}_s - \bar{I}_s R_s) dt = \phi_{ds} + j \phi_{qs} \quad (1)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\bar{\phi}_s \times \bar{I}_s) \quad (2)$$

인버터 구동시스템에서 임의의 위치에서 선택될 수 있는 6개의 섹터위치에 따른 자속( $\Delta \phi_s$ )과 인버터가 출력할 수 있는 8개의 전압벡터( $\bar{V}_s$ )에 따라 히스테리시스 밴드 안에서 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하고 있는 자속의 궤적을 결정할 수 있으며, 이와 같이 고정자의 쇄교자속이 결정되면 식 (2)에 의하여 발생 토크를 계산할 수 있다[2][3].

2.2 자속 관측기

DTC의 운전특성은 추정된 고정자 자속의 정확도에 따라 매우 큰 영향을 받는다. 자속관측기에는 여러 가지 형태의 자속추정기가 있으며, 일반적으로 전압모델을 적용한 고정자 자속관측기는 고속영역에서 우수한 특성을 나타내고, 저속영역에서는 전류모델의 관측기가 우수한 특성을 보이고 있다. 본 연구에서는 저속영역에서는 전류모델을 이용하고 고속영역에서는 전압모델을 이용하는 전압전류 페루프 자속관측기를 사용하여 넓은 속도범위에서 정확한 자속을 추정할 수 있도록 하였다[5]. 그림 2는 전압모델과 전류모델이 결합된 페루프 자속관측기를 보여주고 있으며, 각 부분의 수식은 식 (3)~(8)에 나타내었다.

II. 직접 토크제어

2.1 직접 토크제어의 특성

유도전동기의 직접 토크 및 자속 제어는 인버터에 가해지는 최적 스위칭 모드 선택에 의하여 전동기에 공급

$$\begin{bmatrix} I_{qs}^r \\ I_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs}^s \\ I_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$P \begin{bmatrix} \phi_{dr}^r \\ \phi_{qr}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} \phi_{dr}^r + \frac{L_m}{T_r} I_{qs}^r \\ -\frac{1}{T_r} \phi_{qr}^r + \frac{L_m}{T_r} I_{ds}^r \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qr}^s \\ \Phi_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{qr}^r \\ \Phi_{dr}^r \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs}^s \\ \Phi_{ds}^s \end{bmatrix} = \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} \Phi_{qr}^s \\ \Phi_{dr}^s \end{bmatrix} + \sigma L_s \begin{bmatrix} I_{qs}^s \\ I_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$K_1 = \frac{L_m}{L_r} (\sigma_1 + \sigma_2), \quad K_2 = \frac{L_m}{L_r} \sigma_1 \sigma_2 \quad (7)$$

$$\dot{\Phi}_{ods}^s = \int [(V_{ods}^s - R_s I_{ods}^s) + \epsilon_\theta (K_1 + \frac{K_2}{P})] dt \quad (8)$$

여기서,  $I_{ods}^s$ 은 회전자에서 본 고정자의 전류,  $I_{qs}^s$ 은 고정자에서 본 고정자의 전류,  $\Phi_{ods}^s$ 은 고정자에서 본 고정자의 자속,  $\Phi_{dr}^s$ 는 회전자에서 본 회전자의 자속,  $\Phi_{qr}^s$ 는 고정자에서 본 회전자의 자속,  $T_r$ 는 회전자 시정수,  $\epsilon_\theta$ 는 페루프 자속관측기의 고정자 자속과 전류모델 관측기의 고정자 자속 간의 차,  $\sigma$ 는 누설계수,  $\sigma_1$ 과  $\sigma_2$ 는 전류모델과 전압모델의 주파수 밴드폭을 나타낸 것이고, 저속 영역에서 적용하기 위해서  $\sigma_1$ 과  $\sigma_2$ 는 각각 20으로 설정하였다.

### 2.3 속도추정

MRAC(Model Reference Adaptive Control)를 적용하여 광범위한 속도범위에서의 속도추종을 위해서 페루프 자속관측기에서 얻어진 회전자 자속을 사용하여 속도를 추종한다[1]-[3],[6].

기준모델은 페루프 자속관측기에서 나오는 회전자 자속을 사용하였으며 식 (9)와 같고, 적응모델은 정지좌표계에서의 전류모델에 의한 방정식 식 (10)과 같고, 그림 5는 MRAC 속도관측기를 나타내고 있다[3][5].

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qr}^s \\ \Phi_{dr}^s \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} \Phi_{qs}^s \\ \Phi_{ds}^s \end{bmatrix} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \begin{bmatrix} I_{qs}^s \\ I_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$P \widehat{\Phi}_{qr}^s = -\frac{1}{T_r} \widehat{\Phi}_{qr}^s + \widehat{w}_r \widehat{\Phi}_{dr}^s + \frac{L_m}{T_r} I_{qs}^s \quad (10)$$

$$P \widehat{\Phi}_{dr}^s = -\frac{1}{T_r} \widehat{\Phi}_{dr}^s - \widehat{w}_r \widehat{\Phi}_{qr}^s + \frac{L_m}{T_r} I_{ds}^s$$

여기서,  $L_s$ 는 고정자 인덕턴스,  $L_r$ 는 회전자 인덕턴스,  $w_r$ 는 전동기 각속도,  $\Phi_{md}$ 은 기준모델의 회전자 자속,  $\widehat{\Phi}_{md}$ 은 추종된 회전자 자속이다.

유도전동기의 속도는 PI 적응 메커니즘(adaptive mechanism)에 의해서 계산되며 식 (11)과 같다.

$$\widehat{w}_r = (K_{Pw} + K_{Iw} \frac{1}{s}) e \quad (11)$$

식 (9)의 기준모델과 식 (10)의 적응모델 사이의 에러는 식 (12)와 같다.

$$e_w = \widehat{\Phi}_{rd} \Phi_{rq} - \widehat{\Phi}_{rq} \Phi_{rd} \quad (12)$$

### 2.4 DTC와 SVM

그림 4에서는 DTC와 SVM 제어기의 구성을 나타내고 있다. 제어기는 PI 제어기와 히스테리시스 제어기로 구성하였고, PI 제어기는 식 (13)과 식 (14)에서와 같이 자속 PI 제어기와 토크 PI 제어기로 구성되어 있고, 히스테리시스 제어기는 각각 2레벨과 3레벨 히스테리시스 제어기로 구성하였다. 여기서 과도상태와 정상상태는 실제 속도가 기준속도의 90 [%]로 설정하고 있다. 즉, 실제 속도가 정상속도의 90 [%] 이하인 경우는 DTC를 사용하고, 90 [%] 이상인 경우에는 SVM 방식을 사용하여 제어하고 있다.

$$V_{sd}^* = (K_{P\phi} + K_{I\phi}/s)(\Phi_s^* - \Phi_s) \quad (13)$$

$$V_{sq}^* = (K_{P\tau} + K_{I\tau}/s)(T_e^* - T_e) \quad (14)$$

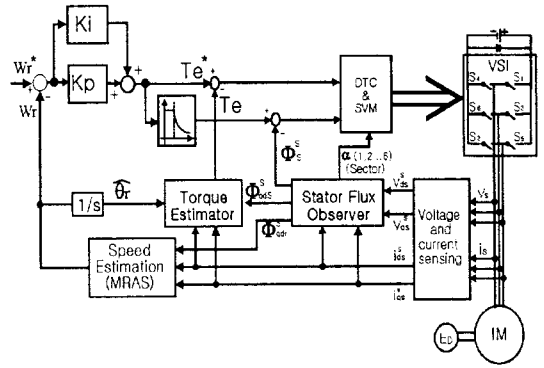


그림 1. 전체 시스템 구성

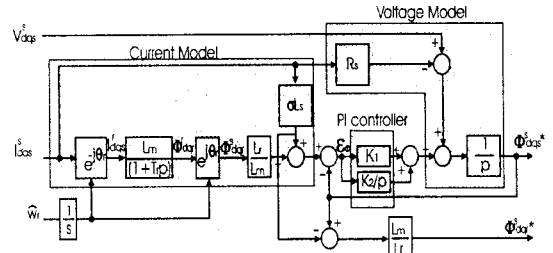


그림 2. 페루프 자속 관측기

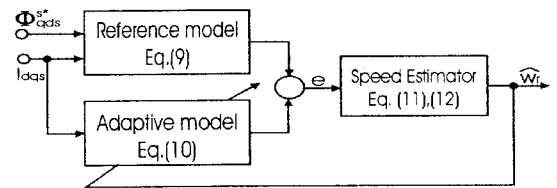


그림 3. MRAC 속도관측기

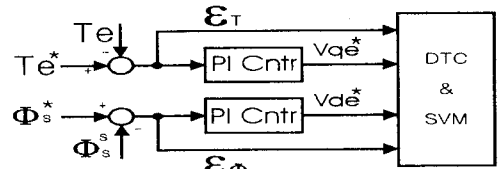


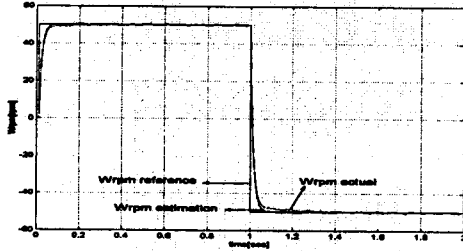
그림 4. DTC-SVM 제어기

### III. 시뮬레이션 결과

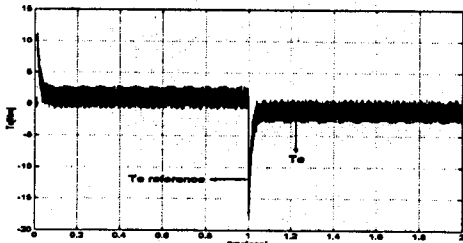
직접 토크 제어의 토크 맥동 저감을 위한 유도전동기 속도 센서리스 제어 시스템의 제어응답 특성을 고찰하기 위하여 Matlab/Simulink를 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 표 1은 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 사양과 각각의 파라미터를 나타내고 있다. 과도상태에서는 DTC, 정상상태에서는 SVM을 사용하였을 경우의 응답 특성을 그림 5에서 보여주고 있으며, 기준속도를 50 [rpm]에서 -50 [rpm]의 지령을 주었을 경우, 제시된 제어시스템의 응답특성을 2초 동안 나타내고 있다. 그림 5의 (a)는 속도 응답특성, (b)는 토크 응답특성, (c)는 정지좌표계에서 고정자 자속파형, 그리고 (d)는 정지좌표계에서의 dq축 전류파형을 나타내고 있다. 그림 6은 기준속도를 20 [rpm]에서 -20 [rpm]의 지령을 주었을 경우에 2초 동안의 응답특성을 나타내고 있다. (a)는 속도 응답특성, 그리고 (b)는 정지좌표계에서의 dq축 전류파형을 나타내고 있다.

표 1. 유도전동기의 사양 및 파라미터

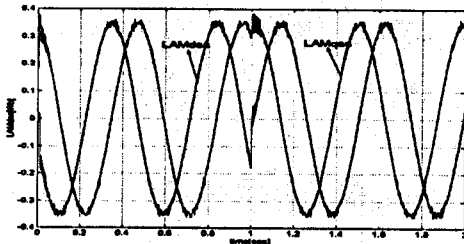
극 수	4극	Ls	79.156 [mH]
정격출력	2.2 [Kw]	Lr	79.156 [mH]
정격전압	220 [V]	Lm	75.01 [mH]
정격전류	8.2 [A]	Rs	0.713 [ $\Omega$ ]
회전자상수	0.102	Rr	0.773 [ $\Omega$ ]



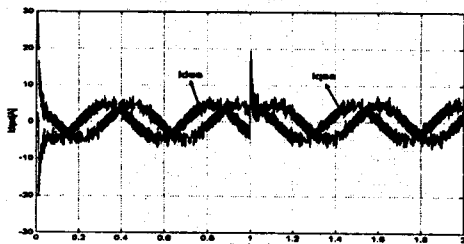
(a) 속도 응답특성



(b) 토크 응답특성

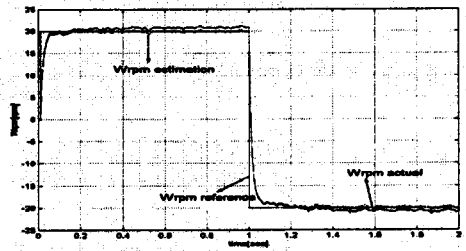


(c) 고정자 자속 파형

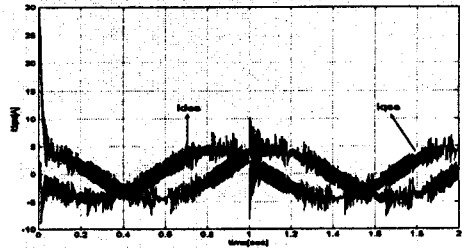


(d) 고정자 전류 파형

그림 5. 시뮬레이션 결과 ( $\pm 50$  [rpm])



(a) 속도 응답특성



(b) 고정자 전류 파형

그림 6. 시뮬레이션 결과 ( $\pm 20$  [rpm])

#### IV. 결론

본 연구에서는 속도검출기가 없는 유도전동기의 직접 토크 제어 시스템을 위하여 DTC의 성능에 매우 큰 영향을 주는 자속을, 고속에서 뿐만 아니라 저속에서도 비교적 정확하게 추정할 수 있는 페루프 자속관측기를 사용하였고, DTC의 가장 큰 단점인 정상상태에서의 토크 리플과 전류 맥동을 줄이기 위해서 과도상태에서는 DTC의 장점을 유지하면서 정상상태에서는 SVM 방식을 사용하여 정상상태시의 문제점을 해결하였으며, 속도 추정은 고정자 자속을 사용한 MRAC를 사용하였다. 저속영역에서 제안된 제어 알고리즘과 시스템의 적용 가능성을 확인하기 위해서, 2.2 [kW] 범용 유도전동기를 적용하여 속도센서 없는 DTC-SVM의 응답특성을 시뮬레이션을 통하여 분석한 결과, 50 [rpm]과 20 [rpm]의 저속영역에서도 우수한 동적 특성이 얻어짐을 확인하였다. 앞으로 제안된 제어알고리즘을 실제 시스템에 적용하여 검토할 예정이다.

#### [참고 문헌]

- [1] Cristial Lascu, Ion Boldea, and Fred Blaabjerg, "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", IEEE Trans. on IA, Vol. 36, NO. 1, pp. 122-130, Jan. 2000
- [2] Iron Boldea, "Electric Drives", CRC Press, 1999
- [3] Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford Press, 1998
- [4] James N. Nash, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder", IEEE Trans. on IA, Vol. 33, No. 2, pp.333-341, March/April 1997
- [5] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for the Field Oriented IM Drives", IEEE Trans. on IA, Vol. 30, pp. 101-110, Jan./Feb. 1994
- [6] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", IEEE Trans. on IA, Vol. 30, pp. 1219-1224, Sep./Oct. 1994