

토오크 기울기에 의한 일정스위칭을 위한 유도전동기의 직접토오크 제어

박정국* 김대곤** 정병호* 최연옥* 조금배* 백형래*
 * 조선대학교 ** 전남대학교

Direct Torque Control of Induction Motor for Constant Switching by Torque Slope

Jung-kook Park*, Dae-kon Kim**, Byeong-Ho Jeong*, Youn-Ok Choi*, Geum-Bae Cho*, Hyung-Lae Baek*

* Dept of Electrical Eng Chosun Univ ** Chunam technol college

Abstract - The conventional DTC strategy provides a fast torque response even though it has very simple scheme consisted with only two hysteresis band comparators and a switching table for torque and flux control. Drawbacks of the conventional DTC are relatively high torque ripple at low speed and variation of the switching frequency according to motor speed. In this paper, the new direct torque control(DTC) schemes are proposed. Those schemes are based on the torque slope and enable to reduce the torque ripple and maintain the switching frequency constantly.

1. 서 론

유도전동기의 가변속 제어방식으로 고정자 전류를 자속 및 토크 성분으로 분리 제어하는 벡터제어 방식은 속응성과 정확성 측면에서 우수하나 제어기의 수가 많고 검출해야 할 정보량이 많아 제어 알고리즘이 복잡하므로 구현이 어렵고 고성능 프로세서의 적용이 요구되므로 경제성 측면에서 불리하다. 따라서 벡터제어의 단점을 극복하고 자속과 토크 제어의 속응성을 유지하기 위한 방식으로 최근에는 직접 토크제어(Direct Torque Control)이론이 등장하게 되었다.^[1]

직접토오크제어는 공간벡터개념을 기본으로 하고 있으며 스칼라 제어방식인 V/F 제어방식과 같이 제어기 구성이 단순한 반면 벡터제어방식과 같이 토크 제어 성능이 우수한 제어방식으로 스칼라제어와 벡터제어의 중간적인 방법이라 할 수 있다. 일반적인 직접토오크 제어방식은 전동기의 정수 중에서 고정자 저항에 대한 정보만을 필요로 하므로 굽작스러운 부하 변동이나 순간적인 지령치 변동 등에 대한 속응성이 우수하다. 다만 직접 토크제어 방식은 기동시 또는 저속운전시 큰 토크 리플이 발생하기 쉽고, 인버터의 설계에 중요한 변수 중의 하나인 스위칭 주파수가 히스테리시스 비교기의 밴드폭에 의해 크게 변화되는 단점을 지니고 있다.^[2]

기존의 히스테리시스 직접 토크 방식은 부하 및 운전 조건에 따라 스위칭 주파수가 가변적인 특성을 보임으로서 노이즈 제거를 위한 필터 설계 등에 어려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 스위칭 주파수를 일정하게 유지하면서도 최적의 유효 토크를 얻기 위한 방안으로 전동기 토크의 기울기를 이용한 일정스위칭 주파수의 직접 토크 제어 기법을 제안하였다.

2. 유도전동기 구동시스템 모델링

유도전동기는 직교의 정지좌표에서 식 (1)과 같이 모델링된다. 널리 알려진 유도전동기 등가회로로부터 회전자속은 식 (2)와 같이 고정자 전류와 고정자 자속으로 나

타낼 수 있으며.

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

여기서,

$$\begin{aligned} a_1 &= \left(\frac{R_s M^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right), \quad a_3 = \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r^2}, \\ a_4 &= \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad a_5 = \frac{R_s M}{L_r}, \quad a_6 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_8 = 1, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}, \\ T_e &= \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \end{aligned}$$

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_p :극의 쌍수.

J : 회전자 관성, T_L : 부하 토크

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

고정자 자속은 식 (3)과 같이 인가 전압 및 고정자 전류에 의해 기술할 수 있다.

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

따라서 식 (2)를 식 (1)의 고정자 전류 모델에 대입하고, 식 (1)의 회전자 자속모델을 식 (3)으로 대체하고 부하토오크 T_L 의 미분형을 추가하면 식 (4)와 같이 고정자 변수에 의한 유도전동기 상태방정식 모델이 유도된다. 여기서, 부하토오크는 식(1)의 상태변수와 무관한 미지변수이므로 임의의 상수로 간주하였다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} - i_{qs} \omega_r + a_3 \lambda_{dr} + a_4 \omega_r \lambda_{qr} + b v_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= i_{ds} \omega_r - a_1 i_{qs} - a_4 \omega_r \lambda_{dr} + a_3 \lambda_{qr} + b v_{qs} \\ \dot{\lambda}_{ds} &= -a_5 i_{ds} + v_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qs} &= -a_5 i_{qs} + v_{qs} \\ \dot{\omega}_r &= a_9 (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) - a_{10} T_L \\ T_L &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

3. 직접토오크 제어

3.1 직접토오크 제어 기법

직접토오크제어는 순시 토크와 순시 자속을 독립적으로 제어하는 방법으로 자속과 토크의 지령치를 입력

받아 각각 유도전동기의 고정자 전압과 고정자 전류 정보를 이용해 추정한 고정자 자속 및 고정자 전류와 추정 자속으로부터 연산된 추정 토오크와 비교하여 오차를 발생한다. 발생한 오차를 히스테리시스 벤드폭과 비교하여 매 연산주기마다 오차가 최소화하도록 인버터의 전압벡터를 선정하는 직접토오크제어는 자속과 토오크를 독립적으로 제어하므로 빠른 응답성과 정확성을 얻을 수 있으며 제어기 구성이 단순하다는 장점을 가지고 있으나 히스테리시스 제어기를 사용함으로써 스위칭 주파수가 가변적이고 토오크 리플이 크며 기동 및 저속 특성이 약호하지 않는 단점이 있다.^[3,4,5]

그림 1은 유도전동기의 직접토오크제어의 블록다이어그램으로 제어기의 구성은 크게 고정자 자속과 토오크 연산 블록, 자속과 토오크 제어를 위한 히스테리시스 비교기, 전압벡터 선정블록으로 구분된다.^[1]

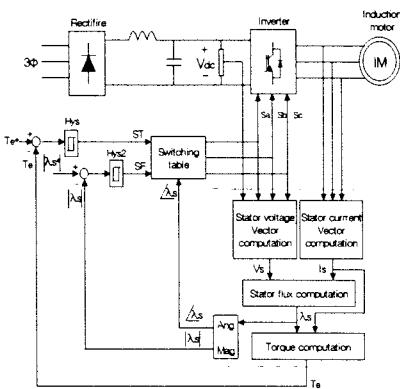


Fig. 1 Block diagram of IM drive under DTC.

3.2 최적 스위칭 전압벡터

고정자 자속과 고정자 전압과의 관계는 식 (3)을 이용하여 직접토오크제어는 인버터의 출력인 고정자 전압으로부터 고정자 자속을 직접 제어한다.^[4]

여기서 인버터 전압벡터를 발생시키는데 필요한 섹터는 식 (5)와 같이 고정자 자속의 크기와 위치각을 이용하여 결정된다.

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{js}^2} \quad (5)$$

$$\angle \lambda_s = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{js}}{\lambda_{ds}} \right)$$

또한, 정상운전시 식 (3)에 포함된 고정자 저항값은 일 반적으로 작은 값이므로 이에 의한 전압강화 $R_s i_{ds}^2$ 를 무시하면 고정자 자속은 고정자 전압의 크기에 정 비례한 벡터로 간주할 수 있다. 따라서 어느 순간에서 식 (3)의 고정자 자속은 식 (6)와 같이 이산형으로 나타낼 수 있다.

$$\Delta \lambda_s = V_s \times \Delta t \quad (6)$$

여기서, Δt 는 샘플링 주기이다.

그림 2는 인버터 전압벡터를 이용하여 자속 및 토오크를 제어하는 원리를 설명하기 위하여 고정자 자속의 섹터 및 인버터 전압벡터를 나타낸 것이다. 그림 2에서 고정자 자속벡터가 섹터 1에 위치하고 있고 회전자가 회살표 방향과 같이 반시계 방향으로 회전하고 있다고 가정하면 고정자 자속 λ_s 는 고정자 자속과 인버터 전압의

벡터합에 의해 제어되며, 토오크는 토오크와 인버터 전압의 벡터합에 의하여 제어된다. 즉, 인버터 전압벡터 V_2 는 고정자 자속과 토오크를 증가시키고, V_3 는 자속은 감소시키는 반면 토오크를 증가시킨다. V_5 는 자속과 토오크를 모두 감소시키며, V_6 은 자속을 증가시키고 토오크는 감소시킨다. 또한 V_1 은 자속을 증가시키나 토오크는 거의 변화시키지 않으며, V_4 는 자속을 감소시키나 토오크는 거의 변화시키지 않는다. 더불어 영전압벡터 V_0 및 V_7 은 자속을 변화시키지 않는 반면 토오크를 감소시킨다. 이와 같은 방법으로 고정자 자속이 다른 섹터에 머무르는 경우에도 전압벡터가 고정자 자속 및 토오크에 미치는 영향을 검토하면 토오크 및 자속 제어에 필요한 전압벡터를 손쉽게 결정할 수 있다.

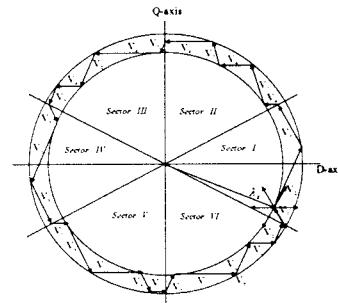


Fig. 2 Variation of stator flux(stator flux is in sector 1)

4. 제안한 토오크 기울기에 의한 DTC

4.1 스위칭 시간 결정

토오크의 증가기울기 및 감소기울기를 각각 S_p 및 S_n 이라 하고 하나의 스위칭 주기를 T_s 라 하면 토오크 제어를 위한 유효전압벡터의 인가시간 T_{on} 은 토오크 기울기를 이용하여 간단히 구할 수 있다. 우선 스위칭 구간의 초기 시점 T_n 에서 기준토오크 T_e 와 전동기 토오크 T_e 이 일치하고 있으며 스위칭 구간의 종점 T_{n+1} 에서 기준 토오크 T_e 와 전동기 토오크 T_e 이 일치하도록 제어 한다면 유효 스위칭 구간 T_{on} 은 다음과 같이 간단히 구해진다. 여기서 하나의 스위칭 주기는 충분히 짧고 하나의 스위칭 주기내에서 토오크 증가기울기 S_p 와 감소기울기 S_n 은 모두 일정하게 유지된다고 가정하면 T_{on} 은 식(7)과 같이 구해지며 토오크 기울기에 의한 스위칭 시간 결정은 그림 3과 같다.

$$T_{on} = \frac{|S_n|}{|S_p| + |S_n|} T_s \quad (7)$$

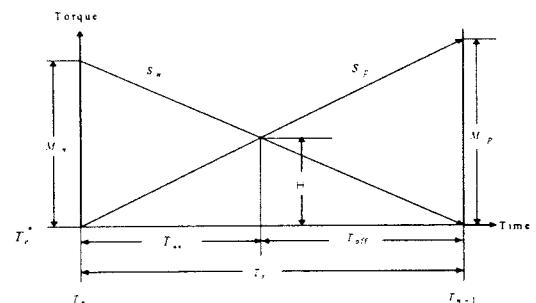


Fig. 3 Determination of effective switching time with torque slope.

스위칭 시간 결정시 H 는 토오크 리플의 Peak-Peak 값으로 T_{on} 시간동안 증가기울기에 의한 토오크 증가분으로 식 (8)과 같다.

$$H = S_p T_{on} \quad (8)$$

그림 3에서 보는 바와 같이 식 (7)에 의한 스위칭 시간 T_{on} 을 구하는 경우에는 하나의 스위칭 구간 내에서 토오크 T_e 의 평균값이 기준토오크 T_e 를 초과하게 되어 실질적으로는 토오크 제어가 이루어지지 않는다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위해서는 하나의 스위칭 구간 내에서의 토오크의 평균값 $T_{e_{avg}}$ 가 기준토오크 T_e 와 일치하도록 유효 스위칭 시간을 보정하여야 한다.

4.2 스위칭 시간을 보정하는 방법

그림 3에서 토오크의 평균값이 기준토오크와 일치하기 위해서는 토오크 리플의 Peak-Peak 값인 H 의 절반에 해당하는 $h (= H/2)$ 만큼 전동기 토오크 파형을 하향 이동하여야 한다. 이를 위해서는 우선 스위칭 구간의 종점 즉, 다음 스위칭 구간이 시작되는 시점 T_{n+1} 에서 전동기 토오크 T_e 가 기준토오크 T_e 보다 h 만큼 낮게 유지되어야 한다. 식 (8)으로부터 h 는 식 (9)와 같이 주어진다.

$$h = H/2 = \frac{1}{2} S_p T_{on} \quad (9)$$

그림 4는 평균 토오크 제어를 위한 스위칭 시간의 보정으로 T_{n+1} 시점에서 T_e 를 " $T_e - h$ "로 유지하기 위하여 보상해 주어야 할 스위칭 시간을 T_{pp} 라고 하면 T_{pp} 는 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} T_{pp} &= \frac{1}{2} S_p T_{on} \frac{1}{S_p + |S_n|} \\ &= \frac{1}{2} S_p T_{on} \frac{T_{on}}{|T_s| S_n|} \end{aligned} \quad (10)$$

식 (9)에 식 (10)를 보상하면 새로운 스위칭 시간은 식 (11)과 같다.

$$T_{on1} = T_{on} - T_{pp} \quad (11)$$

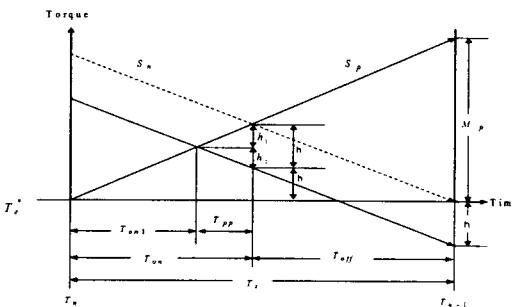


Fig. 4 Compensation of the switching time for average torque control

스위칭 구간 T_{n+1} 과 T_{n+2} 사이에서 평균 토오크 $T_{e_{avg}}$ 가 기준토오크와 일치하기 위해서는 T_{n+2} 에서의 토오크 $T_{e_{n+1}}$ 이 T_{n+1} 에서의 토오크 $T_{e_{n+2}}$ 이 일치하면 된다. 따라서 식(11)에서 구한 유효 스위칭 시간

T_{on1} 은 유효 스위칭 시간 T_{on} 에서의 토오크 증가분과 T_{off} 에서의 토오크 감소분이 일치하도록 유효 스위칭 시간 T_{on1} 을 재차 보정하여야 한다. 이러한 보정은 스위칭 구간의 초기 T_{n+1} 에서의 토오크 편차 ΔT_e 에 기인하므로 이러한 재 보정시간을 그림 5에서 나타낸 것과 같이 T_{mer} 라고 하면 T_{mer} 은 다음 식(12)과 같고 최종적인 유효 스위칭 시간 T_{on2} 는 다음 식(13)과 같다.

$$T_{mer} = \Delta T_e \frac{T_{on}}{|T_s| S_n|} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} T_{on2} &= T_{on} + \frac{1}{2} T_{on} S_p \frac{T_{on}}{|T_s| S_n|} - \Delta T_e \frac{T_{on}}{|T_s| S_n|} \\ &= T_{on} - \left(\frac{1}{2} T_{on} S_p + \Delta T_e \right) \frac{1}{S_p - S_n} \end{aligned} \quad (13)$$

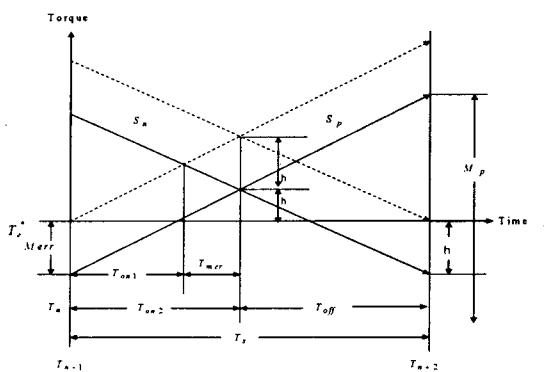


Fig. 5 The effective switching time with torque error compensation

5. 시뮬레이션

5.1 시뮬레이션 구성

유도전동기의 직접토오크제어 알고리즘을 구현하고 제안된 고정자 자속관측기의 특성 분석을 위해 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 6은 직접토오크제어를 위한 Simulink 구성도로써 제어기의 구성은 크게 나누어 고정자 자속과 토오크 연산 블록, 자속과 토오크 비교기, 전압 벡터 선정블럭으로 나누어져 있다. 여기서, 자속제어기는 2-레벨(0,1) 히스테리시스 비교기를 적용하고, 토오크 제어기는 3-레벨(-1,0,1) 히스테리시스 비교기를 적용하였다. 시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 파라미터는 표1과 같다.

표 1. 전동기 파라미터

Table 1. Motor parameter

parameter	value	parameter	value
정격극수	2극	R _s	1.1806 [Ω]
정격출력	1.5 (kW)	R _r	1.1712 [Ω]
정격전압	220(V)	L _s	94.84 [mH]
정격전류	6.5(A)	L _r	94.84 [mH]
정격속도	1800(rpm)	L _m	91.89 [mH]

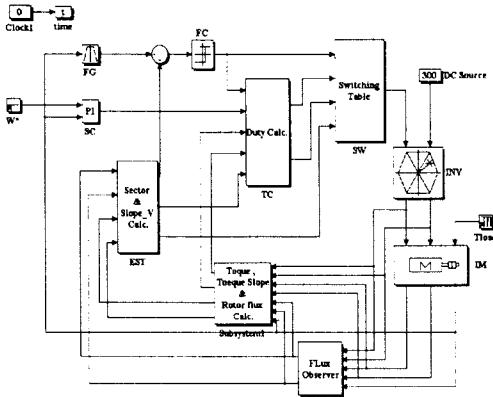


Fig. 6 Block diagram of DTC using torque slope

5.2 시뮬레이션 결과

그림 7 (a)의 기준속도를 $\pm 1500[\text{rpm}]$ 으로 가변하였을 경우의 기준속도와 전동기 추종속도를 나타낸 것이다. 자속제어를 위한 고정자의 기준자속 및 자속비교기의 히스테리시스 벤드는 각각 $0.3[\text{Wb}]$ 및 $\pm 0.02[\text{Wb}]$ 로 설정하였으며, 속도제어기 출력단에서 제공되는 토오크의 최대값은 $10[\text{N.m}]$ 으로 설정하였다. 그림 7 (a)의 기준속도를 $\pm 1500[\text{rpm}]$ 으로 가변하였을 경우의 기준속도와 전동기 추종속도를 나타낸 것이며 (b)는 고정자 d-축 전류 및 q-축 전류를 나타낸 것이다. (c)는 고정자 d-축 자속 및 q-축 자속을 나타낸 것이며 (d)는 전동기 토오크 파형이다. 그림 7(a)에서 전동기가 기준속도 $1500[\text{rpm}]$ 을 추종하는데 약 $0.115[\text{sec}]$ 가 소요되고 있으며 그림 (b)에서 전류의 리플은 최대 약 $9[\text{A}]$ 로 SFOC 방식에 비해 상당히 큰 폭(약 180%)으로 증가하였음을 알 수 있다. 그림 (c)의 고정자 자속의 리플은 약 $0.08[\text{Wb}]$ 로 히스테리시스 방식에 비해 다소 증가하였으며 정역제어시 자속은 기준자속 $0.3[\text{Wb}]$ 에 비해 $0.09[\text{Wb}]$ 감소하였다가 다시 회복되고 있다. 그림 (d)의 토오크 리플은 전동기 속도에 비례하여 증가하여 정상상태에 이르기까지 최대 약 $2.4[\text{N.m}]$ 이다.

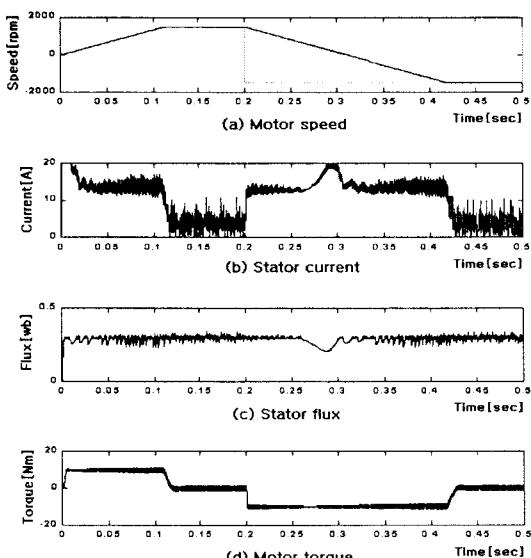


Fig. 7 No-load dynamic characteristics by torque slope

그림 8 (a)의 기준속도와 전동기 추종속도를 나타낸 것으로 부하 변동에 따른 과도상태에서 전동기 속도의 변화가 약간 보이고 있으나 전반적으로 양호한 제어가 이루어짐을 알 수 있다. 그림 (b)에서 $8[\text{N.m}]$ 의 부하가 인가되었을 때 고정자 전류의 리플의 크기는 최대 약 $5[\text{A}]$ 이다. 그림 (c)의 자속의 리플의 크기는 최대 약 $0.08[\text{Wb}]$ 이며, 그림 (d)의 토오크 리플의 크기는 최대 $2.4[\text{N.m}]$ 이다.

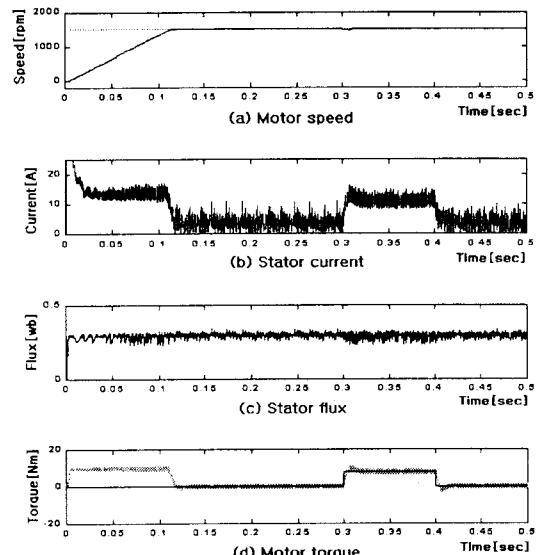


Fig. 8 Load dynamic characteristics by torque slope

6. 결론

유도전동기의 벡터제어 방식은 신속하고 정확하게 자속 및 토오크를 제어할 수 있는 장점을 지고 있으나 제어알고리즘이 복잡하여 구현이 어렵고 경제적인 부담이 증가하므로 제어알고리즘이 비교적 간단한 직접토오크제어를 통하여 정확하고 빠른 자속과 토오크의 응답을 얻고자 하였다. 또한, 직접 토오크 제어 방식은 스위칭 주파수가 변화하고 저속에서 토오크 리플이 큰 문제점을 지니고 있어 이를 해소하기 위해 토오크 기울기를 이용한 새로운 직접 토오크 제어방식을 제안하고 시뮬레이션을 통하여 구현의 가능성을 검증하였다.

[참고문헌]

- I. Takahashi and T. Noguchi, " A New Quick-Response and High_Efficiency Control Strategie of an Induction motor", IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 22, No. 5 Sept/Oct, 1986, pp820~827
- 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, 107 6~1082
- S.Y. Jeong, et al, "Application of Extended Luenberger Observer for Induction Motor control", ICPE'98, pp. 304-309, 1998
- M. Zeitz, "Extended Luenberger observer for nonlinear multivariable systems", International Journal of Control, Vol. 47, No. 6, pp 1823-1836, 1988
- H. Nijmeijer and A. van der Schaft, "Nonlinear dynamical control systems", Springer, 1995