

2000년도 대한전기학회 전문대학교육연구회 하계학술대회 논문집 2000. 7. 7-8

직접 토크 및 자속제어에 의한 유도전동기 제어시스템

김민희, 김남훈**, 김민호**
영남이공대학*, 영남대학교 대학원**

An Induction Motor Control System with Direct Torque and Flux Control

^{*}Min-Huei Kim, Nam-Hun Kim, Min-Ho Kim
Yeungnam College of Science & Technology, Yeungnam University ^{**}

Abstract- This paper presents an implementation of digital position control system for an induction motor vector drives by a direct torque control(DTC) using the 16bit DSP TMS320 F240. The DSP controller enable enhanced real time algorithm and cost-effective design of intelligent controller for motors which can be yield enhanced operation, fewer system components, lower system cost, increased efficiency and high performance. The system presented are stator flux and torque observer using current model that inputs are current sensing of motor terminal and rotor angle for a low speed operating area, two hysteresis controller, optimal switching look-up table, and IGBT voltage source inverter by fully integrated control software. The developed control system are shown a good motion control response characteristic results and high performance features using 2.2Kw general purposed induction motor.

Key Words: DTC, F240 DSP, Motion Control,
Stator Flux Observer, Current Model

I. 서 론

최근 급속도로 발전되고 있는 산업분야에서 위치제어는 고도의 정밀도와 빠른 응답특성을 갖는 제어시스템이 필수적이다. 이를 위해 구조가 간단하고 견고하며 가격이 저렴한 유도전동기를 사용하여 벡터제어 이론을 도입한 제어시스템이 많이 적용되고 있다. 유도전동기의 벡터제어는 난해하고 많은 연산이 요구되는 제어 알고리즘으로 인하여 복잡한 하드웨어와 프로세서를 사용하여야만 구현이 가능하였다. 따라서 종전의 복잡하게 이루어진 하드웨어적인 제어를 비용이 저렴하여 여러 가지 형태로 변환하여 쉽게 이루어지면서 간단하게 소프트웨어적으로 실행할 수 있는 제어시스템 구현은 고속연산과 처리속도가 빠른 전용 DSP를 이용하여 이를 해결 할 수 있었다[1]-[3].

최근에는 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순화되면서 벡터제어에서처럼 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 토크의 동적 특성이 전동기의 정수변화에 의존성이 적으면서 직접 전동기의 자속과 토크를 제어 할 수 있는 직접 토크제어 구동 시스템에 대한 연구가 집중되고 있다[4]-[13].

이에 따라 본 연구에서는 범용 유도전동기를 정밀 서보 제어시스템에 적용하기 위하여 전동기 제어용 전용

으로 개발된 TI(Texas Instruments)사의 16비트 DSP인 TMS 320 F240을 적용하여 최소한의 하드웨어만 이용하고 모든 제어는 소프트웨어적으로 제어될 수 있는 직접 토크제어에 의한 위치제어 시스템을 구현하는데 있다. 특히 전동기 정밀 제어시스템은 저속영역에서 부하변동 및 토크 맥동의 영향으로 안정된 빠른 응답특성을 얻기가 어렵다. 이를 해결하기 위하여 저속영역에서 안정되고 우수한 특성이 얻어지는 전류 모델형 자속 추정기를 적용하여 고정자 자속과 토크를 직접 제어하여 빠른 응답특성이 이루어지는 직접 토크제어에 의한 유도전동기의 정밀 위치제어 시스템을 제시하였다. 제시된 제어시스템의 운전특성은 IGBT 전압형 인버터에 의한 2.2Kw 범용 동형 유도전동기의 위치제어 응답특성을 고찰한 결과 우수한 특성이 얻어짐을 확인하였다.

II. 직접 토크제어

1. 직접 토크제어의 특성

유도전동기의 직접 토크제어(Direct Torque Control DTC)는 인버터에 가해지는 최적 스위칭 모드 선택에 의하여 전동기에 공급되는 단자전압 제어에 의하여 이루어지므로 직접적으로 고정자의 자속과 발생되는 토크를 서로 독립적으로 제어 할 수 있다. 빠른 토크응답과 낮은 인버터 스위칭 주파수 및 적은 고조파 손실로 동작시키기 위하여 요구되는 스위칭 모드 선택은 고정자의 자속과 토크의 히스테리시스 벤드 안에서 오차 제한에 의하여 만들어지며, 이때 토크는 고정자의 쇄교자속 벡터를 제어함으로써 빠르게 변화시킬 수 있다. 이에 따라 직접 토크제어 방식은 유도전동기의 빠른 토크응답과 유연성 있는 제어를 이룰 수 있다. 이 기술의 주 장점은 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하다는 것이며, 토크의 동적 특성이 전동기 회전자의 파라메터 변동에 영향이 적으며, 많은 제어기의 채용과 복잡한 알고리즘 계산에 요구되는 연산시간을 감소시킬 수 있는 특징을 가지고 있어 빠른 동적 응답특성이 요구되는 시스템에 큰 장점을 가지는 제어방식이다[5]-[8].

전동기의 발생 토크는 고정자의 자속(Φ)과 전류(I_s)의 벡터 곱에 비례한다. 일반적으로 고정자 자속의 크기는 가능한 정상적인 안정상태로 유지하고 토크는 고정자와 회전자 사이의 각(γ)을 제어한다. 유도전동기의 고정자와 회전자의 쇄교자속은 식(1)과 같은 상태방정식으로 표시되며, 토크는 식(2)로 된다. 여기서 \bar{V}_s 는 고정자의 공간전압벡터를, \bar{I}_s 는 공간전류벡터를 나타낸 것이다.

$$\overline{\Phi}_s = \int (\overline{V}_s - \overline{I}_s R_s) dt \quad (1)$$

$$= |\overline{\Phi}_s| \operatorname{Exp}(j\theta) = \overline{\Phi}_{ds} + j\overline{\Phi}_{qs}$$

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

자속과 토크제어는 요구하는 방향으로 구동되는 고정자 자속과 토크를 가지는 인버터의 공간전압벡터 (\overline{V}_n)를 Sampling 시간동안(T_s) 인가함으로써 이를 수 있다. 일반적으로 고정자 저항의 전압강하는 공급되는 전압보다 대단히 적으므로 무시하면 식(3)으로 표시되며 이는 고정자 자속의 크기는 고정자 전압에 비례하며, 방향은 같은 방향으로 동작됨을 의미한다. 여기서 $\overline{\Phi}_{so}$ 는 고정자의 초기자속 값이며, n 은 위치를 나타내는 것으로 1에서 6의 값을 가진다.

$$\Delta \overline{\Phi}_n = \overline{\Phi}_s - \overline{\Phi}_{so} = \overline{V}_n T_s \quad (3)$$

그림 1은 직접 토크제어의 개념을 나타낸 것이다. 임의의 위치에서 선택 될 수 있는 6개의 섹터위치에 따른 자속 ($\Delta \overline{\Phi}_n$)과 인버터가 출력 할 수 있는 8개의 전압벡터 (\overline{V}_n)에 의해 허스테리시스 벤드안에서 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하고 있는 자속의 궤적을 나타내고 있다. 이와 같이 고정자의 쇄교자속이 결정되면 식(2)에 의하여 토크를 연산 할 수 있다..

2. 최적 스위칭 전압벡터

최적의 스위칭 전압벡터는 출력의 토크와 고정자 자속의 상태 모두를 동시에 만족하게 하는 특수한 고정자의 전압벡터를 선택하는 것이다. 이것은 그림 1에서 나타낸 것처럼 전압원 인버터에서 만들 수 있는 단지 6개의 전압벡터와 2개의 영 전압벡터로 구성된다.

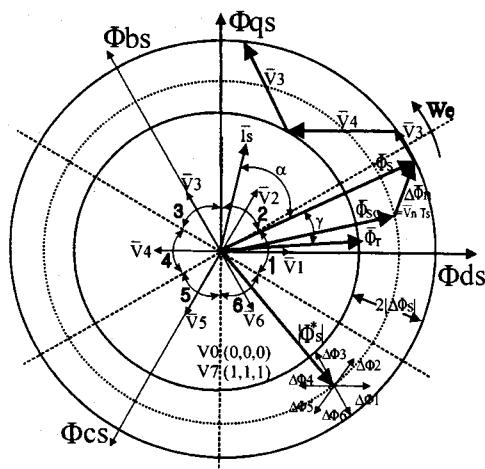


그림 1. 직접 토크제어의 개념도

만약 토크의 증가가 요구될 때에는 최적의 스위칭 전압벡터는 고정자 자속을 법선 방향으로 끌어올리는 방향으로 작용하며 회전자의 자속은 반대방향으로 발생되는 한 개의 고정자 전압벡터(V_n)을 선택한다. 이때 만들어진 사이각 γ 는 발생 토크를 효과적으로 증가시킨다. 반대로 토크를 감소시킬 때 최적의 스위칭은 영

전압벡터를 선택하여 고정자 자속과 발생되는 토크를 모두 자연적으로 감소시키는 영 전압벡터를 선택한다. 고정자 자속이 최저로 허용하는 값 이하로 감소하면 출력되는 자속의 상태는 다시 증가하는 방향을 요구한다. 출력의 토크상태가 낮아지면 새로운 고정자 전압벡터 (V_{n+1})가 고정자 자속을 증가되는 방향으로 선택된다. 이 원리를 적용하여 작성된 표 1은 최적 스위칭 전압벡터의 록업 테이블이다.

3. 고정자 자속 추정기

직접 토크제어(DTC)의 운전특성은 추정된 고정자 자속의 정확도에 따라 대단히 큰 영향을 받는다. 일반적으로 자속추정은 별도의 속도 검출장치가 필요하지 않고 영속도 이외의 영역에서는 전동기 파라메타의 변동에 민감하지 않은 장점을 가지는 고정자 전압방정식에 의한 자속추정기를 많이 사용한다. 여러 가지 형태의 자속 추정기가 있으나 전압 모델을 적용한 고정자 자속 관측기

표 1. 최적 스위칭 전압벡터의 록업테이블

$d\overline{\Phi}_s$	dTe	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	\overline{V}_2	\overline{V}_3	\overline{V}_4	\overline{V}_5	\overline{V}_6	\overline{V}_1
	0	\overline{V}_7	\overline{V}_0	\overline{V}_7	\overline{V}_0	\overline{V}_7	\overline{V}_0
	-1	\overline{V}_6	\overline{V}_1	\overline{V}_2	\overline{V}_3	\overline{V}_4	\overline{V}_5
0	1	\overline{V}_3	\overline{V}_4	\overline{V}_5	\overline{V}_6	\overline{V}_1	\overline{V}_2
	0	\overline{V}_0	\overline{V}_7	\overline{V}_0	\overline{V}_7	\overline{V}_0	\overline{V}_7
	-1	\overline{V}_5	\overline{V}_6	\overline{V}_1	\overline{V}_2	\overline{V}_3	\overline{V}_4

는 고속영역에서 우수한 특성이 얻어 지며, 저속영역에서는 전류 모델의 관측기가 우수한 특성이 얻어진다. 본 연구에서는 그림 2와 같은 전류모델을 이용하여 회전자의 위치를 귀환하여 적용하는 자속추정기를 사용하였다. 여기서 유도전동기의 고정자와 회전자의 d-q축 쇄교자속은 식(4)와 (5)로 표시되며 토크는 식(8)로 된다. 여기서 I_{dqs}^r 는 회전자에서 본 고정자의 전류, I_{dqs}^s 는 고정자의 전류, $\overline{\Phi}_{dqs}^s$ 는 고정자에서 본 고정자의 자속, $\overline{\Phi}_{dqr}^r$ 는 회전자에서 본 회전자의 자속, $\overline{\Phi}_{dqr}^s$ 는 고정자에서 본 회전자의 자속, T_r 는 회전자 시정수, σ 는 누설계수를 나타낸 것이다.

$$\overline{\Phi}_{dqs}^s = \frac{L_m}{L_r} \overline{\Phi}_{dqr}^r + \sigma L_s I_{dqs}^s \quad (4)$$

$$\overline{\Phi}_{dqr}^r = \operatorname{Exp}(j\theta_r) \overline{\Phi}_{dqr}^s \quad (5)$$

$$\overline{\Phi}_{dqr}^s = \frac{L_m}{1 + T_r p} I_{dqs}^r \quad (6)$$

$$I_{dqs}^r = \operatorname{Exp}(-j\theta_r) I_{dqs}^s \quad (7)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\overline{\Phi}_{ds}^s I_{qs} - \overline{\Phi}_{qs}^s I_{ds}) \quad (8)$$

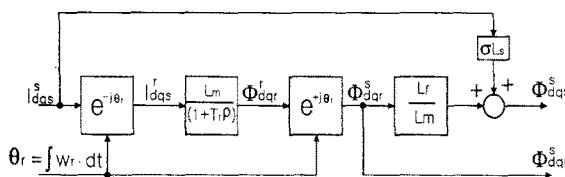


그림 2. 전류모델 고정자 자속 추정기

4. Sector 결정 Look-up Table

부하 및 속도가 변하여 고정자 쇄교자속의 증가가 요구될 때에는 $d\Phi_s = 1$ 로, 감소가 요구될 때에는 $d\Phi_s = -1$ 로 나타낼 때, 2레벨 자속 허스테리시스 비교기의 디지털 출력 신호는 식(9)의 조건에서 결정된다. 토크의 증가가 요구될 때에는 $dTe = 1$, 감소가 요구될 때에는 $dTe = -1$, 토크변화가 없을 경우에는 $dTe = 0$ 으로 나눌 때, 3레벨 토크 허스테리시스 비교기의 디지털 출력 신호는 정방향 일 경우는 식(10)으로, 역방향 일 경우는 식(11)의 조건을 적용한다[5].

$$d\Phi_s = 1, \text{ if } |\overline{\Phi}_s| \leq |\overline{\Phi}_s^*| - |\Delta\overline{\Phi}_s| \\ d\Phi_s = 0, \text{ if } |\overline{\Phi}_s| \geq |\overline{\Phi}_s^*| + |\Delta\overline{\Phi}_s| \quad (9)$$

$$dT_e = 1, \text{ if } |T_e| \leq |T_e^*| - |\Delta T_e| \\ dT_e = 0, \text{ if } T_e \geq T_e^* \quad (10)$$

$$dT_e = -1, \text{ if } |T_e| \geq |T_e^*| + |\Delta T_e| \\ dT_e = 0, \text{ if } T_e \leq T_e^* \quad (11)$$

허스테리시스 밴드폭의 선택($2|\Delta\overline{\Phi}_s|$)은 대단히 중요한 영향을 가져온다. 즉 적은 폭의 선택은 시스템의 제어기능을 상실하게 되고, 바로 제로상태로 되는 것은 토크의 진동을 발생하는 원인이 된다. 그러므로 최적의 톤업태이 불은 고정자 쇄교자속의 공간벡터의 정확한 위치정보가 필수적이다. 고정자 쇄교자속은 식(1)로 표시되며, 고정자의 자속각은 고정자 기준 좌표계에서 $d-q$ 축 고정자 쇄교자속 성분의 추정된 값을 사용하여 결정할 수 있다. 고정자 쇄교자속 공간벡터의 섹터선택은 표 2에서 나타내었다.

표 2. 섹터결정

Sectors	1	2	3	4	5	6
Signs of $\overline{\Phi}$	+	+	-	-	-	+
Sign of $\overline{\Phi}_{ds}$	+	+	-	-	-	+
Sign of $\overline{\Phi}_{qs}$	-,+	+	+	-,+	-	-
Sign of $\overline{\Phi}_{bs}$	-	+	+	+	-	-
Sign of $\overline{\Phi}_{cs}$	-	-	-	+	+	+

III. 시스템 구성

1. F240 DSP 특성

DSP Controller Chip인 TMS320F240은 16비트로 TI사에서 정밀제어용 전동기구동 전용으로 개발된 것으로 뛰어난 성능을 가진다[4][5]. 이 DSP는 가격적인 고려하여 고정된 부동 소수점 방식이며, 전동기 구동 시 제어기에서 필요로 하는 주변회로 및 제어용 모듈, 즉 12개의 PWM 파형을 발생하는 Event manager, 4개

의 엔코더 신호처리용 QEP, 2개의 10비트 A/D Converter (Channel 16개), SCI(Serial Communication Interface), SPI(Serial Peripheral Interface), Flash 메모리(16K Words x16), DARAM (Dual-Access, 544 Words x16), 3개의 8-bit 입출력 I/O Ports, 3개의 내부 Timer, 1개의 Watchdog timer, 6개의 외부 인터럽트 등이 내장되어 있다. 또한 이 DSP는 50 nsec의 수행 사이클 시간을 가지므로 대부분의 명령이 하나의 실행 사이클 내에 이루어지며 20 MIPS의 실행속도를 가진다. 메모리는 3개의 다른 Program memory, I/O memory, Address space-Data memory를 가지며 주변 모듈들을 제어하는 방법은 각 모듈들에 해당하는 레지스터를 이용하여 제어 할 수 있는 특성을 가지고 있다[3].

2. 전류 Sensing과 Scaling

전동기를 정밀하게 제어하기 위해서는 2상 이상의 정확한 전류 또는 전압검출이 반드시 이루어져야 하며 검출되는 전류와 전압의 정확도에 따라 시스템의 운전 특성이 결정된다. 그림 2는 전류검출을 위한 오프셋 처리의 불러도를 보여준 것이다. 그림 3은 전류검출을 위한 회로를 나타낸 것이다. 전류센서로는 출력전압이 ±10V인 LEM-LA55P를 사용하였다. F240 DSP에서 내장되어 있는 ADC는 0-5V의 전압을 사용하기 때문에 아날로그적인 인터페이스 회로가 필요하므로 그림 2와 같이 OP-Amp를 사용하여 ±2.5V의 값으로 스케일링한 후 다시 2.5V의 오프셋을 주어서 0-5V로 변환한다.

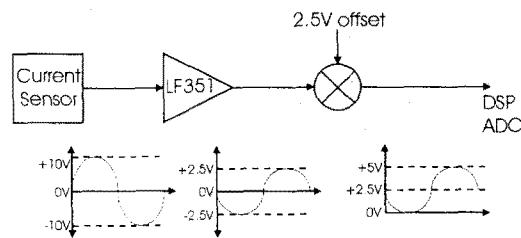


그림 2. 검출된 전류 값 오프셋 처리

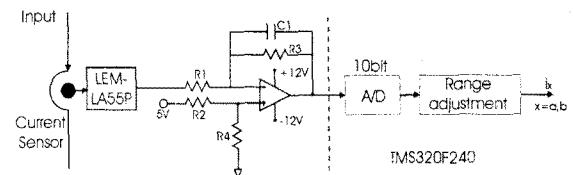


그림 3. 전류검출 회로도

3. 속도 Sensing

그림 4는 속도 검출을 위한 불러도를 나타낸 것이다. 속도 및 위치는 엔코더의 3개 출력신호(A, B & Z)를 DSP Controller의 QEP 단자로 바로 연결하여 소프트웨어적으로 연산에 의해 측정된다. 실험에 적용된 엔코더는 6000P/R이므로 속도는 식(12)의 하여 계산된다[6]. 여기 f_c 는 클럭주파수(20MHz), P 는 회전당 펄스수($60 \times 4 = 24000$), N_p 는 샘플링 시간당 엔코더의 펄스수, 즉 샘플링 시간당 클럭 펄스수(20000)이다.

$$W_{\text{rpm}} = \frac{60 \cdot f_c \cdot N_p}{P \cdot m_1} = K_{\text{speed}} N_p = 2.5 N_p \quad (12)$$

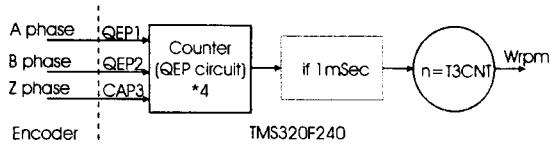


그림 4. 속도검출 블럭도

4. 제어 시스템 구성

직접 고정자 자속과 토크제어에 의한 유도전동기의 위치제어 시스템을 구현하기 위하여 그림 5와 같은 시스템을 구성하였으며, F240DSP Controller를 이용하여 소프트웨어에 의하여 제어된다. 위치제어기는 PD제어기를, 속도제어는 IP제어기를 사용하였으며, 토크 및 고정자 자속 추정은 전동기 단자에서 전류를 사용한 전류 모델 추정기를 이용하였으며, 자속은 2레벨로, 토크는 3레벨의 하스테리시스 벤드 제어기를 사용하였다.

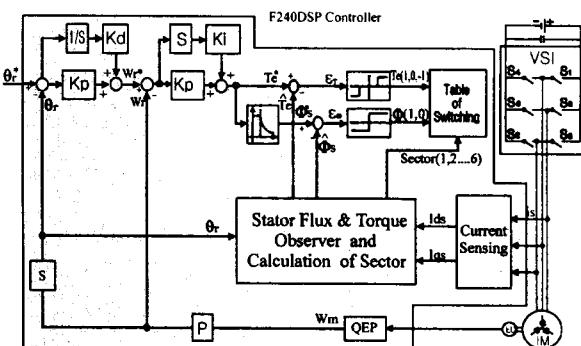


그림 5. DTC를 이용한 위치제어 시스템

IV. 실험결과

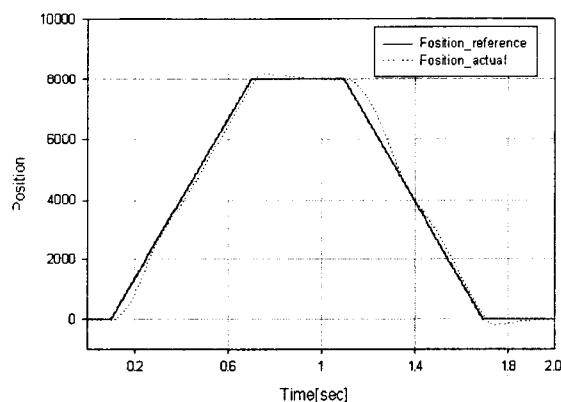
실험에 적용된 전동기의 정격 및 제어기의 정수는 표 3과 같다. 그림 5의 위치제어 시스템에서 시행오차에 의하여 제어기의 정수를 결정하였으며, 실험에 적용된 정수들은 표 3과 같다.

표 3. 적용된 전동기 및 제어기의 파라메터

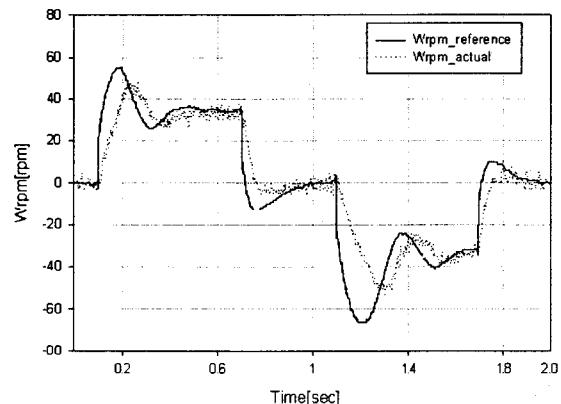
<전동기>	
$P_o = 2.2[\text{Kw}]$, $I = 8.2[\text{A}]$, $V = 220[\text{V}]$, $P = 4\pi$,	
$L_s = L_r = 79.156$, $L_m = 75.01[\text{mH}]$, $\sigma = 0.102$,	
$R_s = 0.713$, $R_r = 0.773[\text{Ohm}]$, $J = 0.025[\text{Kgm}^2]$	
<제어기>	
$K_{pd} = 0.3125$, $K_{pp} = 0.0625$, $K_{sp} = 1.764$,	
$K_{si} = 86.167$, $\Delta T_e = 0.0625 T_e^*$	
$ \Delta \Phi_s = 0.1 \Phi_s^* T_{scu} = 200[\mu\text{sec}]$,	
$T_{ssp} = 1[\text{msec}]$, $T_{spo} = 5[\text{msec}]$	

실험 결과는 그림 6에서 나타내었다. 전동기의 속도를 저속인 50 [rpm]을 기준으로 설정된 상태에서 정격

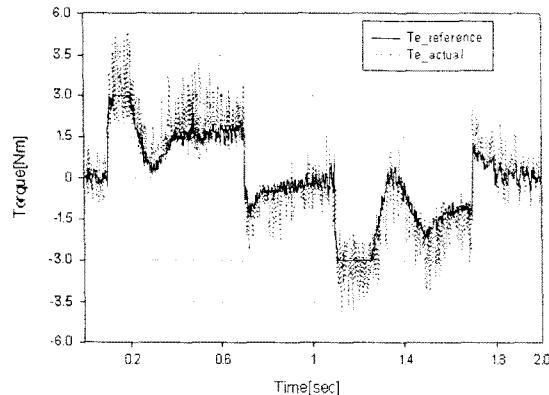
부하에서 2 [sec]동안 위치제어를 할 경우 응답특성을 보여준 것으로, (a)는 위치제어(θ_r^* and θ_r) 응답특성, (b)는 속도제어(ω_r^* and ω_r) 응답특성, (c)는 토크제어(T_e^* and T_e) 응답특성, (d)는 과도상태시(0.6~0.8 sec 기간동안) 고정자 자속(Φ_{ds} and Φ_{qs})의 파형, (e)는 과도상태시(0.6 ~ 0.8 sec) 고정자 전류(I_{ds} and I_{qs}) 파형, (f)는 고정자 자속의 리사쥬 도형을 보여준 것이다.



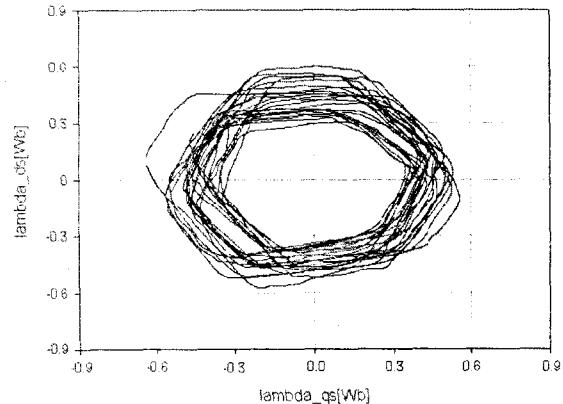
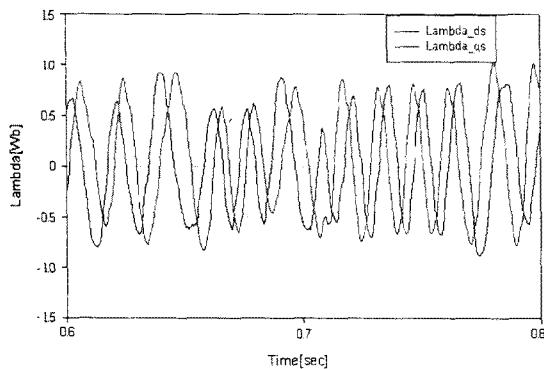
(a) 위치제어 응답특성



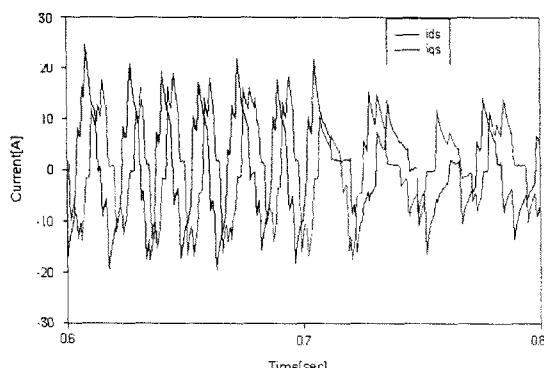
(b) 속도제어 응답특성



(c) 토크제어 응답특성

(f) 고정자 자속의 리사쥬도형
그림 6. 제안된 시스템의 응답특성

(d) 과도상태시 고정자 자속파형



(e) 과도상태시 고정자 전류파형

V. 결론

범용 유도전동기를 고성능 정밀 제어용 서보 시스템에 적용하기 위하여 하드웨어적으로 최근 전동기 제어 전용으로 개발된 저렴한 TI사의 16비트 DSP인 TMS320F240을 적용하여 최소한의 하드웨어만 이용하고, 모든 제어는 소프트웨어적으로 제어될 수 있는 직접 토크 제어에 의한 유도전동기 위치 제어시스템을 구현하였다. 개발된 제어 프로그램과 시스템의 운전특성을 조사하기 위하여 IGBT 전압원 인버터에 2.2Kw 범용 농형 유도전동기를 적용하여 위치제어 응답특성을 고찰한 결과 우수한 동적 특성이 얻어짐을 보여 주었다.

참고문헌

- [1] 김남훈, 김동희, 김민희, "F240 DSP를 이용한 유도전동 위치제어 시스템", 대한전기학회 전력전자연구회 추계학술 대회 논문집", pp. 203-207, 1999
- [2] 김민희, 김남훈, "DSP를 이용한 유도전동기 디지털 제어시스템", 한국산업응용학회 논문집, Vol. 3, No. 1, pp. 9 2000
- [3] Technosoft Co., "DSP Digital Motion Controller DM Toolbox", 1998
- [4] Bimal K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives", IEEE Press, 1997
- [5] Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford Press, 1998
- [6] Iron Boldea "Electric Drives", CRC Press, 1999
- [7] M. Depenbrock, "Direct Self-Control(DSC) Inverter-Fed Induction Machine", IEEE Trans. Electronics., Vol.3, pp.420-429, Oct. 1988
- [8] I. Takahashi, and T. Noguchi, "A New Quick Response and High-Efficiency Control Strategy of an Ind Motor", IEEE Trans. IA, Vol. 22, No. 5, pp. 8 Sept./Oct. 1986

- [9]James N. Nash, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder", IEEE Trans. IA, Vol. 3, No. 2, pp. 333-341, March/April, 1997
- [10]Sayeed Mir, Malik, E. Elbuluk and Donald S. "PI and Fuzzy Estimators for Tuning the S Resistance in Direct Torque Control of Indu Machines", IEEE Trans. PE, Vol. 13, No. 2, pp. 2 March 1998
- [11]Hoang Le-Huy, "Comparison of Field-Oriented and Direct Torque Control for Induction M PESC'99, pp. 1245-1252, 1999
- [12]Cristan Lascu and Ion Boldea "A modified Torque Control for Induction Motor Sensorless D IEEE Trans. IA, Vol. 36, No.1, pp122-130, 2000.
- [13]Perer Vas "Artificial-Intelligence-Based Ele Machines and Drives", Oxford Press, 1999