

토오크 기울기 및 기준전압제어에 의한 유도전동기의 직접토오크 제어

論 文
55B-1-2

Direct Torque Control of Induction Motor by Torque Slope and Reference Voltage Control

金平鎬[†] · 崔然玉^{*} · 曹錦培^{**} · 白亨來^{**} · 李相一^{**}
(Pyoung-Ho Kim · Youn-Ok Choi · Geum-Bae Cho · Hyung-Lae Baek · Sang-Il Lee)

Abstract - The conventional hysteresis band DTC(Direct Torque Control) strategy have relatively high torque ripple at low speed and variable switching frequency according to motor speed even though it provides a fast torque response with very simple scheme consisted with only two hysteresis band comparators and a switching table for torque and flux control. In this paper, author proposed a new DTC scheme based on the torque slope and reference voltage control. The new scheme can maintain the minimized torque ripple and constant switching frequency. Experimental tests carried out with an 1.5kW induction motor drive system show improved dynamic characteristics and prove the feasibility of proposed strategy.

Key Words : DTC(Direct Torque Control), Induction Motor, Torque Slope, Reference Voltage, Torque Ripple

1. 서 론

유도전동기에서 널리 이용되고 있는 벡터제어방식은 속응성과 정 확성 측면에서 우수하나 제어기의 수가 많고 검출해야 할 정보량이 많아 제어 알고리즘이 복잡하다. 따라서 벡터 제어의 단점을 극복하 고 자속과 토오크 제어의 속응성을 갖는 직접 토오크제어 방식은 고 정자 자속과 토오크의 실제 값과 지령치를 비교하여 제어오차가 최 소화되도록 인버터 전압벡터를 선정하는 방식으로 자속과 토오크 히 스테리시스 비교기와 고정자 자속의 위치각을 이용하여 인버터의 유효전압벡터를 결정하므로 제어기 구성이 간단하며 토오크 응답이 배 우 빠른 장점을 가지고 있다[1]. 하지만 이러한 장점에도 불구하고 기존의 직접 토오크 제어는 기동 또는 저속운전시 상대적으로 큰 리플이 발생하며 스위칭 주파수가 히스테리시스 비교기의 진폭 및 속 도에 민감함으로 노이즈 감소를 위한 필터 설계에 어려움이 있어 최 근에는 기존의 직접 토오크 제어방식의 속응성을 유지하며 스위칭 주파수를 일정하게 하거나 토오크 리플을 저감하기 위한 방향으로 많은 연구가 진행되고 있다. 리플 최소화 직접토오크 제어방식은 자 속과 토오크 오차를 히스테리시스 밴드폭과 비교하여 스위칭벡터를 선 정한 후 토오크의 기울기를 이용하여 유효스위칭시간을 결정하는 방 식으로 스위칭 주파수가 일정하고, 토오크 리플을 저감할 수 있는 반면 자속의 리플이 증가하는 문제점이 있다[2]. 고정자 자속 기준 직접토오크 제어방식은 및 회전자 자속 및 토오크 기준값과 추정값 과의 오차로부터 인버터 제어를 위한 기준전압을 발생하고 공간벡터 펄스폭변조방식을 적용함으로써 하나의 스위칭 주기내에 2개의 유효 전압벡터가 적절한 시분율로 분할되어 인가됨으로 토오크 리플을 더

욱 감소시킬수 있으나 기준자속 대비 실 고정자 자속간의 시지연을 적절히 보상하여야 하며, 보상정도에 따라 과도상태에서 토오크의 평균값이 기준토오크를 다소 상회하거나 낮게 유지되는 단점이 있다 [3].

따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 개선하기 위해 토오크 기 울기를 이용하여 유효 스위칭 시간을 결정하고, 고정자 자속 대신 기준전압의 위상각을 이용하여 섹터를 결정함으로써 토오크 리플을 최소화하고 SVPWM방식과 동일하게 스위칭을 배열하므로써 스위칭 손실을 최소화한 직접 토오크 제어방식을 제안한다.

2. 유도전동기 구동시스템 모델링

2.1 유도전동기 모델

고정자전류 및 고정자 자속에 의한 유도전동기 상태방정식은 다음 과 같다[4].

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -a_1 i_{ds} - i_{qs} \omega_r + a_3 \lambda_{ds} + a_4 \lambda_{qs} \omega_r + bV_{ds}$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = i_{ds} \omega_r - a_1 i_{qs} - a_4 \lambda_{ds} \omega_r + d_3 \lambda_{qs} + bV_{qs}$$

$$\frac{d\lambda_{ds}}{dt} = -a_5 i_{ds} + V_{ds} \quad (1)$$

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = -a_5 i_{qs} + V_{qs}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = a_9 (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) - a_{10} T_L$$

여기서

† 교신저자, 正會員 : 瑞江情報大學 情報通信科 助教授 · 工博

E-mail : phkim@seokang.ac.kr

* 正會員 : 朝鮮大 工大 電氣工學科 講師 · 工博

** 正會員 : 朝鮮大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2005年 6月 8日

最終完了 : 2005年 12月 20日

$$a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_r}{L_r}, \quad a_3 = \frac{R_r}{\sigma L_s L_r},$$

$$a_4 = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad a_5 = R_s, \quad a_9 = \frac{3}{2} \frac{N_p^2}{J},$$

$$a_{10} = \frac{N_p}{J}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s},$$

R_s 및 R_r : 고정자 및 회전자 저항,
 L_s, L_r, L_m : 고정자, 회전자 및 상호 인덕턴스
 $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$: 누설계수, N_p : 극의 쌍 수
 J : 회전자 관성, T_L : 부하 토크

2.2 전동기 자속추정

전동기 자속 추정법으로는 전동기 등가모델로부터 유도되는 전압 또는 전류 모델 관측기외에 식 (1)과 같은 전동기 행렬식을 이용하는 선형 및 비선형 관측기법 등이 있다. 본 논문의 실험에서는 확장된 Luenberger 관측기를 이용한 자속 추정법을 적용하였다[5]-[6].

3. 제안한 직접 토크 제어

3.1 토크 기울기

유도전동기 구동시스템에서 유효 스위칭 벡터가 인가되었을 때 출력전압 지령으로 $V_s^* = V_{ds}^* + j V_{qs}^*$ 로 정의된 전압벡터가 선택되었다고 가정하면 순시 토크의 증가 기울기는 식(2)와 같으며, 영벡터가 인가되었을 경우 순시 토크에 감소 기울기는 식 (3)와 같다.

$$S_p = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)^{-1} T_e + \frac{3P}{4} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (V_{qs}^* \lambda_{dr} - V_{ds}^* \lambda_{qr}) - \frac{3P}{4} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r (\lambda_{ds} \lambda_{dr} + \lambda_{qs} \lambda_{qr}) \quad (2)$$

$$S_n = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)^{-1} T_e - \frac{3P}{4} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r (\lambda_{ds} \lambda_{dr} + \lambda_{qs} \lambda_{qr}) \quad (3)$$

여기서 $\frac{3P}{4} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (V_{qs}^* \lambda_{dr} - V_{ds}^* \lambda_{qr})$ 는 전압 및 회전자 자속의 벡터곱이며, 회전자 자속의 경우 직접토크 제어하에서 일정하게 유지됨으로 이 성분은 전압에 비례한다. 따라서 이를 전압성분 (S_V)로 분류하고, $-\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)^{-1}$ 은 토크에 역비례함으로 토크 성분 (S_T)으로, $-\frac{3P}{4} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r (\lambda_{ds} \lambda_{dr} + \lambda_{qs} \lambda_{qr})$ 은 자속이 일정한 경우 속도에 비례함으로 이를 속도성분 (S_ω)로 분류하면 식(2)와 식(3)는 식(4) 및 (5)과 같이 간략히 나타낼 수 있다.

$$S_p = S_V + S_T + S_\omega \quad (4)$$

$$S_n = S_T + S_\omega \quad (5)$$

식(2)에서 전압성분 S_V 은 전압과 자속의 벡터곱으로 이루어져 있으므로 6개의 섹터중 임의의 n 번째 섹터에서 2개의 유효전압벡터 V_{n+1} 또는 V_{n+2} 가 전 스위칭 구간에서 인가된다고 가정하면 n 섹터 내에서의 S_V 는 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_V = k V_{dc} \lambda_r \sin \Theta \quad (6)$$

여기서 $k = 3 \frac{P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad V_{dc} = \sqrt{V_{ds}^{*2} + V_{qs}^{*2}},$
 $\lambda_r = \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2}$

$$\Theta = \begin{cases} \pi/3 - \Theta_r & : n \text{ 섹터내에서 } V_{n+1} \text{ 벡터 인가시} \\ 2\pi/3 - \Theta_r & : n \text{ 섹터내에서 } V_{n+2} \text{ 벡터 인가시} \end{cases}$$

Θ = 전압벡터와 자속벡터의 사이각

Θ_r = 자속의 위상각

전압벡터 V_{n+1} 및 V_{n+2} 가 각각 인가되는 경우의 토크 기울기의 전압성분을 S_{V1} 및 S_{V2} 라고 하면 식 (6)은 식 (7)과 같다.

$$S_V = \begin{cases} k V_{dc} \lambda_r \sin(\pi/3 - \Theta_r) & : S_{V1} \\ k V_{dc} \lambda_r \sin(2\pi/3 - \Theta_r) & : S_{V2} \end{cases} \quad (7)$$

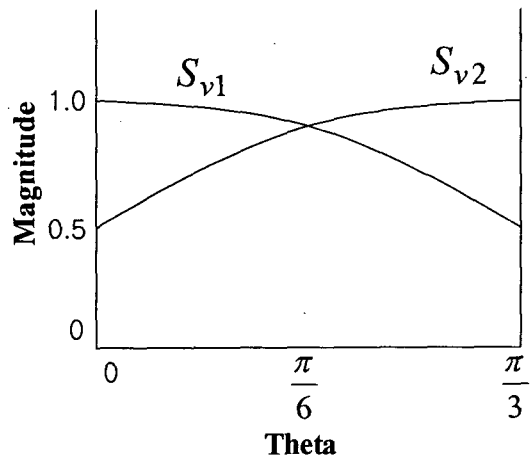


그림 1 토크 기울기의 변화
 Fig. 1 The Variation of motor torque slope

3.2 토오크 기울기를 이용한 유효스위칭 시간결정

하나의 스위칭 주기를 T_s 라 하면 토오크 제어를 위한 유효전압 벡터의 인가시간 T_{on} 은 식 (4)와 식 (5)의 토오크 기울기를 이용하여 그림 2와 같은 방법으로 간단히 구할 수 있다.

우선 스위칭 주기 T_s 가 충분히 짧게하면 T_s 내에서 토오크 기울기 S_p 와 S_n 의 변화폭이 크지 않음으로 T_s 내에서 S_p 와 S_n 일정하다고 가정하고, 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 기준토오크 T_e^* 와 전동기 토오크 T_e 이 일치한다면 유효 스위칭 구간 T_{on} 은 식 (8)과 같이 간단히 구해진다.

$$T_{on} = \frac{-S_n}{S_p - S_n} T_s \quad (8)$$

식 (8)의 경우 한 주기내에서 토오크 리플을 최소화할 수 있는 반면 토오크의 평균값 Te_{avg} 가 토오크의 기준치 Te^* 보다 크므로 토오크의 평균값이 토오크 기준치를 추종하게 하기 위해서는 식 (9)와 식 (10)와 같은 보상식이 요구된다.

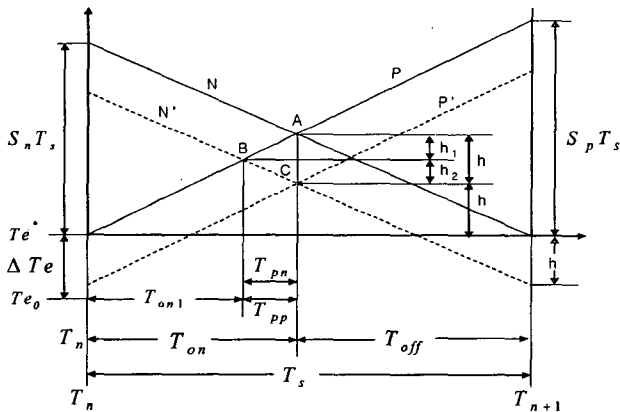


그림 2. 토오크 기울기에 의한 유효스위칭 시간 결정

Fig. 2 Effective switching time by torque slope

그림 2에서 Te^* 로부터 P 선과 N 선의 교점인 A 까지의 높이인 토오크의 리플의 크기를 $2h$ 라 하고 다음 스위칭 주기의 시점에

$$\Delta Te = Te^* - Te = h \text{가 되도록 스위칭 시간을}$$

" $T_{on1} = T_o - T_{pn}$ "으로 설정하면,

$$T_{pn} S_p = h_1, \quad T_{pn} S_n = h_2 \text{임으로}$$

$$h = T_{pn} (S_p - S_n) = \frac{1}{2} S_p T_o \text{이 되어 } T_{pn} \text{는 식 (9)와}$$

같이 구해진다.

$$T_{pn} = \frac{1}{2} S_p T_o \frac{1}{S_p - S_n} \quad (9)$$

식 (8) 및 (9)에 의거 다음 주기의 시작점의 토오크 오차가

$\Delta Te = h$ 이면 다음 스위칭 주기에서 토오크 리플을 최소화하기 위해서는 $h = \Delta T_e = T_{pn} (S_p - S_n) = \frac{1}{2} S_p T_o$ 관계로부터 T_{pn} 는 식 (10)과 같이 구해진다.

$$T_{pn} = \Delta T_e \frac{1}{S_p - S_n} \quad (10)$$

식 (8),(9) 및 (10)으로부터 토오크 평균치가 기준치를 추종하며 동시에 토오크 리플을 최소화하기 위한 최중적인 유효스위칭 시간은 식 (11)과 같다.

$$T_{on} = T_o - \frac{1}{2} S_p T_o \frac{1}{S_p - S_n} + \Delta T_e \frac{1}{S_p - S_n} \quad (11)$$

3.3 기준전압벡터를 이용한 섹터 결정

기존의 직접토오크 제어방식과 같이 고정자 자속각을 이용하여 섹터를 결정하는 경우 각 섹터의 시작점에서는 V_{n+1} 벡터를 인가하여도 자속이 증가되지 않고 감소하는 현상이 나타난다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 고정자 자속대신 기준전압 벡터를 이용하여 섹터를 구분한다.

(7)로부터 전압벡터는 $V_s = \frac{d\lambda_s}{dt} + R_s i_s$ 로 나타낼 수 있으며,

$\frac{d\lambda_s}{dt}$ 의 위상각이 λ_s 보다 $\pi/2$ 만큼 앞서고, i_s 의 위상각이 V_s

보다 늦음으로 그림 3과 같이 d-q 좌표평면에서 기준전압 V_s 의 위상각이 λ_s 의 위상각보다 $\pi/2$ 를 앞선 시점에서 섹터를 결정하면 즉, 섹터 1의 경우 자속의 위상각을 기준하여 위상각 범위가

$-\frac{\pi}{6} \sim \frac{\pi}{6}$ 이 되도록 하고 반면 전압의 위상각을 기준하는 경우에는 위상각 범위가 $\frac{\pi}{3} \sim \frac{2\pi}{3}$ 가 되도록 하면 각 섹터 시작점 자속이 영(0)보다 크게 됨으로 V_{n+1} 벡터에 의한 자속의 감소를 예방할 수 있다.

식 (11)의 경우 ΔTe 를 보상하기 위한 보상식을 포함하고 있는 반면 $\Delta \lambda_s$ 에 대한 보상식을 포함하지 않는다. 따라서 전동기 자속이 기준 자속값을 추종하도록 하기 위하여 $\Delta \lambda_s$ 는 ΔTe 와 함께 기준 전압벡터 V_s 를 발생하는데 사용된다.

식 (7)의 고정자 자속은 회전자 자속기준 동기좌표에서 식(12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} = V_{ds}^e - R_s i_{ds}^e + \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (12)$$

$$\frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} = V_{qs}^e - R_s i_{qs}^e - \omega_e \lambda_{ds}^e$$

식 (12)를 이산형으로 전환하고 전압에 대해 정리하면 식 (13)과 같다.

$$V_{ds}^e = \frac{\Delta\lambda_{ds}^e}{T_s} + R_s i_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (13)$$

$$V_{qs}^e = \frac{\Delta\lambda_{qs}^e}{T_s} + R_s i_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e$$

또한 동기좌표에서 $\Delta\lambda_s$ 와 ΔT_e 과 d축 및 q축 고정자 자속과의 관계는 식 (14)와 같다[3].

$$\Delta\lambda_{ds}^e = \frac{L_s}{L_m} (1 + \sigma\tau_r) \Delta\lambda_r = (1 + \sigma\tau_r) \Delta\lambda_s \quad (14)$$

$$\Delta\lambda_{qs}^e = 3 \frac{N_p}{2} \frac{\sigma L_s L_r}{L_m \lambda_r^*} \Delta T_e$$

따라서 식 (14)를 식 (13)에 적용하면 동기좌표상의 d축 및 q축 기준전압 V_{ds}^{*e} 및 V_{qs}^{*e} 를 형성할 수 있고 이에 좌표 변환식을 적용하면 회전좌표상의 기준전압벡터 V_{ds}^{*s} 및 V_{qs}^{*s} 를 구할 수 있다.

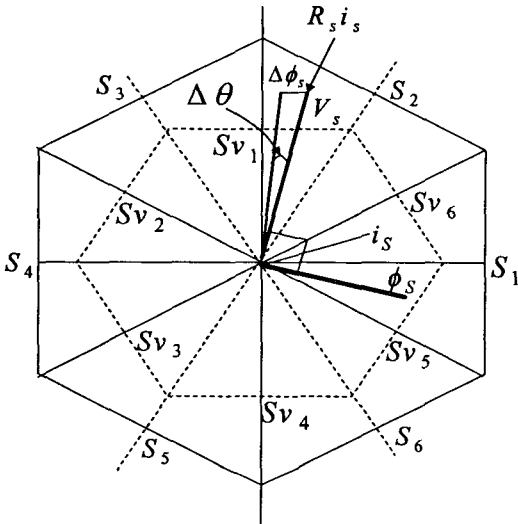


그림 3. 기준전압벡터를 이용한 sector 결정
Fig. 3 Determination of sector with reference voltage angle

3.4 유효전압벡터의 배열

하나의 스위칭 주기 T_s 내에서 V_{n+1} 벡터의 인가시간을 t_1 , V_{n+2} 벡터의 인가시간을 t_2 라고 하고, T_{off} 를 t_0 라고 하면, 스위칭 배열은 스위칭손실을 최소화하기 위하여 그림 4의 공간벡터 펄스폭변조방식(SVPWM)와 같이 배열하였다.

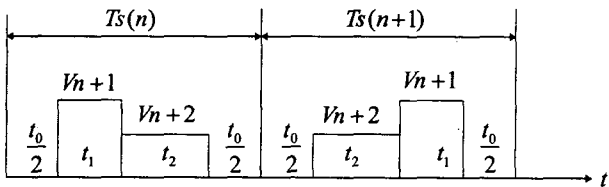


그림 4. 스위칭 손실을 위한 최적의 스위칭 패턴
Fig. 4. Optimal switching pattern for minimal switching loss

4. 시뮬레이션

4.1 시뮬레이션 구성

유도전동기의 직접 토크제어 알고리즘을 구현하고 제안된 고정자 자속관측기의 특성 분석을 위해 Matlab/ Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 5는 직접토크제어를 위한 Simulink 구성도이며, 표1은 유도전동기의 파라미터이다.

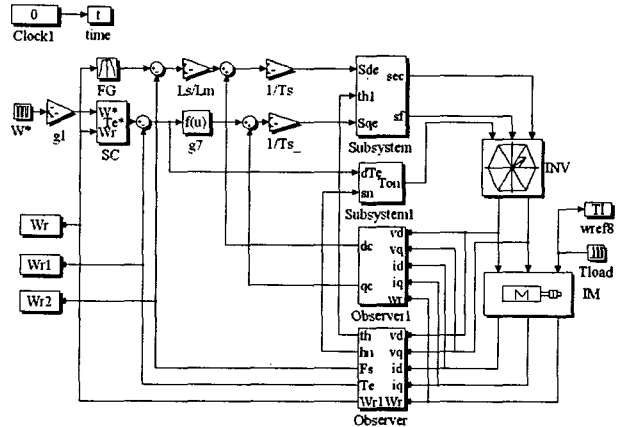


그림 5. 토크 기울기 및 기준전압벡터를 이용한 직접토크 제어
Fig. 5. Direct torque control by torque slope and reference voltage angle

표 1. 전동기 파라미터

Table 1. Motor parameter

| parameter | value | parameter | value |
|-----------|-----------|-----------|------------|
| 정격극수 | 2극 | Rs | 1.1806 [Ω] |
| 정격출력 | 1.5 [kW] | Rr | 1.1712 [Ω] |
| 정격전압 | 220[V] | Ls | 94.84 [mH] |
| 정격전류 | 6.5[A] | Lr | 94.84 [mH] |
| 정격속도 | 1800[rpm] | Lm | 91.89 [mH] |

4.2 시뮬레이션 결과

식 (16)과 같이 토크 기울기만을 이용하여 유효스위칭 시간 T_{on} 을 결정하고, 자속은 히스테리시스 비교기로 제어하며, 히스테리시스 비교기의 출력에 따라 하나의 스위칭 주기 T_s 에서 V_{n+1} 또는 V_{n+2} 중 하나만을 인가하는 직접토크 방식의 시뮬레이션 결과를 그림 6에 나타내었다. 전동기 기준속도는 ± 1500 [rpm], 회전자 기준자속은 0.3[Wb], 히스테리시스 비교기 밴드폭은 ± 0.02 [Wb], 스위칭 주기는 1/3.6[kHz]로 설정하였다.

그림 6(a)에서 전동기가 기준속도 1500[rpm]을 추종하는데 약 0.115[sec]가 소요되고 있으며 6(b)에서 전류의 리플 크기는 약 9[A]이며, 6(c)에서 고정자 자속의 리플 크기는 약 0.08[Wb], 6(d)의 토크 리플 크기는 전동기가 기준속도에 도달한 경우 약 2.4[N.m]이다. 그림 6에서 전동기 속도가 반전되기 직전 즉, 토크 감소기울기

S_n 의 부호가 반전되는 시점에서 유효스위칭 시간이 급격히 감소함으로써 자속이 큰폭으로 감소하였다가 회복되고 이로 인해 고정자 전류가 큰 폭으로 증가하였다가 정상값으로 안정됨을 보인다.

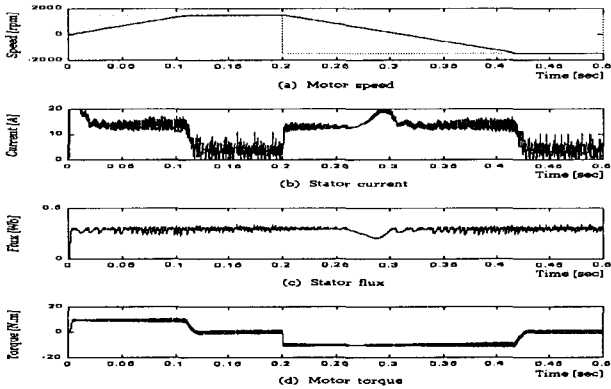


그림 6. 토오크 기울기를 이용한 DTC 방식의 무부하 동특성
Fig. 6 No-load dynamic characteristics for DTC using torque slope

그림 7은 본 논문에서 제안한 토오크 기울기 및 기준전압 벡터를 이용한 직접토오크 제어방식의 시뮬레이션 결과로 시뮬레이션은 그림 6과 동일한 조건에서 수행되었다.

그림 7(a)에서 전동기가 기준속도 1500[rpm]을 추종하는데 약 0.118[sec]가 소요되고 있으며 7(b)에서 전류 리플의 크기는 최대 약 5[A]이며, 7(c)에서 고정자 자속의 리플은 약 0.03[Wb]이고 7(d)에서 토오크 리플은 전동기 속도에 비례하여 증가하여 정상상태에 이르기 까지 최대 약 2.2[N.m]이다. 그림 7의 경우 그림 6에 비해 고정자 자속의 리플이 현저하게 감소하였고 또한 토오크 기울기 S_n 의 부호가 반전되는 시점에서의 자속이나 고정자 전류의 변화폭이 그림 6에 비해 현저히 감소하였음을 알 수 있다.

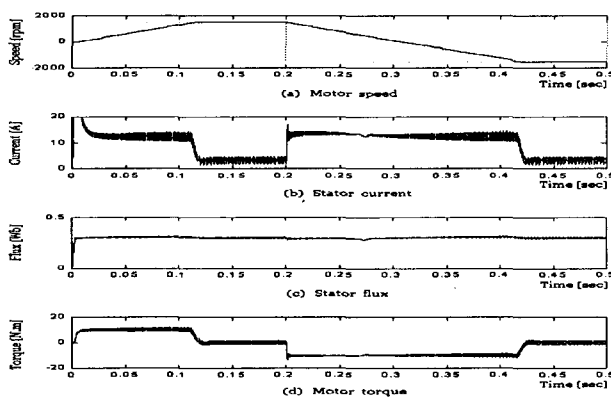


그림 7. 토오크 기울기 및 기준전압벡터를 이용한 DTC 방식의 무부하 동특성

Fig. 7 No-load dynamic characteristics for DTC using torque slope and reference voltage angle.

그림 8은 토오크 기울기를 이용한 DTC방식의 부하인가시 동특성을 나타내고 있으며 그림 8(a)는 기준속도와 전동기 추종속도를 나타낸 것으로 부하 변동에 따른 과도상태에서 전동기 속도의 변화가 약

간 보이고 있으나 전반적으로 양호한 제어가 이루어짐을 알 수 있다. 8(b)에서 8[N.m]의 부하가 인가되었을 때 고정자 전류의 리플의 크기는 최대 약 5[A]이다. 8(c)의 자속의 리플의 크기는 최대 약 0.08[Wb]이며, 8(d)의 토오크 리플의 크기는 최대 2.4[N.m]이다.

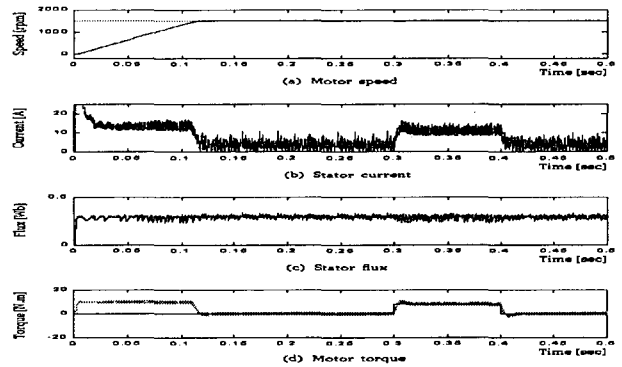


그림 8. 토오크 기울기를 이용한 DTC 방식의 부하 동특성
Fig. 8 Load dynamic characteristics for DTC using torque slope

그림 9는 토오크 기울기와 기준전압벡터를 이용한 DTC방식의 부하 동특성을 나타낸 것으로 8[N.m]의 부하토오크를 스텝으로 인가한 경우의 시뮬레이션 결과이다. 그림 9(b)에서 8[N.m]의 부하가 인가되었을 때 고정자 전류의 리플의 크기는 최대 약 3[A]이고 9(c)에서 자속 리플의 크기는 최대 약 0.02[Wb]이며, 9(d)의 토오크 리플의 크기는 최대 2.2[N.m]이다.

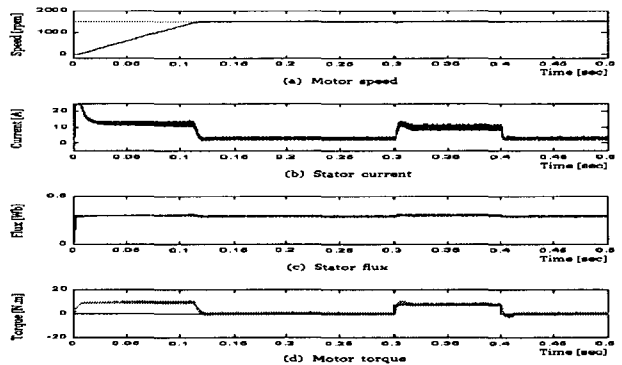


그림 9. 토오크 기울기 와 기준전압벡터를 이용한 DTC 방식의 부하 동특성

Fig. 9 Load dynamic characteristics for DTC using torque slope and reference voltage angle.

5. 실험

본 논문에서 제시한 기준전압 및 토오크 기울기에 의한 직접토오크 제어 알고리즘의 타당성과 구현 가능성을 검증하기 위하여 실험을 수행하기 위한 블록다이어그램과 시험장치는 그림 10과 11과 같다. 실험에서 인버터의 스위칭 주기는 시뮬레이션과 마찬가지로

1/3.6[kHz]로 설정하였다.

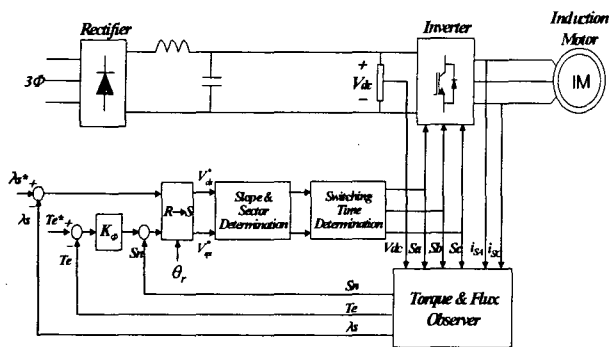


그림 10. 제안된 직접토크 제어의 블록도
Fig. 10 Block diagram of proposed direct torque control

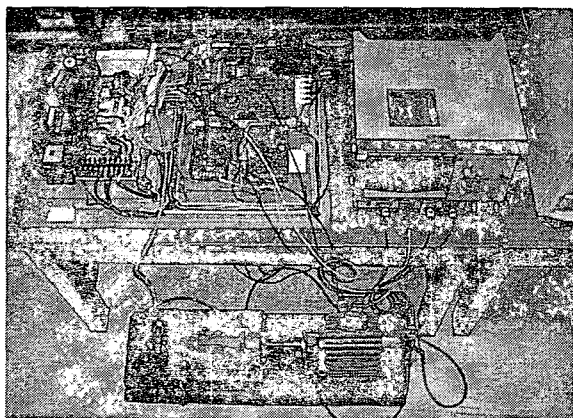
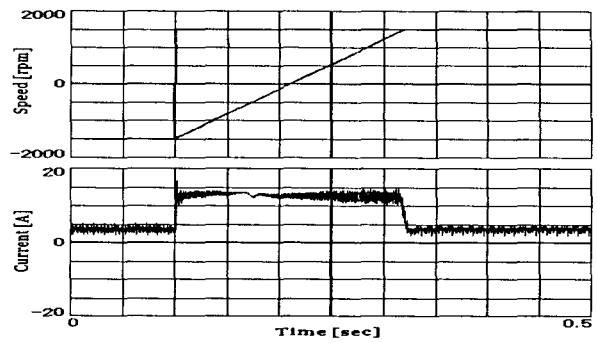
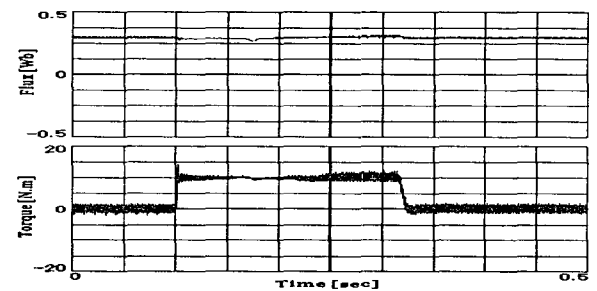


그림 11. 시스템 구성도
Fig. 11 Configuration of System

그림 12는 제안된 기준전압과 기율기에 의한 직접토크 제어 하에서 전동기를 ± 1500 [rpm]으로 정역제어 하였을 경우의 무부하 실험 결과를 보여준다. 그림 12(a)에서 상단의 파형은 속도파형으로 전동기가 -1500 [rpm]으로 운전중 새로운 기준값인 1500 [rpm]을 추종하는데 약 0.22 [sec]가 소요됨을 보여준다. 또한 하단의 고정자 전류파형은 리플의 크기가 정상상태에서 약 3 [A], 과도상태에서 약 4 [A]정도임을 보여준다. 그림 12(b)의 상단 파형은 고정자 자속파형으로 정역제어시 토크 감소기율기의 부호가 반전되는 지점에서 자속이 기준값의 약 20% 까지 감소하였다가 빠르게 회복함을 보여주고 있으며 리플의 크기는 약 0.02 [Wb]이다. 그림 12(b)에서 하단 파형은 고정자 토크로 리플의 크기가 약 $3-3.8$ [N.m]의 범위에 있으며, 토크의 평균값이 기준값에 근접하게 추종함을 보여준다. 실험 결과 리플의 크기가 시뮬레이션 결과에 비해 약간 증가되었는데 이는 실험장치의 측정오차 및 전동기 파라미터 오차등에 기인한 것으로 판단된다.



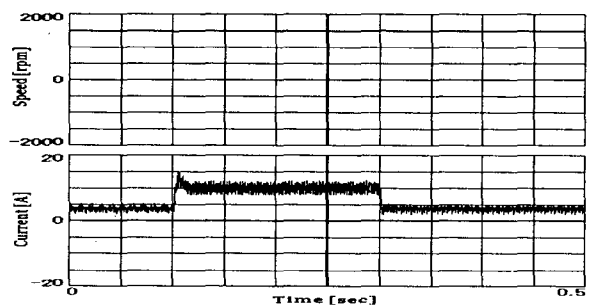
(a) Motor speed(upper), Stator current(lower)



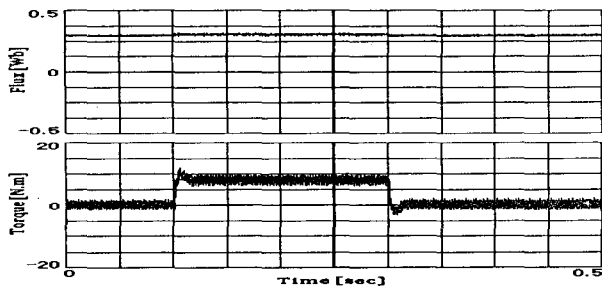
(b) Stator flux(upper), Motor torque(lower)

그림 12. 제안된 방식에 의한 무부하 동특성
Fig. 12 No-load dynamic characteristics for proposed DTC

그림 13는 그림 9와 같이 무부하운전 중 부하를 스텝으로 인가하였을 경우의 실험결과를 나타낸 것이다. 그림 13(a)의 상단 파형은 속도 응답을 나타낸 것으로 스텝으로 부하를 인가한 경우 속도가 순간적으로 감소하였다가 약 0.03 [sec] 이내에 기준값으로 회복됨을 보여준다. 그림 13(a)의 하단 파형은 고정자 전류로 부하 인가 순간 약 15 [A]까지 상승하였다가 이내 약 10 [A]로 감소하였고, 고정자 전류의 리플이 약 4.6 [A]로 무부하시에 비해 약 20% 정도 증가하였음을 보여준다. 그림 13(b)에서 상단의 파형은 고정자 자속으로 부하가 인가된 경우 자속이 약간 증가하고 리플도 다소 증가하는 경향을 보여준다. 그림 13(b)의 하단 파형에서 부하가 인가되었을 때 토크 리플의 크기가 약 4 [N.m]정도이다. 부하 실험에서도 리플이 시뮬레이션 결과보다 전반적으로 다소 증가되었음을 보여준다.



(a) Motor speed(upper), Stator current(lower)



(b) Stator flux(upper), Motor torque(lower)

그림 13. 제안된 방식에 의한 부하 동특성

Fig. 13 Load dynamic characteristics for proposed DTC

6. 결 론

유도전동기의 벡터제어 방식은 신속하고 정확하게 자속 및 토크를 제어할 수 있는 장점을 지고 있으나 제어알고리즘이 복잡하여 구현이 어렵고 경제적인 부담이 증가하므로 제어알고리즘이 비교적 간단한 직접토크제어를 통하여 정확하고 빠른 자속과 토크의 응답을 얻고자 하였다. 또한, 직접 토크 제어 방식은 스위칭 주파수가 변화하고 저속에서 토크 리플이 큰 문제점을 지니고 있어 이를 해소하기 위해 토크 기울기를 이용하여 유효스위칭 시간을 결정하고 또한 기준전압벡터를 이용하여 섹터를 결정하는 새로운 직접 토크 제어방식을 제안하고 시뮬레이션 및 실험을 통하여 이의 타당성과 구현 가능성을 검증하였다.

감사의 글

이 논문은 2001년 조선대학교의 학술연구비 지원을 받아 연구되었음

참 고 문 헌

- [1] 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
- [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, pp1076~1082
- [3] J. Monteiro and J.Palma, G. D. Marques, " Stator Flux Vector Control with Reference Flux Compensation for Induction Motors, Journal of Electrical Engineering, Vol. 2, 2002.
- [4] 조금배 외 2, "저속영역에서의 동특성 개선을 위한 유도전동기의 직접토크제어" 전력전자학회 논문지, 제5권 제6호, pp601-609, 2000.12.
- [5] 최중우 외 3, " 파라미터 민감도를 이용한 유도전동기의 회전자 자속 관측기의 특성 비교", 전력전자학회 논문지

제7권 제4호, pp377-383, 2002. 8.

- [6] S.Y. Jeong, et al, "Application of Extened Luenberger Observer for Induction Motor control", ICPE'98, pp 304-309, 1998

저 자 소 개



김 평 호(金平鎭)

1969년 2월 18일생. 1992년 조선대 전기공학과 졸업. 1994년 조선대 대학원 전기공학과 졸업(석사) 2000년 조선대 대학원전기공학과 졸업(공학박) 1996년~현재 서강정보대학 조교수



최 연 옥(崔然玉)

1969년 11월 8일생. 1995년 조선대 전기공학과 졸업. 1997년 조선대 대학원 전기공학과 졸업(석사) 2003년 조선대 대학원전기공학과 졸업(공학박) 2003년~현재 조선대학교 외래강사



조 금 배(曹錦培)

1954년 1월 18일생. 1980년 조선대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 졸업(석사). 1995년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(공학박).1986년 6월~1987년 2월 미국 Univ. of Oklahoma 객원연구원. 1988년 1월~1999년 2월 미국 Oregon State Univ. 교환 방문교수. 현재 조선대학교 전기공학과 교수. 전력전자학회 감사, 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환시스템부문회 학술이사



백 형 래(白亨來)

1949년5월 14일생. 1971년 조선대 전기공학과 졸업. 1992년 건국대 전기공학과 졸업(공학박). 2000년~현재 조선대학교 전기공학과 교수. 당학회 감사. 대한전기학회 산학협동이사



이 상 일(李相一)

1942년 12월 20일생. 1967년 조선대학교 전기공학과 졸업. 1985년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년~1994년 미국 University of Missouri-Columbia 파견교수 2005년 현재 조선대학교 전기공학과 교수