

직접 토크제어에 의한 속도검출기 없는 유도전동기의 고성능 제어시스템

論 文

51P-1-3

A High-Performance Speed Sensorless Control System for Induction Motor with Direct Torque Control

金 玟 會* · 金 男 燦** · 白 元 植***

(Min-Huei Kim · Nam-Hun Kim · Won-Sik Baik)

Abstract - This paper presents an implementation of digital high-performance speed sensorless control system of an induction motor drives with Direct Torque Control(DTC). The system consists of closed loop stator flux and torque observer, speed and torque estimators, two hysteresis controllers, an optimal switching look-up table, IGBT voltage source inverter, and TMS320C31 DSP controller board. The stator flux observer is based on the combined current and voltage model with stator flux feedback adaptive control for wide speed range. The speed estimator is using the model reference adaptive system(MRAS) with rotor flux linkages for speed turning signal estimation. In order to prove the suggested speed sensorless control algorithm, and to obtain a high-dynamic robust adaptive performance, we have some simulations and actual experiments at low(20rpm) and high(1000rpm) speed areas. The developed speed sensorless system are shown a good speed control response characteristic, and high performance features using 2.2[kW] general purposed induction motor.

Key Words : DTC, MRAS, Stator Flux Observer, Torque Estimator, Speed Sensorless,

1. 서 론

근래 벡터제어이론을 도입한 유도전동기 제어시스템이 고도의 정밀도와 속응성이 요구되는 산업응용분야에 광범위하게 적용되고 있다. 벡터제어기법은 복잡한 연산과 많은 제어기 사용과 함께 전동기의 회전자 속도 또는 자속의 크기와 위치에 대한 정보가 필수적이기 때문에 펄스 엔코더 등의 속도검출기를 이용하여 고속용 프로세서를 사용하여 제어하는 것이 일반적이다. 그러나 속도검출장치는 가격이 비싸고 설치환경에 따라 제약을 받는 등 전동기 응용분야의 확대와 함께 새로운 문제점으로 대두되어 구현에 어려움이 따르고 있다. 이에 따라 속도검출기 없는 전동기의 고성능 정밀제어에 대해 국내외적으로 알고리즘 및 구동에 대한 연구가 급속도로 진행되고 있다[1]-[21].

지금까지 연구에 적용되고 있는 벡터제어에 의한 속도검출기 없는 구동시스템은 복잡한 연산과 많은 제어기 채용으로 인하여 용량이 크고 연산속도가 아주 빠른 마이크로프로세서를 절대적으로 요구하고 있으므로 구동시스템의 가격이 대단히 고가가 되며, 기계의 정수변화 등 주변 환경에 따라 전적으로 의존되어 한정된 속도제어 범위에서 동작되므로, 운전조건에 많은 제약을 받게 되어 넓은 속도제어 범위에서 안정되게 동작하는 제어시스템 구현에는 어려움이 따른다. 특히 초

저속 영역에서 전동기의 파라메타 변화와 급격한 부하변동에 따른 동작 및 안정성에 대한 문제점은 아직 해결되지 않고 있는 실정이며, 이에 따라 이러한 문제점들을 해결하기 위한 방안으로 MRAS, 칼만필터, 퍼지 및 뉴럴 등 여러가지 제어기법들이 연구되고 있다[1]-[7][9][12][14]. 최근에는 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하면서 벡터제어처럼 많은 제어기와 복잡한 연산을 요구하지 않고, 전동기 파라메타 변화에 의존성이 적으면서 토크와 자속을 직접 독립적으로 제어할 수 있는 전동기 구동에 대해 집중적으로 연구되고 있다[13].

따라서 본 논문에서는 최근 제어구조가 디지털 형태로 간단하고 전동기 파라메타의 영향이 적은 직접토크제어(Direct Torque Control ,DTC) 이론을 적용하여 최소한의 하드웨어만 이용하고 모든 제어는 TMS320C31 DSP 제어기를 사용하여 소프트웨어적으로 제어될 수 있는 속도 검출기 없는 강인성 및 고성능 제어시스템을 구현한다. 자속 추정은 페루프 자속관측기를 사용하였으며, 고정자 자속을 사용한 모델기준 적응 시스템(Model Reference Adaptive System, MRAS)를 사용하여 회전자 속도를 추정하였다[18]. 일반적으로 전동기 제어시스템은 광범위한 속도범위에서 안정된 운전특성을 얻기가 어렵다. 이를 해결하기 위하여 모든 속도 영역에서 안정되고 우수한 특성이 얻어지는 Jansen이 제안한 페루프 자속 관측기를 적용하여 고정자의 자속과 토크를 직접 제어하여 빠른 응답특성이 얻어지는 유도전동기의 속도제어 시스템을 제시하였다[20]. 제안된 시스템의 적용가능성을 확인하기 위해서 시뮬레이션을 수행하였으며, 개발된 제어 프로그램과 시스템의 운전특성을 검증하기 위하여 IGBT 전압형 인버터에 2.2[kW] 범용 유도전동기를 적용하여 속도센서 없이 직접 토크제어에 의한 속도제어 응답특성을 고찰한다.

* 正 會 員 : 嶺南理工大學 電氣科 教授 · 工博

** 準 會 員 : 嶺南大 大學院 電氣工學科 博士課程

*** 準 會 員 : 嶺南大 大學院 電氣工學科 碩士課程

接受日字 : 2002年 1月 18日

最終完了 : 2002年 3月 8日

2. 직접 토크제어

2.1 직접 토크제어의 특성

유도전동기의 직접 토크 및 자속 제어는 인버터에 가해지는 최적 스위칭 모드 선택에 의하여 전동기에 공급되는 단자 전압 제어에 의하여 이루어지므로 직접적으로 고정자의 자속과 발생하는 토크를 서로 독립적으로 제어할 수 있다. 빠른 토크응답과 낮은 인버터 스위칭 주파수 및 적은 고조파 손실로 동작시키기 위하여 요구되는 스위칭 모드 선택은 고정자의 자속과 토크의 히스테리시스 밴드 안에서 오차 제한에 의하여 만들어지며, 이때 토크는 고정자의 쇄교자속 벡터를 제어함으로써 빠르게 변화시킬 수 있다. 이에 따라 직접 토크 제어 방식은 유도전동기의 빠른 토크응답과 유연성 있는 제어를 이룰 수 있다. 이 기술의 주 장점은 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하다는 것이며, 토크의 동적 응답특성이 전동기 회전자 파라미터 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[8]-[18].

전동기의 발생 토크는 고정자의 자속(Φ_s)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.

$$\overline{\Phi}_s = \int (\overline{V}_s - \overline{I}_s R_s) dt = \Phi_{ds} + j\Phi_{qs} \quad (1)$$

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

$$\Delta \overline{\Phi}_n = \overline{\Phi}_s - \overline{\Phi}_{s0} = \overline{V}_n T_s \quad (3)$$

여기서 \overline{V}_s 는 고정자의 공간전압벡터를, \overline{I}_s 는 공간전류벡터를, R_s 는 고정자 권선저항을 나타낸 것이다.

자속과 토크제어는 요구하는 방향으로 구동되는 고정자 자속과 토크를 가지는 인버터의 공간전압벡터(\overline{V}_n)를 샘플링 시간동안(T_s) 인가함으로써 제어 할 수 있다. 일반적으로 고정자 저항의 전압강하는 공급되는 전압보다 대단히 적으므로 무시하면 식(3)으로 표시되며, 이는 고정자 자속의 크기는 고정자 전압에 비례하며 같은 방향으로 동작됨을 의미한다. 여기서 $\overline{\Phi}_{s0}$ 는 고정자의 초기자속 값이며, n 은 위치를 나타내는 것으로 0에서 7의 값을 가진다. 임의의 위치에서 선택 될 수 있는 6개의 섹터위치에 따른 자속($\Delta \overline{\Phi}_n$)과 인버터가 출력할 수 있는 8개의 전압벡터(\overline{V}_n)에 따라 히스테리시스 밴드 안에서 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하고 있는 자속의 궤적을 나타내고 있다. 이와 같이 고정자의 쇄교자속이 결정되면 식(2)에 의하여 발생 토크를 계산한다[9]-[12]. 그림 1은 직접토크제어의 개념도를 나타낸 것이다.

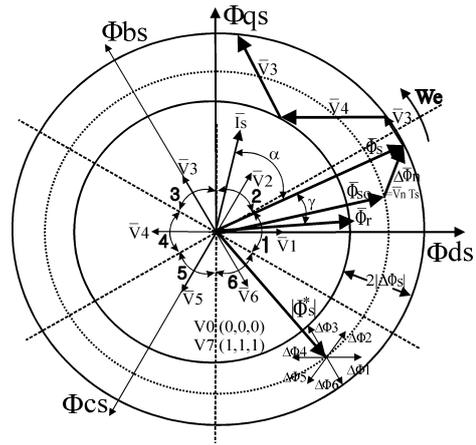


그림 1. 직접 토크제어의 개념도
Fig. 1. Conception of Direct Torque Control

2.2 최적 스위칭 전압벡터

최적의 스위칭 전압벡터는 출력 토크와 고정자 자속의 상태 모두를 동시에 만족하게 하는 특수한 고정자의 전압벡터를 선택하는 것이다. 이것은 전압원 인버터에서 만들 수 있는 6개의 유효 전압벡터와 2개의 영 전압벡터로 구성된다. 만약 토크의 증가가 요구될 때에는 최적의 스위칭 전압벡터는 고정자 자속을 법선 방향으로 끌어올리는 방향으로 작용하며 회전자의 자속은 반대방향으로 발생하는 한 개의 고정자 전압벡터(V_n)를 선택한다. 이때 만들어진 사이각(γ)는 발생 토크를 효과적으로 증가시킨다. 반대로 토크를 감소시킬 때 최적의 스위칭은 영 전압벡터를 선택하여 고정자 자속과 발생하는 토크를 모두 자연스럽게 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 것이 표 1이다[10].

3. 고정자 자속과 속도추정

3.1 고정자 자속 추정기

직접 토크제어의 운전특성은 추정된 고정자 자속의 정확도에 따라 대단히 큰 영향을 받는다. 일반적으로 자속추정은 별도의 속도 검출장치가 필요하지 않고 영속도 이외의 영역에서는 전동기 파라미터의 변동에 민감하지 않은 장점을 가지는 고정자 전압방정식에 의한 자속관측기를 많이 사용한다. 여러 가지 형태의 자속추정기가 있으나 일반적으로 고속영역에서는 전압 모델을 적용한 관측기가, 그리고 저속영역에서는 전류모델의 관측기를 이용한 자속추정기가 우수한 특성을 얻을 수 있다[9]. 본 연구에서는 그림 2와 같은 전압전류 모델을 이용하여 회전자의 위치를 귀환하여 적용하는 자속관측기를 사용하였다. 여기서 유도전동기의 고정자와 회전자의 d-q축 전류와 쇄교자속 및 PI제어기에 의한 고정자 자속추정에 적용된 수식은 식(4)-(9)로 표시된다[9][20].

$$\begin{bmatrix} I_{qs}^r \\ I_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs}^s \\ I_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$P \begin{bmatrix} \Phi_{qr}^r \\ \Phi_{dr}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} \Phi_{qr}^r + \frac{L_m}{T_r} I_{qs}^r \\ -\frac{1}{T_r} \Phi_{dr}^r + \frac{L_m}{T_r} I_{ds}^r \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qr}^s \\ \Phi_{dr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{qr}^r \\ \Phi_{dr}^r \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs}^s \\ \Phi_{ds}^s \end{bmatrix} = \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} \Phi_{qr}^s \\ \Phi_{dr}^s \end{bmatrix} + \sigma L_s \begin{bmatrix} I_{qs}^s \\ I_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$K_1 = \frac{L_m}{L_r} (\sigma_1 + \sigma_2), \quad K_2 = \frac{L_m}{L_r} \sigma_1 \sigma_2 \quad (8)$$

$$\Phi_{qds}^s = \int [(V_{qds}^s - R_s I_{qds}^s) + \varepsilon_\phi (K_1 + \frac{K_2}{P})] dt \quad (9)$$

여기서, I_{qds}^r 은 회전자에서 본 고정자의 전류, I_{qds}^s 은 고정자에서 본 고정자의 전류, Φ_{qds}^s 는 고정자에서 본 고정자의 자속, Φ_{qdr}^r 는 회전자에서 본 회전자의 자속, Φ_{qdr}^s 는 고정자에서 본 회전자의 자속, T_r 은 회전자 시정수, ε_ϕ 는 페루프 자속관측기의 고정자 자속과 전류모델 관측기의 고정자 자속의 차, σ 는 누설계수, σ_1 과 σ_2 는 전류모델과 전압모델의 주파수 밴드폭을 나타낸 것이다.

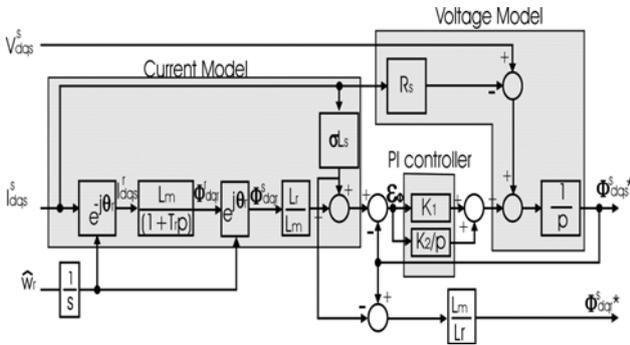


그림 2. 페루프 자속 관측기
Fig 2. Closed loop flux observer

3.2 속도추정기

광범위한 속도범위에서 만족하는 특성을 얻기 위한 속도추정기는 모델기준적응 시스템을 사용하여 페루프 자속관측기에서 얻어진 회전자 자속을 이용하여 속도를 추정한다[9]. 기준모델은 페루프 자속관측기에서 나오는 회전자 자속을 사용하였으며 식(10)과 같고, 적응모델은 정지 좌표계에서 전류모델에 의해 얻어진 방정식인 식(11)을 적용한다[10][18].

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qr}^s \\ \Phi_{dr}^s \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} \Phi_{qs}^s \\ \Phi_{ds}^s \end{bmatrix} - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \begin{bmatrix} I_{qs}^s \\ I_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (10)$$

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

$$P \widehat{\Phi}_{dr}^s = -\frac{1}{T_r} \widehat{\Phi}_{dr}^s - w_r \widehat{\Phi}_{qr}^s + \frac{L_m}{T_r} I_{ds}^s \quad (11)$$

여기서, L_s 는 고정자 인덕턴스, L_r 은 회전자 인덕턴스, w_r 은 전동기 각속도, Φ_{rdq} 은 기준모델의 회전자 자속, $\widehat{\Phi}_{rdq}$ 은 추정된 회전자 자속이다. 전동기 속도는 PI 적응 메카니즘(adaptive mechanism)에 의해서 계산되며 식(12)과 같다. 또한 기준모델 식(10)과 적응모델 식(11) 사이의 오차는 식(13)으로 설정한다. 그림 3는 MRAS에 의한 속도추정기이다.

$$\widehat{w}_r = (K_{pw} + K_{iw} \frac{1}{s}) e \quad (12)$$

$$e_w = \widehat{\Phi}_{rd} \Phi_{rq} - \widehat{\Phi}_{rq} \Phi_{rd} \quad (13)$$

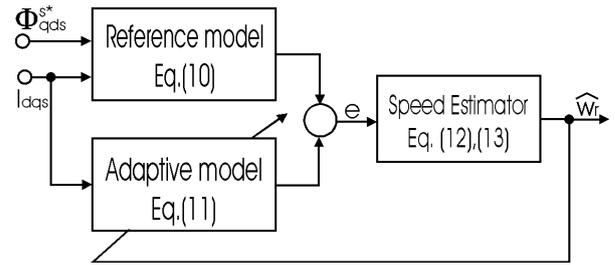


그림 3. MRAS 속도추정기
Fig. 3. MRAS Speed Estimator

3.3 섹터 결정 룩업 테이블

부하 및 속도가 변하여 고정자 쇄교자속의 증가가 요구될 때에는 $d\Phi_s = 1$ 로, 감소가 요구될 때에는 $d\Phi_s = 0$ 으로 나타낼 때, 2-레벨 자속 히스테리시스 비교기의 디지털 출력 신호는 식(14)의 조건에서 결정된다. 토크의 증가가 요구될 때에는 $dT_e = 1$, 감소가 요구될 때에는 $dT_e = -1$, 토크변화가 없을 경우에는 $dT_e = 0$ 으로 나타낼 때, 3 레벨 토크 히스테리시스 비교기의 디지털 출력 신호는 정 방향 일 경우는 식(15)로, 역 방향 일 경우는 식(16)의 조건을 적용한다[5].

$$d\Phi_s = 1, \quad \text{if } |\overline{\Phi}_s| \leq |\overline{\Phi}_s^*| - |\Delta\overline{\Phi}_s|$$

$$d\Phi_s = 0, \quad \text{if } |\overline{\Phi}_s| \geq |\overline{\Phi}_s^*| + |\Delta\overline{\Phi}_s| \quad (14)$$

$$dT_e = 1, \quad \text{if } |T_e| \leq |T_e^*| - |\Delta T_e|$$

$$dT_e = 0, \quad \text{if } T_e \geq T_e^* \quad (15)$$

$$dT_e = -1, \quad \text{if } |T_e| \geq |T_e^*| + |\Delta T_e|$$

$$dT_e = 0, \quad \text{if } T_e \leq T_e^* \quad (16)$$

히스테리시스 밴드 폭의 선택 ($2|\Delta\Phi_s|$)은 대단히 중요한 영향을 가져온다. 즉 적은 폭의 선택은 시스템의 제어기능을 상실하게 되고, 바로 제로상태로 되는 것은 토크의 진동을 발생하는 원인이 된다. 그러므로 최적의 룩업 테이블은 고정자 쇄교자속의 공간벡터의 정확한 위치정보가 필수적이다. 고정자 쇄교자속은 식(1)로 표시되며, 고정자 자속각은 고정자 기준 좌표계에서 d축 및 q축 고정자 쇄교자속 성분의 추정된 값을 사용하여 결정할 수 있다. 고정자 쇄교자속 공간벡터의 섹터선택에 따른 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블은 표 1에서 나타내었다[10].

표 1. 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블
Table 1. Optimal voltage switching vector look-up table

$\Delta\Phi_s$	ΔT_e	Sect. 1	Sect. 2	Sect. 3	Sect. 4	Sect. 5	Sect. 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	$\overline{V_5}$	$\overline{V_6}$	$\overline{V_1}$	$\overline{V_2}$	$\overline{V_3}$	$\overline{V_4}$

4. 제어시스템 구성

직접 고정자 자속과 토크제어에 의한 고성능 유도전동기의 속도센서 없는 제어시스템을 디지털로 구현하기 위하여 그림 4와 같은 제어시스템을 구성하였다. 속도제어는 PI제어기를 사용하였으며, 토크 및 고정자 자속 추정은 전동기 단자에서 측정된 전압전류를 사용한 전압-전류 모델관측기를 이용하였으며, 속도추정은 모델기준적용 시스템을 적용하였다. 자속은 2레벨로, 토크는 3레벨의 히스테리시스 밴드 제어를 사용하였다. 부하는 전동기와 직결된 직류발전기의 부하저항을 사용하였다. 디지털 제어를 위한 제어기는 TI사의 TMS320C31 DSP 제어기를 사용하여 모든 제어는 소프트웨어로 제어 할 수 있도록 구성하였다.

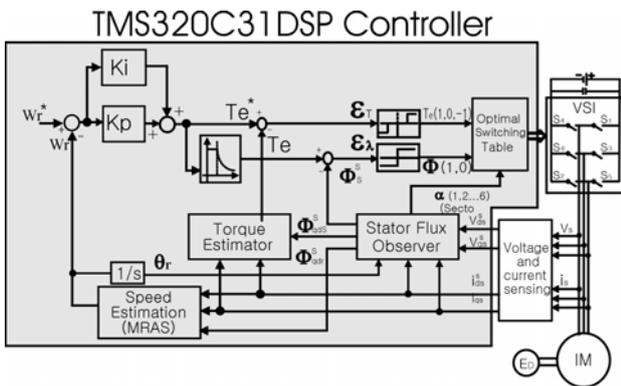


그림 4. 제시된 속도검출기 없는 유도전동기 제어시스템
Fig. 4. Proposed Speed Sensorless Control System of Induction Motor

5. 시뮬레이션

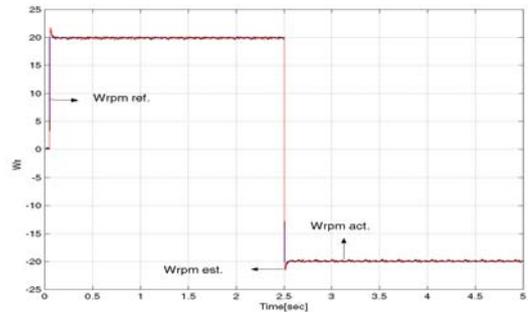
본 연구에서 제안된 제어알고리즘과 구동시스템의 성능을 평가하기 위하여 MathWork사의 Matlab Simulink 프로그램

을 사용하여 저속영역과 고속영역에서 시뮬레이션을 실시하였다. 제어기의 정수결정은 시행오차에 의하여 결정하였으며, 시뮬레이션 및 실험에 적용된 전동기의 정격 및 정수는 표 2와 같다.

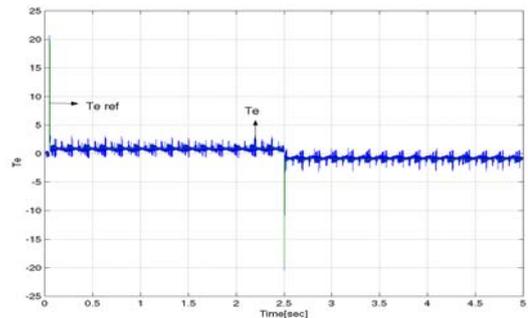
표 2. 적용된 전동기의 정격
Table 2. Ratings of applied motor

정격극수	2극	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[Ω]
회전자상수	0.102	Rr	0.773[Ω]

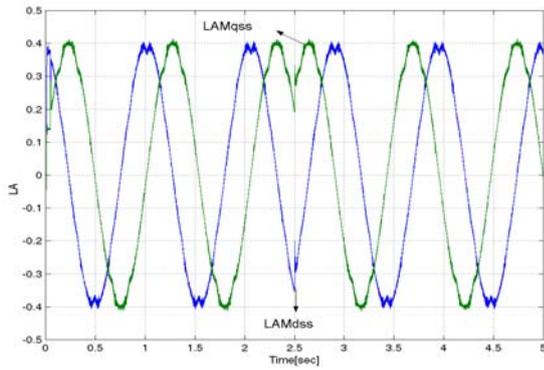
그림 5는 저속영역인 20[rpm]에서 5초 동안 정역운전으로 속도제어를 한 경우로, (a) 속도제어 응답특성, (b) 토크제어 응답특성, (c) d-q축 고정자 자속파형, 그리고 (d)는 d-q축 고정자 전류파형을 보여준 것이다. 그림 6은 고속영역인 1000[rpm]에서 5초 동안 정역운전으로 속도제어를 한 경우로, (a)는 속도제어 응답특성, (b) 토크제어 응답특성, (c)는 d-q축 고정자 자속의 응답파형, 그리고 (d)는 d-q축 고정자 전류파형을 보여준 것이다.



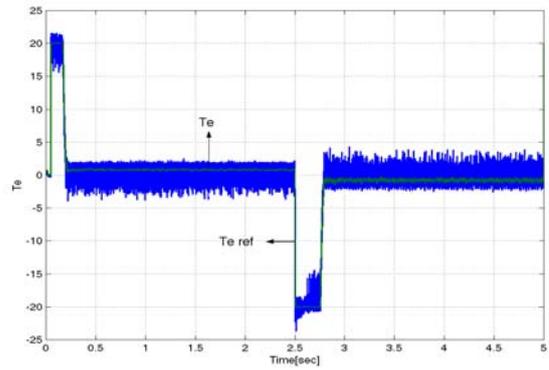
(a) 속도제어 응답특성
 (a) Response characteristics of speed control



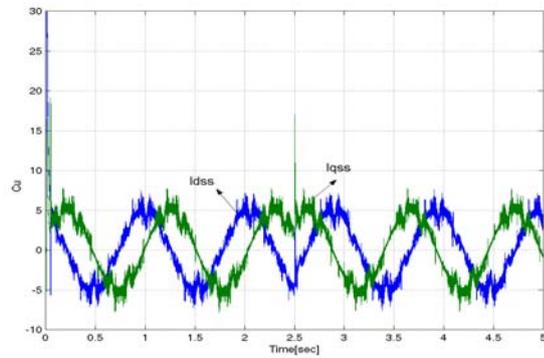
(b) 토크제어 응답특성
 (b) Response characteristics of torque control



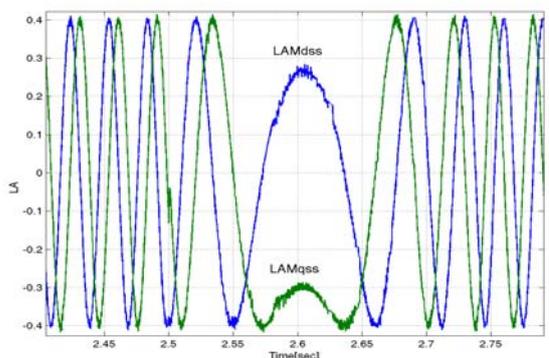
(c) d-q축 고정자 자속파형
(c) Stator flux waveform of d-q axes



(b) 토크제어 응답특성
(b) Response characteristics of torque control

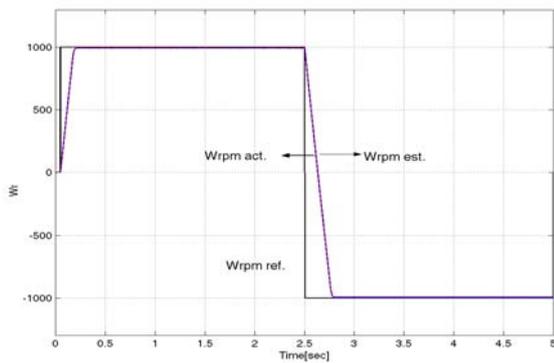


(d) d-q축 고정자 전류파형
(d) Stator current waveform of d-q axes

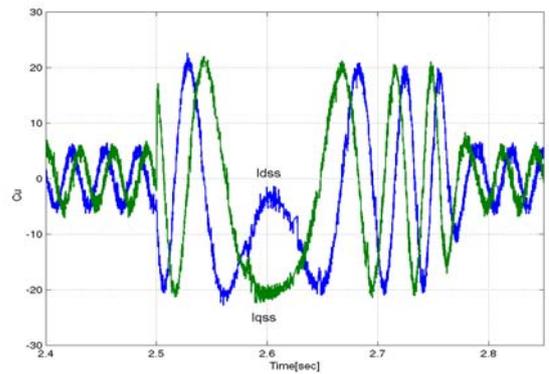


(c) 과도상태에서 d-q축 고정자 자속파형
(c) Stator flux waveform of d-q axes in transient state

그림 5. ±20rpm에서 제시된 시스템의 시뮬레이션 결과
Fig. 5. Simulation results of proposed drive system at ±20rpm



(a) 속도제어 응답특성
(a) Response characteristics of speed control



(d) 과도상태에서 d-q축 고정자 전류파형
(d) Stator current waveform of d-q axes in transient state
그림 6. ±1000rpm에서 제시된 시스템의 시뮬레이션 결과
Fig. 6. Simulation results of proposed drive system at ±1000rpm

6. 실험결과 및 검토

6.1. 실험결과

실험에 적용된 제어용 DSP는 TI사의 TMS320C31 60[MHz]을 사용하였다. 전류제어 주기는 100[usec], 속도제어 주기는 1[msec], 속도추정 주기는 100[usec]로 설정되었으며, 실제 실험에 사용된 제어기의 정수는 표 3과 같다.

그림 7은 실 시스템의 저속영역에서 실험결과를 보여준 것으로, +20[rpm]에서 -20[rpm]으로 정역의 지령 속도를 주었을 때의 응답특성으로, (a)는 속도제어 (ω_{rpm}^* , ω_{rpm}) 응답특성, (b)는 과도상태의 확장된 속도제어 응답특성, (c)는 토크제어 (T_e^* , T_e) 응답특성, (d)는 고정자 자속파형 (Φ_{ds} , Φ_{qs}), 그리고 (e)는 d-q축 고정자 전류파형 (I_{ds} , I_{qs})을 보여주고 있다.

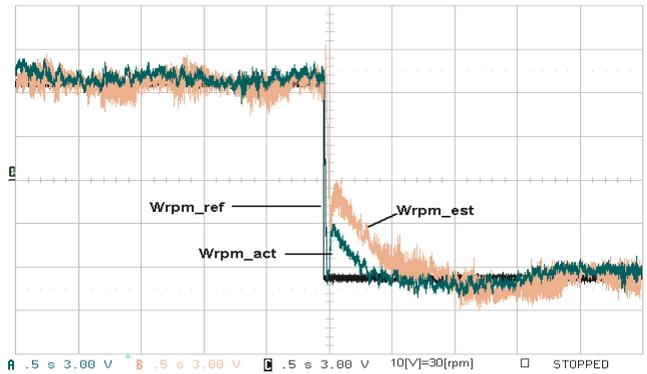
그림 8은 실 시스템의 저속영역에서 실험결과를 보여준 것으로, +50[rpm]에서 -50[rpm]으로 정역의 지령 속도를 주었을 때의 응답특성으로, (a)는 속도제어 응답특성, (b)는 과도상태의 확장된 속도제어 응답특성, (c)는 토크제어 응답특성, (d)는 고정자 자속파형, 그리고 (e)는 d-q축 고정자 전류파형을 보여주고 있다.

그림 9는 전 부하 인가상태에서 고속영역인 ± 1000 rpm (+1000 ~ -1000)의 정역운전에서 속도제어의 실험결과를 보여준 것이다. (a)는 속도제어 응답특성, (b)는 과도상태인 +1000에서 -1000rpm으로 변화될 때 확대한 속도응답 특성, (c)는 토크제어 응답특성, (d)는 정상상태에서 d-q축 고정자 자속파형, (e)는 고정자 자속의 리사쥬 도형, 그리고 (f)는 과도상태에서 d-q축 고정자 전류파형을 보여준 것이다. 실험결과에서 알 수 있는 바와 같이 본 논문에서 제안된 속도검출기 없는 제어시스템은 동적 응답특성은 물론 저속에서 속도제어가 잘 이루어짐을 알 수 있었으며, 토크와 자속 역시 과도상태에서 잘 추종되어 가고 있음을 볼 수 있었다.

표 3. 적용된 제어기의 파라미터

Table 3. Applied Control parameters

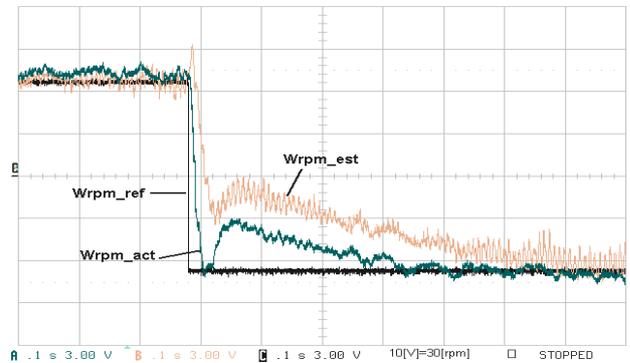
자속 히스테리시스 제어기의 밴드 = $T_e^* \times 0.03$ 토크 히스테리시스 제어기의 밴드 = $ \Phi_{ds}^* \times 0.03$ 속도 추정 주기 = 100[usec] 전류 제어 주기 = 100[usec] 속도 제어 주기 = 1[msec]	
속도 제어기	$K_{SP} = 5.1$ $K_{SI} = 0.875$
Adaptive mechanism	$K_{WP} = 1000,$ $K_{WI} = 16000$



x축 = 0.5[sec/div], y축 = 9[rpm/div]

(a) 속도제어 응답특성

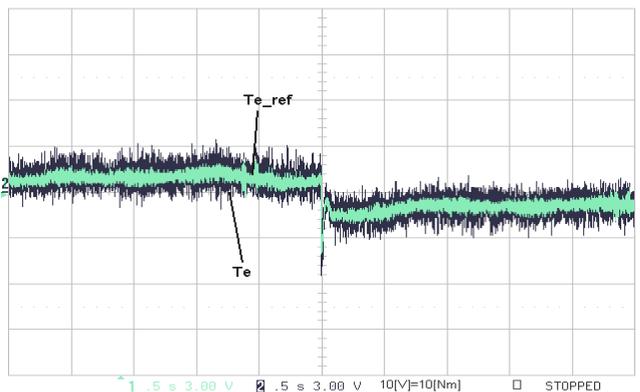
(a) Response characteristics of speed control



x축 = 0.1[sec/div], y축 = 9[rpm/div]

(b) 과도상태에서 확장된 속도응답

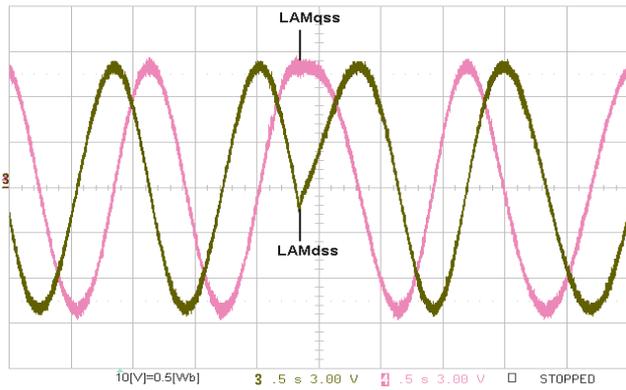
(b) Expanded speed response in transient state



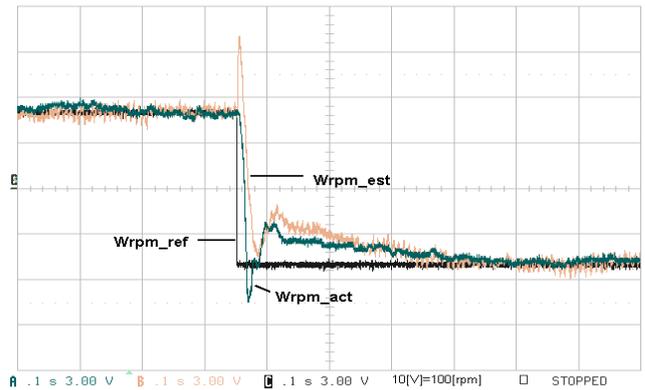
x축 = 0.5[sec/div], y축 = 3[Nm/div]

(c) 토크제어 응답특성

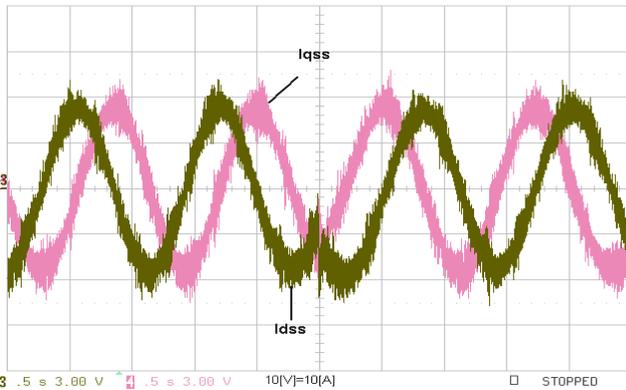
(c) Response characteristics of torque control



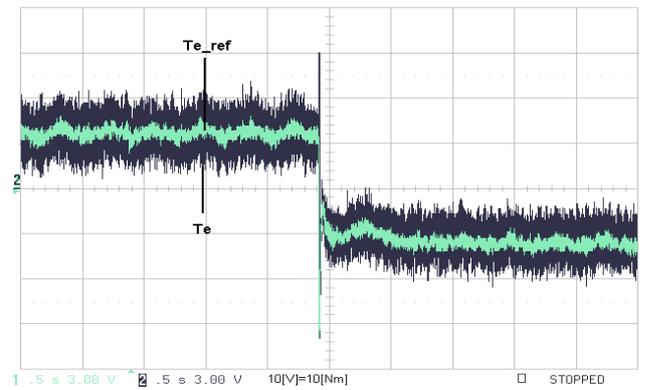
x축 = 0.5[sec/div], y축 = 0.15[Wb/div]
 (d) 과도상태에서 d-q축 고정자 자속파형
 (d) Stator flux waveform of d-q axes in transient state



x축 = 0.1[sec/div], y축 = 30[rpm/div]
 (b) 과도상태에서 확장된 속도응답
 (b) Expanded speed response in transient state

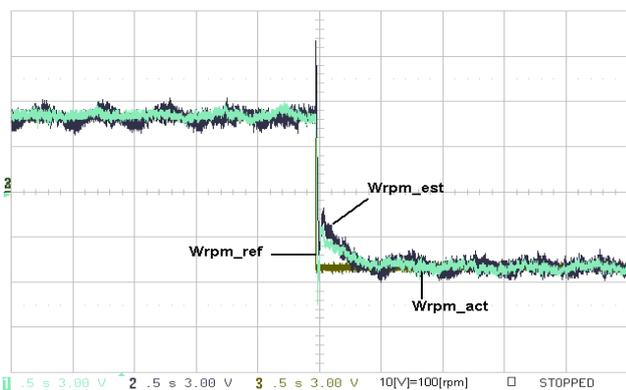


x축 = 0.5[sec/div], y축 = 3[A/div]
 (e) d-q축 고정자 전류파형
 (e) Stator current waveform of d-q axes

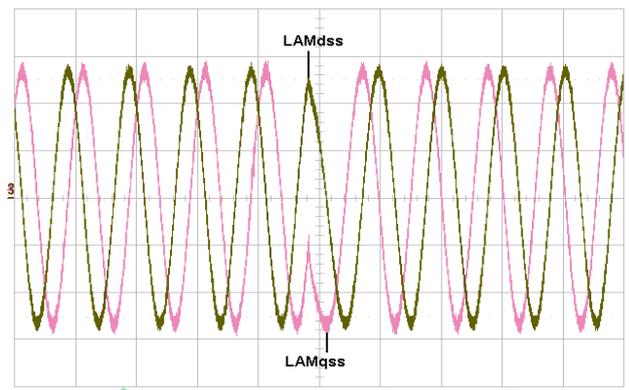


x축 = 0.5[sec/div], y축 = 3[Nm/div]
 (c) 토크제어 응답특성
 (c) Response characteristics of torque control

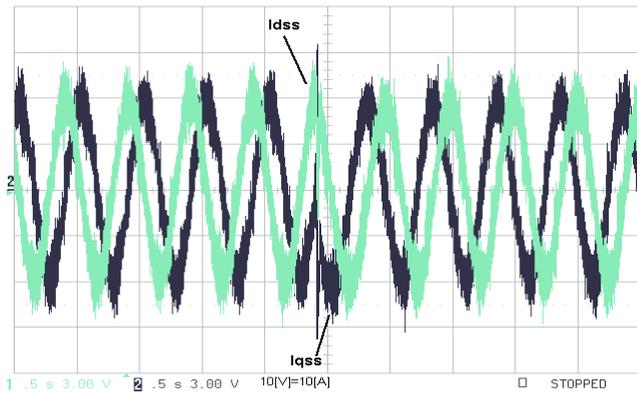
그림 7. ±20rpm에서 제시된 구동시스템의 실험결과
 Fig. 7. Experiment results of proposed drive system at ±20rpm



x축 = 0.5[sec/div], y축 = 30[rpm/div]
 (a) 속도제어 응답특성
 (a) Response characteristics of speed control



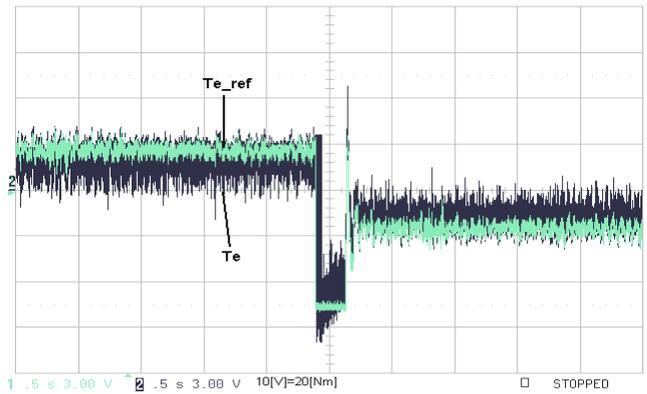
x축 = 0.5[sec/div], y축 = 0.15[Wb/div]
 (d) 과도상태에서 d-q축 고정자 자속파형
 (d) Stator flux waveform of d-q axes in transient state



x축 = 0.5[sec/div], y축 = 3[A/div]

(e) d-q축 고정자 전류파형

(e) Stator current waveform of d-q axes

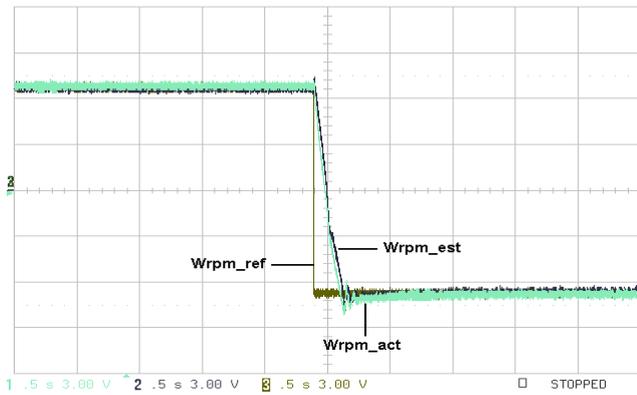


x=0.5[sec/div], y=6[Nm/div]

(c) 토크제어 응답특성

(c) Response characteristics of torque control

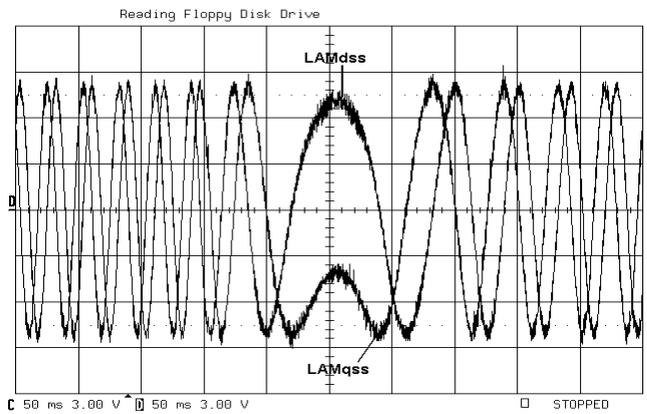
그림 8. ±50rpm에서 제시된 구동시스템의 실험결과
Fig. 8. Experiment results of proposed drive system at ±50rpm



x=0.5[sec/div], y=450[rpm/div]

(a) 속도제어 응답특성

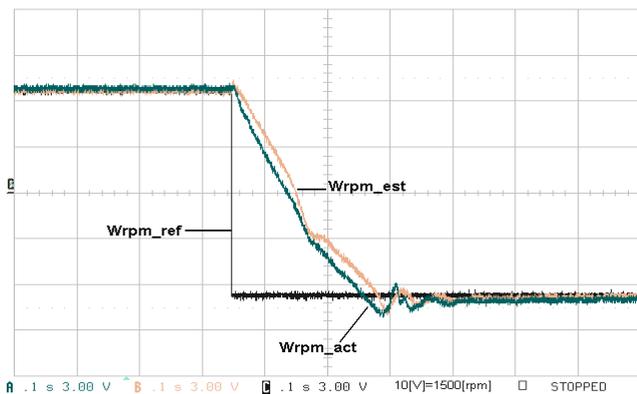
(a) Response characteristics of speed control



x=50[msec/div], y=0.15[Wb/div]

(d) 과도상태에서 d-q축 고정자 자속파형

(d) Stator flux waveform of d-q axes in transient state

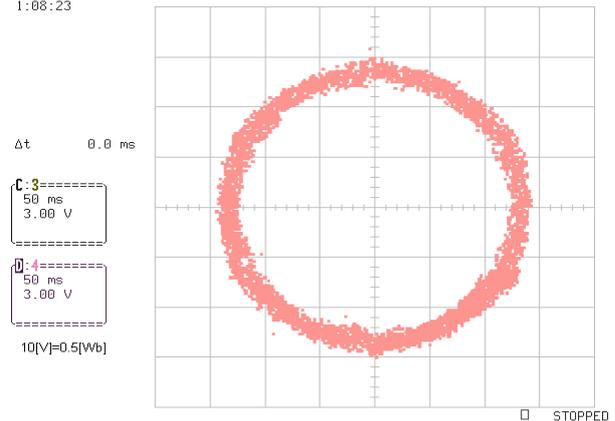


x=0.1[sec/div], y=450[rpm/div]

(b) 과도상태에서 확장된 속도응답

(b) Expanded speed response in transient state

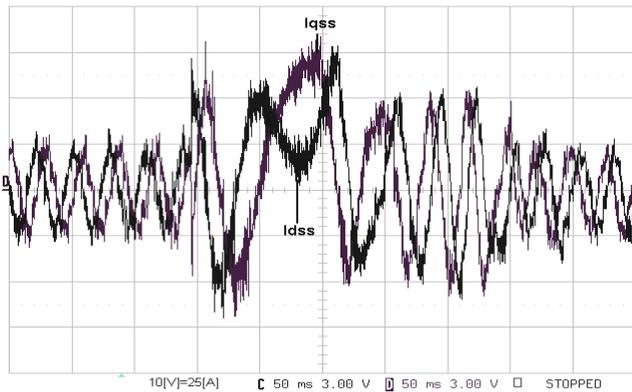
17-Jan-02
1:08:23



x=0.15[Wb/div], y=0.15[Wb/div]

(e) 고정자 자속의 리사쥬 도형

(e) Lissajous figure for stator flux



x=50[msec/div], y=7.5[A/div]

(f) d-q축 고정자 전류파형

(f) Stator current waveform of d-q axes

그림 9. ±1000rpm에서 제시된 구동시스템의 실험결과

Fig. 9. Experiment results of proposed drive system at ±1000rpm

6.2. 결과 검토

범용 유도전동기를 사용하여 정격속도에서 정격부하를 인가하였을 때, 제시된 직접토크제어에 속도제어 시스템은 시뮬레이션 결과와 실 시스템 구현에 의한 실험에서 얻어진 결과는 거의 일치됨이 확인되었으며, 일반적으로 저속영역인 ±20rpm에서 보다 고속영역인 ±1000rpm에서 더 우수한 특성이 얻어 짐을 보여주고 있다. 또한 제시된 시스템은 속도제어에서 빠른 응답특성과 정밀한 제어특성이 얻어짐이 확인되었다. 그러나 시뮬레이션 결과는 물론 실험결과에서도 토크 응답특성은 리플이 큰 것을 보여주고 있는데 이는 직접토크 제어 기법이 가지는 결점으로 사료되며 앞으로 해결되어야 할 연구과제로 사료된다.

7. 결 론

최근 급속도로 발전되고 있는 산업분야에서 정밀구동용 제어시스템은 고도의 정밀도와 빠른 응답특성을 갖는 시스템이 필수적이다. 속도검출기를 사용하여 벡터제어 이론을 도입한 제어시스템이 정밀제어에 많이 적용되고 있지만, 검출기 있는 시스템은 복잡하고, 가격과 유지비를 증가시키며, 기계적 강인성과 신뢰성을 떨어뜨릴 뿐 아니라 적용 환경에 따라 존재하는 잡음에 매우 취약하고, 많은 연산이 요구되는 제어 알고리즘으로 인하여 필수적으로 복잡한 하드웨어와 고속의 프로세서를 사용하여야만 구현이 가능하였다.

이에 따라 본 연구에서는 범용 유도전동기를 고성능 정밀 제어용 시스템에 이용하기 위하여 빠른 동적 응답특성이 얻어지는 직접토크제어 방식을 적용하여 속도검출기 없이 고성능제어를 할 수 있는 제어 알고리즘을 제시하고, 이 알고리즘에 의하여 속도제어 범위가 넓은 디지털 속도제어 시스템을 구현하였다. 시스템 구성에 있어서 직접토크제어 시스템의 성능에 대단히 큰 영향을 주는 자속을 고속에서 뿐 아니라 저속에서도 적용할 수 있게 하기 위해서 페루프 자속관측기

를 사용하였으며, 속도 추정은 모델기준적응제어 기법을 TI사의 DSP인 TMS320C31을 이용하여 최소한의 하드웨어만 이용하고 모든 제어는 소프트웨어적으로 제어될 수 있는 제어시스템을 제시하였다. 제안된 제어 알고리즘과 시스템의 적용가능성과 응답특성을 검증하기 위하여 IGBT 전압원 인버터에 2.2Kw 범용 유도전동기를 사용하여 시뮬레이션과 실험을 실시하였다. 실험결과 제시된 알고리즘과 구동시스템은 정격부하에서 ±20rpm과 ±50rpm의 저속영역과 ±1000rpm의 고속영역에서도 정역 운전의 우수한 고성능 동적 특성이 얻어짐을 확인하였다.

이 연구는 한국과학재단 목적기초연구 (과제번호: 2000-1-302-00-021-20) 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] Min-Huei Kim and James C. Hung, "Vector Control system for Induction motor without Speed Sensor at very Low Speed," IECON'95, 1995, pp. 524-529.
- [2] Colin Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational," IEEE Trans. on IA, Vol.28, No.5, 1992, pp.1054-1062.
- [3] Joachim Holtz, "Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives," IEEE-IA. Conference, 1993, pp.649-654.
- [4] Young-Real Kim, Seung-Ki Sul and Min-Ho Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter," IEEE Trans. on IA, Vol.30, No.5, 1994, pp. 1225-1233.
- [5] Fang-Zheng Peng and Tadashi Fukao, "Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor," IEEE Trans. on IA, Vol. 30, No.5, 1994, pp.1234-1240.
- [6] I. D. Landau, "A Survey of Model Reference Adaptive Techniques Theory and Applications," Automatica, Vol.10, 1974, pp.353-379.
- [7] 김민회, "저속영역에서 속도검출기 없는 유도전동기의 강인성 적응제어 시스템," 한국산업응용학회 논문지, Vol. 2, No. 2, pp. 91-102, 1999. 10. 30.
- [8] 김민회, 김남훈, 김민호, "직접 토크 및 자속 제어에 의한 유도전동기의 위치제어 시스템" 대한 전기학회 논문지, 제49P권 제2호 pp.22-28, Cct 2000.
- [9] Bimal K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives," IEEE Press, pp. 454-478, 1996.
- [10] Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control," Oxford Press, 1998.
- [11] Iron Boldea "Electric Drives," CRC Press, 1999.
- [12] Peter Vas, "Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives," Oxford Press. 1999.

- [13] M. Depenbrock, "Direct Self-Control(DSC) of Inverter-Fed Induction Machine," IEEE Trans. Power Electronics, Vol.3, pp.420-429, Oct. 1988.
- [14] 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.
- [15] Sayeed Mir. Malik, E. Elbuluk and Donald S. Zinger, "PI and Fuzzy Estimators for Turing the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines," IEEE Trans. PE., Vol. 13, No. 2, pp. 279-387, March 1998.
- [16] Hoang Le-Huy, "Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor," PESC'99, pp. 1245-1252, 1999.
- [17] Jun-Koo Kang and Seung-Ki Sul, "New Direct Torque Control of Induction motor for Minimum Torque ripple and Constant Switching Frequency," IEEE Trnas. IA, Vol. 35, No. 5, pp. 1076-1082, Sep./Oct., 1999.
- [18] Cristan Lascu and Ion Boldea, "A modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive," IEEE Trans. IA. Vol. 36, No.1, pp122-130, 2000.
- [19] Jehudi Maes, and Jan A. Melkebeek, "Speed-sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an adaptive flux observer," IEEE Trans. IA. Vol. 36, NO. 3, pp.778-785, May/June 2000.
- [20] P. L. Jansen, and R. D. Lorenz, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observes for the field oriented IM drives," IEEE Trans. IA., Vol. 30, pp.101-110, Jan/Feb. 1994.
- [21] Joachim Holtz, "Dynamic Analysis and Sensorless Control of Induction Motors," Tutorial Text Book, IECON-2000 Conference, 2000, pp.51-67.

저 자 소 개



김민회(金 玟 會)

1953년 7월 23일 생. 1974년 영남대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1979년 3월~현재 영남이공대학 전기전자계열 교수. 1993년 7월~1995년 8월 미

국 테네시 주립대학교 전기공학과. 전력전자응용연구센터(PEAC) 연구교수. 1996년 8월 IECON'96 최우수 논문상 수상. 현재 당 학회 분부편집위원, 전기기기 및 에너지변환시스템학회 협동이사

Tel : (053)650-9263

Fax : (053)624-4736

E-mail : mhkim@ync.ac.kr



김남훈(金 男 堧)

1973년 6월 12일 생. 1998년 삼척대학교 제어계측공학과 졸업. 2000년 영남대학교 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 박사과정

Tel : 053)650-9263,

Fax : (053)624-4736

E-mail : cop1288@yahoo.com



백원식(白 元 植)

1970년 10월 20일생. 1996년 계명대학교 수학과 졸업. 2000년 9월~2001년 현재 영남대학교 대학원 전기공학과 석사과정

Tel : 053)650-9263,

Fax : (053)624-4736

E-mail : priwsb@hanmail.net