

유도전동기의 직접토크제어 모델링 및 시뮬레이션

최연옥, 이강연, 조금배, 백형래,* 이진섭, 최낙일,** 임병옥***
 *조선대학교 전기공학과, **첨단시스템, ***한국전기전자시험연구원

Direct Torque Control Modeling & Simulation for Induction Motor

Youn-Ok Choi, Kang-Yeun Lee, Geum-Bae Cho, Hyung-Lae Baek*
 Jin-Seob Lee, Nak-Il Choi,** Byung-Ok Lim***

*Dept. of Electrical Eng. Chosun University,
 Chumdan System, *Korea Electric Testing Institute

ABSTRACT

Direct Torque Control(DTC) of AC motor has the fast torque and flux dynamic responses even though it has very simple scheme to implement. However, DTC do not show good performance at low speed range with conventional open loop stator flux observer when stator resistance varied.

So, authors proposed nonlinear stator flux observer in order to flux estimation at low speed and show its simulation results.

1. 서 론

산업의 발전에 따라 생산성 및 품질의 향상을 위해 최근 교류전동기를 이용한 가변속 구동시스템의 필요성이 더욱 증대되고 있다. 교류전동기는 기계적으로 견고하고 저렴한 반면 종래에는 주파수 변환장치의 가격으로 인하여 가변속 구동에 널리 사용되지 못하였으나 최근 전력용 반도체 소자와 고성능 마이크로프로세서의 발달에 의한 전력전자 기술의 비약적인 발전으로 저가격, 고신뢰성의 주파수 제어장치의 개발이 가능해짐에 따라 가변속 구동시스템 분야에서 널리 각광받고 있다.

유도전동기의 가변속 제어 방법중 스칼라 제어 방식은 구현이 간단하나 토크 응답의 속응성이 요구되는 분야에서는 적절하지 못하다. 또한 고정자 전류를 자속 및 토크 성분으로 분리제어하는 벡터제어 방식은 속응성과 정확성이 보장되나 제어기의 수가 많고 검출해야 할 정보량이 많아 제어 알고리즘이 복잡하여 구현 및 경제성 측면에서 불리하다. 따라서 벡터 제어의 단점을 극복하고

자속과 토크 제어의 속응성을 유지하기 위한 방식으로 최근에는 직접 토크제어(Direct Torque Control)이론이 등장하게 되었다.^[1]

직접토크제어는 공간전압벡터개념을 기본으로 하여 스칼라 제어방식 중 V/F 제어방식의 장점인 제어기 구성의 단순성에 벡터제어방식의 장점인 뛰어난 토크 제어 성능이 보장되는 제어방식으로 스칼라제어와 벡터제어의 중간적인 방법이라 할 수 있다. 이와같은 직접토크 제어방식은 전동기의 정수 중에서 고정자 저항에 대한 정보만을 필요로 하므로 급작스러운 부하 변동이나 순간적인 지령치 변동 등에 대한 응답특성이 우수하다. 이상과 같은 직접 토크제어 방식의 장점을 활용하기 위해서는 몇 가지 개선해야 할 문제점이 있다. 기동시 또는 저속운전시 큰 토크 리플을 발생하기 쉽고, 인버터의 설계에 중요한 변수 중의 하나인 스위칭 주파수가 히스테리시스 비교기의 진폭에 의해 큰 영향을 받아 개루프 자속 추정모델을 적용하는 경우 고정자 저항이 가변되면 특성이 저하되는 단점을 가지고 있다.^[2]

따라서 본 논문에서는 유도 전동기에 직접토크 제어방식을 적용하기 위해 우선 시스템을 모델링하고 저속영역에서 정밀한 토크와 속도를 추정하기 위해 관측기를 설계하여 고정자 저항을 가변시에도 우수한 특성을 얻을 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 검증하고자 한다.

2. 유도전동기 구동시스템 모델링

2.1 유도전동기 모델

유도전동기는 고정자 전류, 회전자 자속 및 속도를 상태 변수로 하여 정지좌표에서 식 (1)과 같이 모델링된다.

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + a_3 \phi_{dr} + a_4 \omega_r \phi_{qr} + b v_{ds} \\
\dot{i}_{qs} &= -a_1 i_{qs} - a_4 \omega_r \phi_{dr} + a_3 \phi_{qr} + b v_{qs} \\
\dot{\phi}_{dr} &= a_5 i_{ds} - a_7 \phi_{dr} - a_8 \omega_r \phi_{qr} \\
\dot{\phi}_{qr} &= a_5 i_{qs} + a_8 \omega_r \phi_{dr} - a_7 \phi_{qr} \\
\dot{\omega}_r &= \frac{P}{J} (T_e - T_L)
\end{aligned} \quad (1)$$

여기서,

$$\begin{aligned}
a_1 &= \left(\frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right), \quad a_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \\
a_4 &= \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2}, \quad a_5 = \frac{R_r M}{L_r}, \quad a_6 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_8 = 1 \\
b &= \frac{1}{\sigma L_s}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \\
&= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds})
\end{aligned}$$

R_s 및 R_r : 고정자 및 회전자 저항

L_s, L_r & M : 고정자, 회전자 및 상호 인덕턴스

$\sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r)$: 누설계수

N : 극의 쌍수

J : 회전자 관성

T_L : 부하 토크

회전자 자속은 식 (2)와 같이 고정자 전류와 고정자 자속으로 나타내어진다.

$$\begin{aligned}
\phi_{dr} &= \frac{L_r}{L_m} (\phi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \\
\phi_{qr} &= \frac{L_r}{L_m} (\phi_{qs} - \sigma L_s i_{qs})
\end{aligned} \quad (2)$$

또한 고정자 자속은 식 (3)과 같이 인가전압 및 고정자 전류에 의해 표현된다.

$$\begin{aligned}
\dot{\phi}_{ds}^s &= v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s \\
\dot{\phi}_{qs}^s &= v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s
\end{aligned} \quad (3)$$

따라서 식 (2)를 식 (1)에 대입하고 식 (1)로부터 식 (3)을 대입하면 식 (4)와 같이 고정자 변수를 이용한 유도전동기 상태방정식 모델이 유도된다.

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{ds} &= -d_1 i_{ds} - i_{qs} \omega_r + d_3 \phi_{dr} + d_4 \omega_r \phi_{qr} + b v_{ds} \\
\dot{i}_{qs} &= i_{ds} \omega_r - d_1 i_{qs} - d_4 \omega_r \phi_{dr} + d_3 \phi_{qr} + b v_{qs} \\
\dot{\phi}_{ds} &= -d_5 i_{ds} + v_{ds} \\
\dot{\phi}_{qs} &= -d_5 i_{qs} + v_{qs} \\
\dot{\omega}_r &= \frac{d_9}{J} (i_{qs} \phi_{ds} - i_{ds} \phi_{qs}) - d_{10} T_L \\
\dot{T}_L &= 0
\end{aligned} \quad (4)$$

2.2 고정자 자속 추정

식 (4)의 상태방정식 모델에 참고문헌 [3]에 자세히 소개된 축소형의 확장된 Luenberger 관측기를

적용하면 식 (5)와 같이 고정자 자속관측기를 설계할 수 있다.

$$\hat{x} = f(\hat{x}, u) + g(\hat{y} - y) \quad (5)$$

여기서,

$$g(\hat{y} - y) = g_1(\hat{y}_1 - y_1) + g_2(\hat{y}_2 - y_2) + g_3(\hat{y}_3 - y_3)$$

여기서,

$$y_1 = i_{ds}, \quad y_2 = i_{qs}, \quad y_3 = \omega_r$$

g_1, g_2, g_3 : 오차 동특성 수정을 위한 이득행렬

3. 직접토크제어

3.1 직접토크제어 구성

그림 1은 유도전동기의 개루프 자속 추정 모델을 사용한 직접토크제어를 나타낸 구성도이다. 인버터의 직류 입력전압은 정류기와 LC 필터에 의해 인가되며, 제어시스템은 2개의 히스테리시스 비교기와 스위칭 테이블로 구성되어 있다. 고정자 자속과 토크는 고정자 전압 및 전류에 의해 연산되며, 제어기로 케환된다. 히스테리시스 비교기는 기준값과 케환신호를 각각 비교하여 토크와 자속을 제어하기 위한 2개의 스위칭 신호(ST, SF)를 발생시킨다. 또한 고정자 자속의 벡터각은 섹터를 결정하는데 사용된다^[4].

3.2 최적 스위칭 전압벡터

식 (3)에서 섹터를 결정하기 위한 고정자 자속의 위치각은 식 (6)에 의해 구해진다.

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qs}}{\lambda_{ds}} \right) \quad (6)$$

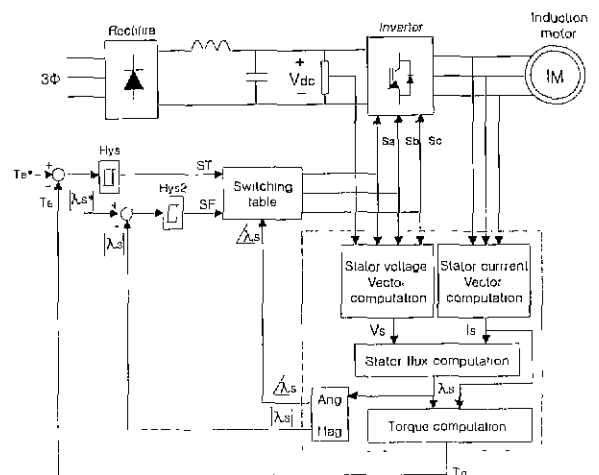


그림 1. 유도전동기의 DTC제어기법의 블럭다이어그램.

Fig. 1. Block diagram of IM drive under DTC.

식 (3)에서 고정자 저항에 의한 전압강하 $R_s I_s$ 를 무시하면 고정자 자속은 고정자 전압의 크기에 비례하고 방향은 같은 벡터로 생각 할 수 있다 따라서 식 (3)은 식 (7)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta \lambda_s = V_s \times \Delta t \quad (7)$$

그림 2는 고정자 자속의 섹터를 나타낸 것이다. 편의상 고정자 자속이 섹터 1에 위치한다고 가정하고 공간 전압벡터가 자속과 토크에 미치는 영향을 살펴보면 표 1과 같다. 예로서 V_1 은 자속의 증가에 크게 기여하는 반면 토크를 감소시키고, V_2 는 고정자 자속과 토크 모두 증가시킨다. 이와 같은 방법으로 자속이 다른 섹터에 위치하는 경우에 각각의 전압벡터가 자속 및 토크에 미치는 영향을 살펴보면 자속의 위치와 2개의 제어기의 출력을 조합하여 인버터의 스위칭을 결정할 수 있다.

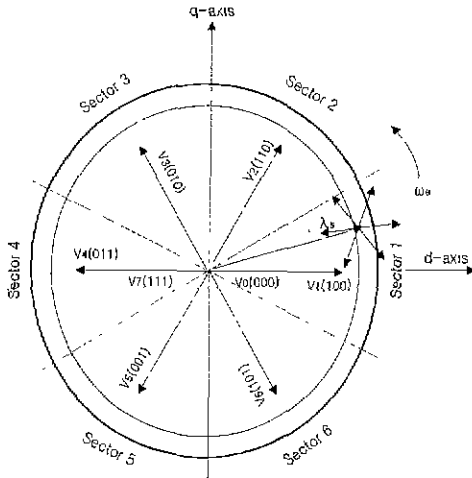


그림 2. 섹터 1에서의 고정자 자속의 변화.

Fig. 2. Variation of stator flux(λ_s is in sector1)

표 1. 섹터 1에서의 전압벡터의 영향

Table 1. Effects of Voltage Vector on Sector 1

	$ \Delta \lambda_s $	ΔT_e
V1	++	-
V2	+	+
V3	-	++
V4	--	+
V5	-	-
V6	+	--
V7, V0	0	-

4. 시뮬레이션

4.1 시뮬레이션 구성

유도전동기의 직접토크제어 알고리즘을 구현

하고 이의 특성분석을 위해 실험에 앞서 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 3은 직접토크제어를 위한 Simulink 구성도이며 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터는 표 2에 나타내었다.

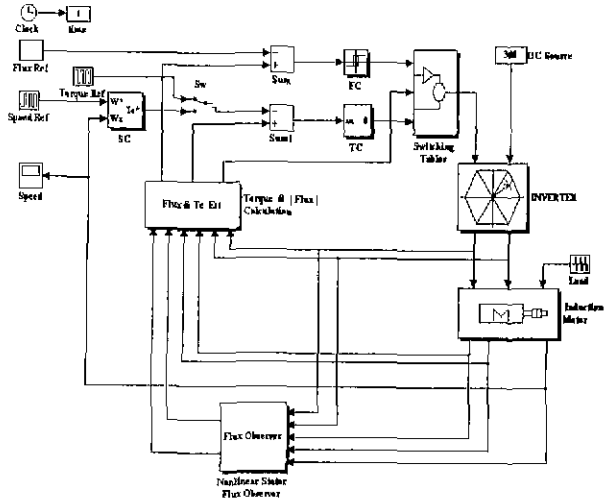


그림 3. 직접토크제어의 시뮬레이션 블록도

Fig 3. Simulation blockdiagram of DTC

표 2. 전동기 파라미터

Table 2. Motor parameter.

정격극수	2극	R_s	1.1806 [Ω]
정격출력	1.5 [kW]	R_r	1.1712 [Ω]
정격전압	220[V]	L_s	0.09484[Wb]
정격전류	6.5[A]	L_r	0.09484[Wb]
정격속도	1800[rpm]	L_m	0.09189[Wb]

4.2 시뮬레이션 결과

그림 4는 직접 토크제어 출력파형을 나타내고 있으며 자속과 토크의 히스테리시스 밴드폭은 모두 0.01로 설정하였으며 그림 4는 기준 토크, 모터 토크, 전동기 속도, 고정자 자속을 나타내고 있다. 그림 5는 고정자 자속의 궤적을 나타내었다. 그림 6은 직접토크제어상태에서 모터 자속, 공간벡터 모델에 의한 자속, 관측기의 자속을 각각 나타내고 있으며, 그림 7과 8은 저속에서의 토크제어 특성을 나타내기 위해 전동기 속도를 -30[rad/s]에서 30[rad/s]로 가변 하고 관측기 고정자 저항은 표 2의 기준값을 적용하였고 모터의 고정자 저항은 기준값의 150%로 설정하여 기존의 이상적인 직접토크제어, 개루프 추정모델을 이용한 직접토크제어, 제안한 페루프 자속 관측기를 이용한 직접토크제어를 비교하여 나타내었다. 그림 8에서는 정역제어 순간의 과도상태를 확대하여 나타낸 것이다.

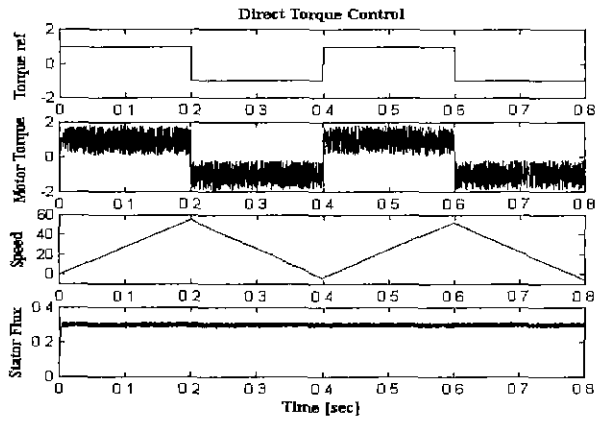


그림 4. 직접토크 제어 출력 파형
Fig. 4 Output waveforms of Direct Torque Control

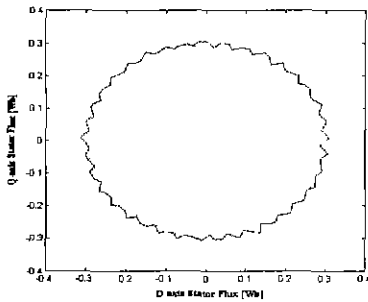


그림 5. 고정자 자속의 d-q축 궤적
Fig 5. Trajectory of d-axis and q-axis stator flux.

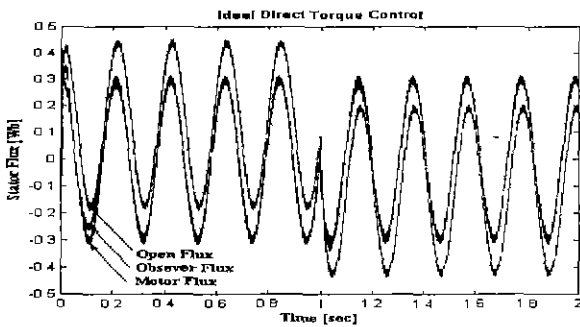


그림 6. 추정 자속.
Fig 6. Estimator Flux.

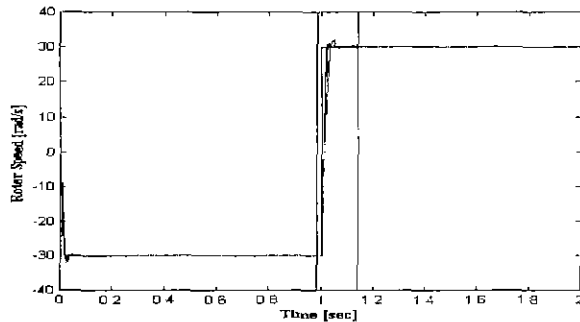


그림 7. 저속영역에서의 속도 비교
Fig. 7 Speed Comparison at low speed range

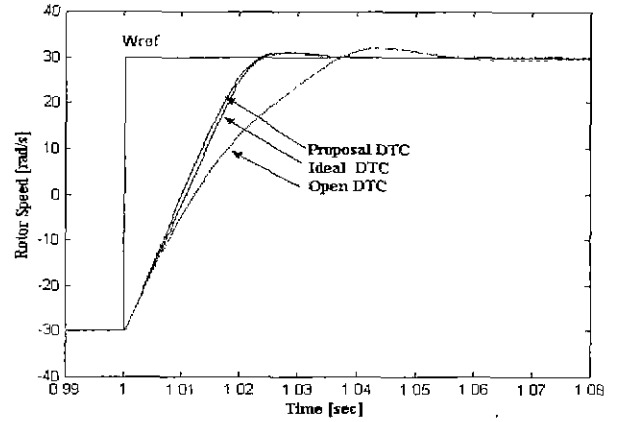


그림 8. 저속영역에서 속도 비교(확대)
Fig. 8. Speed Comparison at low Speed(zoom in)

5. 결 론

벡터제어는 빠르고 정확하게 자속과 토크를 제어 할 수 있지만 제어알고리즘이 복잡하고 하드웨어적으로도 부담이 크므로 직접토크제어를 구현하여 복잡한 알고리즘을 줄이면서도 정확하고 빠른 자속과 토크의 응답을 얻을 수 있었다. 또한, 저속영역의 운전 특성을 개선하려는 목적으로 고정자 저항값이 가변되었을 경우를 가정하여 기존의 개루프 자속 추정모델에 의한 직접토크제어와 제한한 폐루프 자속 관측기에 의한 직접토크제어방법을 비교한 결과 자속관측기를 이용한 직접토크 제어 방식이 저속영역에서 동특성이 우수함을 시뮬레이션 결과를 통하여 알 수 있었다. 따라서 향후 제로 이러한 시뮬레이션을 바탕으로 실제 시스템에 적용할 수 있을 것으로 사료된다.

*

참 고 문 헌

- [1] I. Takahashi and T. Noguchi, " A New Quick-Response and High_Efficiency Control Stratege of an Induction motor", IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 22, No. 5 Sept/Oct, 1986, pp820~827
- [2] Jun-Koo Kang, Seung-Ki Sul, " New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", IEEE, Trans. on Industry Application, Vol. 35, No. 5 Sept/Oct. 1999, 1076~1082
- [3] S.Y. Jeong, et al, "Application of Extened Luenberger Observer for Induction Motor control", ICPE'98, pp. 304-309, 1998
- [4] Hoang-Le-Huy, "Comparision of Field_Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor Drives", IEEE, 1999, pp 1245~1252