

직접벡터제어에 의한 산업용 전동기의 구동시스템 구현

(Implementation of Industrial AC Motor Drive Using the Direct Vector Control)

손진근* · 박종찬** · 문학룡*** · 김병진*** · 전희종****

(Jin-Geun Shon · Jong-Chan Park · Hark-Yong Moon · Beung-Jin Kim · Hee-Jong Jeon)

요 약

본 논문에서는 유도전동기의 가변속 구동시 제어성능이 우수한 직접벡터 제어시스템에 관하여 연구하였다. 벡터제어시 필요한 전동기의 자속정보는 폐환제어의 장점이 있는 자속연산형을 사용하여 구하였으며, 이때의 모델은 회전자 회로의 전류모델 방식을 이용하였다. 또한 회전자 좌표계에서의 자속관측기를 구성하여 고정자 좌표계 사용시 나타날 수 있는 $d-q$ 축 간섭현상 및 이산화의 오차를 경감시켰다. 디지털 시뮬레이션을 통하여 원활한 제어특성이 나타남을 입증하였으며 고성능 DSP소자 및 고속 IGBT를 채용한 인버터 드라이브 시스템을 구현하여 그 특성을 확인하였다.

Abstract

In the field of industrial drives, the vector control of the induction motor has been widely used to achieve the good control performance. In this paper, to require the information of rotor flux in direct vector control scheme, the flux observer by current model of rotor circuit is used. This flux observer is not only available at low-speed region but good for the error reduction by feedback properties. Also, employing the flux observer on rotor reference frame, the robustness of decoupling control to the observation of rotor flux can be achieved. Through digital simulation and DSP-based IGBT inverter system, the validity for practical implementation is verified.

1. 서론

산업현장에서 주 동력원으로 사용되고 있는 유도 전동기의 제어는 전력전자 소자의 발전 및 벡터제어 기법의 개발에 힘입어 타여자 직류전동기에 필적할

수 있는 성능을 갖게 되었다. 이러한 고성능의 벡터 제어 기법을 구현하기 위해서는 회전자 쇄교자속 벡터에 대한 정확한 정보획득이 필수적이다[1, 2].

자속의 정보를 얻기 위한 방법에 따라서 벡터제어 기법은 간접벡터와 직접 벡터제어기법으로 크게 구분할 수 있다. 직접 벡터제어는 자속벡터를 직접 검출하거나 또는 연산에 의하여 매순간 얻는 방식이며 이는 폐환제어의 방식을 취하는 것이다[3]. 그리고 간접 벡터제어는 자속벡터를 검출이나 연산을 직접 행하지 않고 전동기의 속도폐환과 미리 구할 수 있는 슬립지령에 의하여 자속정보를 얻는 방식으로서

* 정회원 : 경원전문대 전기과 전업강사.

** 정회원 : 오산대학 전기과 교수

*** 정회원 : 숭실대 대학원 전기공학과 박사과정

**** 정회원 : 숭실대 공과대학 전기공학과 교수

접수일자 : 1998. 7. 21.

이는 전향(feedforward)보상의 제어방식이다[4]. 따라서 자속의 정보획득 측면에서 간접 벡터제어는 구현이 용이하다는 장점이 있지만 폐환제어방식의 직접 벡터제어기법 보다는 자속의 연산 오차가 크게 나타난다는 단점이 존재하게 된다.

한편, 직접 벡터제어는 자속 검출형과 연산형으로 크게 구분할 수 있다. 자속검출형은 고정자 슬롯에 검색코일 등을 이용하여 자속을 검출하지만 기계적으로 결합하기가 어렵고, 노이즈에 취약하며, 비경제적이기 때문에 많이 사용되지 않으며 일반적으로는 자속연산형을 사용하여 자속정보를 얻는다[5].

이러한 자속연산형은 고정자회로의 전압모델과 회전자회로의 전류모델 방식으로 구분된다. 고정자 전압모델은 고정자전압을 적분하여 자속을 얻는 방식인데 적분시 누적오차가 발생하며, 저속영역에서는 연산이 어렵고, 고정자 저항변동에 영향을 받는 단점이 있다. 반면에 회전자 전류모델은 회전자 속도와 고정자 전류로부터 자속을 연산하는 방법이며 저속에서도 사용 가능하고, 고정자 저항값을 사용하지 않기 때문에 이 값의 변동에 영향받지 않는 장점을 가지고 있다. 그러나 이 방식에서도 여타의 연산방식과 마찬가지로 회전자의 저항값 변동에 영향을 받게 되므로 이에 대한 보상을 수행한다면 보다 정확한 자속정보를 얻을 수 있다.

따라서 본 논문에서는 자속연산에 대한 오차의 경감효과 및 저속영역에서도 보다 안정하게 연산할 수 있는 회전자 전류모델의 자속관측기를 구성하여 이를 직접 벡터제어기법에 적용하는 구현방법 등에 관하여 연구하였다. 또한, 회전자 좌표계에서의 자속관측기를 구성하여 고정자 좌표계 사용시 나타날 수 있는 $d-q$ 축 상호 간섭현상 및 이산화의 오차를 경감시켰다.

디지털 시뮬레이션을 통하여 제안된 방법의 원활한 제어성능을 확인할 수 있었으며, DSP 소자 및 2.2 [kW] 유도전동기 구동용 IGBT 인버터에 의한 실험을 수행하여 그 유용성을 입증하였다.

2. 자속관측기의 구성

유도전동기에 대한 고성능 응답특성을 얻기 위해서는 고정자 전류를 자속성분과 토크 성분으로 분

리하여 각각을 독립적으로 제어 할 수 있어야 한다. 이를 위하여 고정자 전류를 자속벡터에 기준하여 제어하는데 이 기법을 벡터제어 또는 자속기준제어라고 한다. 이때 자속성분전류는 항상 자속벡터, 즉 동기회전좌표계의 d 축과 일치하도록 하여 토크성분전류를 자속벡터와 직교하도록 제어한다.

유도전동기의 벡터제어시 자속과 토크를 독립적으로 제어하기 위해서는 제어변수들이 동기 회전좌표계 상에서 표현되므로 직류량이지만 실제 전동기에 흐르는 전류는 정지된 고정자를 기준으로 하는 정현파 교류이므로 이 값을 동기 좌표계의 직류값으로 변환해야한다. 이를 위해서는 동기속도로 회전하는 단위벡터 즉 자속벡터에 대한 정보를 알아야만 한다.

이러한 자속벡터를 얻기위하여 본 논문에서는 벡터제어 중에서도 오차경감에 효과적인 폐환 제어형식의 자속연산형 방식을 채용하고, 전속도 제어영역에서의 자속연산을 수행하기 위하여 회전자 회로의 전류모델을 사용하고, 비간섭화의 연산을 위하여 회전자 좌표계에서의 자속관측기를 구성하며 이는 다음의 과정을 거친다.

좌표축이 동기속도 ω_e 로 회전한다면 유도전동기의 $d-q$ 축으로 표현된 등가회로의 고정자, 회전자 전압 방정식(V_{ds}^e, V_{dr}^e)은 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} V_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{qs}^e + \omega_e \lambda_{ds}^e \\ V_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{ds}^e - \omega_e \lambda_{qs}^e \\ V_{qr}^e &= R_r i_{qr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \\ V_{dr}^e &= R_r i_{dr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \end{aligned} \tag{1}$$

여기서, $d-q$ 축에 대한 고정자 및 회전자 전류는 i_{ds}^e, i_{dr}^e 으로, 고정자 및 회전자 쇄교자속은 $\lambda_{ds}^e, \lambda_{dr}^e$ 으로, 고정자 및 회전자 저항은 R_s, R_r 으로, 회전자 각속도는 ω_r 로 표기하였다.

또한 동기회전 좌표계에서의 $d-q$ 축 회전자 쇄교자속에 대한 상호인덕턴스(L_m), 회전자 자기인덕턴스(L_r)등의 관계는 다음과 같다.

$$\lambda_{qr}^e = L_r \cdot i_{qr}^e + L_m \cdot i_{qs}^e \tag{2}$$

$$\lambda_{dr}^e = L_r \cdot i_{dr}^e + L_m \cdot i_{ds}^e \quad (3)$$

농형 유도전동기의 $d-q$ 축 회전자 전압방정식(1)에 식(2)와 (3)의 회전자 전류관계를 각각 대입하면 식(4),(5)와 같이 동기 회전자좌표계에서의 전압방정식으로 표현할 수 있다[1-3].

$$0 = -\frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds}^e + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad (4)$$

$$0 = -\frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs}^e + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^e + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (5)$$

식(2), (3)과 마찬가지로의 방법으로 고정자 자기인덕턴스(L_s)의 관계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\lambda_{qs}^e = L_s \cdot i_{qs}^e + L_m \cdot i_{qr}^e \quad (6)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s \cdot i_{ds}^e + L_m \cdot i_{dr}^e \quad (7)$$

식(2), (3)의 관계에서 회전자 전류를 식(6), (7)에 각각 대입하여 λ_{ds}^e 와 λ_{qs}^e 를 정리하고 정리된 자속식을 또한 식(1)의 고정자 전압방정식(v_{ds}^e)에 대입 정리하면 다음의 관계를 얻을 수 있다.

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + L_\sigma \frac{d}{dt} i_{ds}^e - L_\sigma \omega_e i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} \omega_e \lambda_{qr}^e \quad (8)$$

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + L_\sigma \frac{d}{dt} i_{qs}^e + L_\sigma \omega_e i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^e + \frac{L_m}{L_r} \omega_e \lambda_{dr}^e \quad (9)$$

여기서 $L_\sigma = L_s \cdot \sigma$ 이며 $\sigma = (1 - L_m^2 / L_s \cdot L_r)$ 는 누설계수이다. 식(8), (9)의 관계에서 $\omega_e = 0$ 로 놓으면 고정자 좌표계(stator reference frame)가 되며, 이들 고정자 회로의 전압식에 적분을 취하면 회전자 자속을 구할수 있다. 그러나 이러한 고정자회로의 전압모델은 역기전력이 작은 저속 영역에서는 고정자

임피던스 강하의 영향으로 연산값이 정확치 않고, 적분시에는 측정변수의 오프셋 때문에 적분기가 포화되기 쉽고, 고정자 저항값의 변동에 크게 영향을 받는 단점이 있다[4].

이러한 단점을 극복하기 위하여 회전자 회로의 전류모델을 적용할 필요가 있으며, 이는 식(4), (5)를 이용하여 고정자 좌표계에서의 회전자 자속을 식(10), (11)과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \lambda_{dr}^s = \frac{R_r}{L_r} L_m i_{ds}^s - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr}^s - \omega_r \lambda_{qr}^s \quad (10)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{qr}^s = \frac{R_r}{L_r} L_m i_{qs}^s - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^s + \omega_r \lambda_{dr}^s \quad (11)$$

이들의 식은 직접 측정 가능한 고정자 전류값과 회전자 속도를 이용하여 구할 수 있는 1계 미분방정식의 형태이다. 그러나 고정자 좌표계에서의 자속관측식은 $d-q$ 축 상호간에 간섭항 $\omega_r \lambda_{dr}^s, \omega_r \lambda_{qr}^s$ 이 존재하고 있으며, 이들 항은 외란성분으로 작용한다는 단점을 초래하고 있다[8,9].

식(10), (11)과 마찬가지로 회전자 좌표계(rotor reference frame)에서도 회전자 자속을 얻을 수 있는데 이는 식(4), (5)에서 $\omega_e = \omega_r$ 로 놓으면 다음과 같이 1계 미분방정식의 형태로 회전자 좌표계에서의 회전자 자속을 구할 수 있다. 또한 이들의 식을 벡터 미분방정식으로 정리하여 다시쓰면 식(14)와 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \lambda_{dr}^r = \frac{R_r}{L_r} L_m i_{ds}^r - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^r \quad (12)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{qr}^r = \frac{R_r}{L_r} L_m i_{qs}^r - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr}^r \quad (13)$$

$$\lambda_{dr}^r = \frac{L_m}{(1 + p \frac{L_r}{R_r})} \cdot i_{ds}^r \quad (14)$$

따라서 식(12)와 식(13)에서 얻어진 자속은 좌표변환이 필요하지만 비간섭(decoupling)화 형태로 회전자 쇄교자속을 연산할 수 있다. 상호간섭항의 존재는 자속관측기의 외란 성분으로 작용하여 성능을 저하시키는 요인이 된다. 또한 고정자 및 회전자 좌표계의 두 자속관측기는 연속 시간계에서는 동일한 전달 특성을 갖지만 디지털 제어를 할 경우에는 회전자

좌표계에서의 이산화 오차가 고정자 좌표계에서의 오차보다 적게 나타난다[8,9].

또한 식(14)에서 알 수 있듯이 자속연산은 1계 미분방정식 형태로 나타나지만 마이크로프로세서를 이용하여 충분히 처리가 가능하며, 전속도 제어범위에서 안정하게 동작이 가능하며, 특히 고정자 저항값을 사용하지 않았으므로 이 값의 변동에 대해서는 근본적으로 강인하다는 장점이 있다. 그러나 이 방식에서도 여타의 연산방식과 마찬가지로 회전자 저항의 변동에 영향을 받게 되므로 보다 정확한 자속정보를 얻기 위해서는 이 값의 변동에 대하여 고려를 해야 할 것이다.

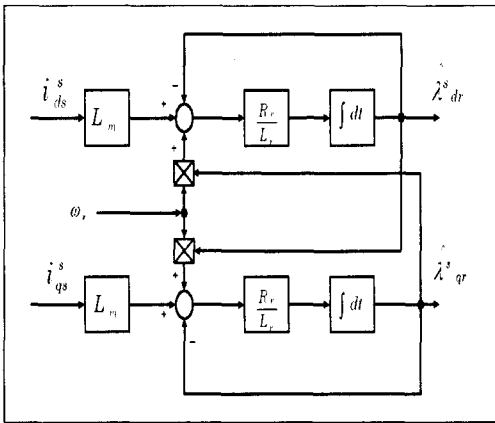


그림 1. 고정자 좌표계에서의 자속관측기
Fig. 1. Flux observer on stator reference frame.

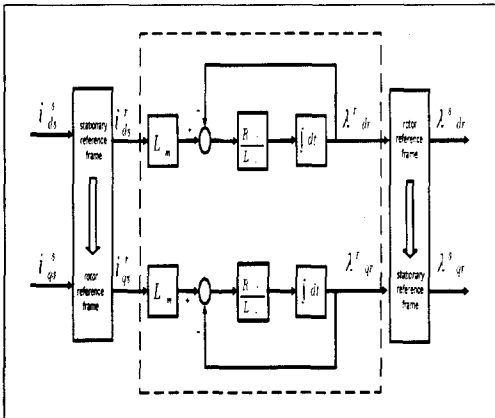


그림 2. 회전자 좌표계에서의 자속관측기
Fig. 2. Flux observer on rotor reference frame.

그림1과 그림2에서는 위에서 설명한 고정자 및 회전자 좌표계에서의 자속관측기에 대한 실현기법을 각각 나타낸 것이다.

3. 직접 벡터제어의 구성

벡터제어에서의 좌표변환 목적은 유도전동기에 대한 전압, 전류 등의 제어를 교류 값으로 선정하여 제어하지 않고 직류량으로 대체하거나 전류제어기의 직류출력을 교류량으로 변환하여 제어하고자 하는데 있다. 그림 3은 자속관측기 내부에서 이러한 좌표변환을 설명하고자 하는 페이지도를 나타낸 것이다.

회전자 좌표계($d^r - q^r$)에서 구한 식(12), (13)의 회전자 자속을 고정자 좌표계($d^s - q^s$)로 변환하려면 그림 3에 근거하여 식(15)와 같은 과정을 거친다.

$$\begin{pmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_{dr}^r \\ \lambda_{qr}^r \end{pmatrix} \quad (15)$$

따라서 $d^s - q^s$ 좌표계에 관한 회전자 자속 λ_{dr}^s , λ_{qr}^s 를 구할 수 있다. 여기에서 $d^r - q^r$ 좌표계와 $d^s - q^s$ 좌표계에서의 위상각 θ_r 은 전동기의 회전자 속도검출기로부터 구한 ω_r 을 적분하여 얻는다.

또한 벡터제어는 회전자 자속기준제어를 행하는 것이며 이 경우에는 회전자 좌표계에서의 회전자 쇠교자속벡터를 $|\lambda_{dq}^r| = \lambda_e^e = \text{constant}$, $\lambda_{qr}^e = 0$ 의 관계로 설정한 것이 되므로 자속각은 식(16)과 같이 구할 수 있다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \right) \quad (16)$$

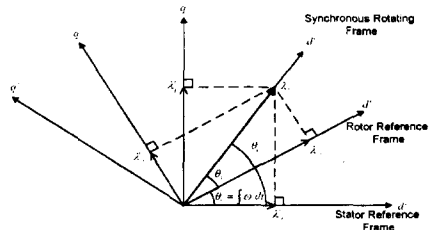


그림 3. 좌표변환 페이지도
Fig. 3. Phasor diagram of frame transformation.

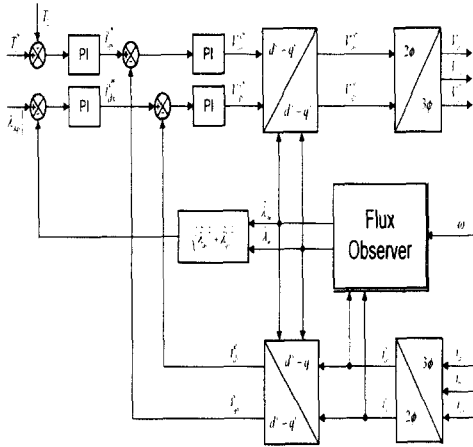


그림 4. 자속관측기와 좌표변환 관계
Fig. 4. Relationship between flux observer and frame transformation.

따라서 전류제어기에서나 전압변조 발생부에서는 전류, 전압의 지령값은 동기 회전 좌표계의 값이다. 이것을 실제 유도전동기 구동 인버터에 지령하기 위해서는 고정자 좌표계로 변환해야 한다. 이러한 변환은 식(17)과 같은 과정을 거친다.

$$\begin{pmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds}^{**} \\ i_{qs}^{**} \end{pmatrix} \quad (17)$$

그림 4는 전동기의 회전자 각속도 및 측정 고정자 전류에 의하여 자속관측기를 구성하고 이에 의한 좌표변환과의 관계 및 제어기와의 관계를 나타내는 그림이다. 이때의 각 제어기는 정상상태에서의 오차를 제거하기 위하여 동기좌표계에서의 PI제어기로 구성하였으며 전압의 변조방식은 전압이용률이 높은 공간전압벡터 PWM기법을 사용하였다.

4. 시뮬레이션 결과 및 검토

자속관측기의 구성에 의한 직접 벡터제어기법 적용의 유도전동기 동특성을 시뮬레이션으로 확인하여 보았다. 스위칭 소자는 이상적이라 가정하고 PWM전압이 전동기 모델에 직접 인가되며 전류검출은 고정자 및 회전자의 자속을 추정하여 각 상의 전류를 계산하였고 속도 피드백은 전동기의 관성모멘트, 발생토크 및 부하토크에 의하여 계산된다.

제어 프로그램은 DSP칩의 실행시간을 고려하여

스위칭 주파수를 10[kHz]로 설정하였다. 따라서 공간전압벡터 PWM의 스위칭 ON/OFF 시간계산 수행은 각 50[μsec], 전류제어는 100[μsec]이며 전류제어 시간과 동일한 루프에서 자속연산이 수행되고 회전자 저항추정과 속도제어는 전류나 자속의 변화보다 천천히 변화되므로 500[μsec]마다 제어되도록 설정하여 시스템이 무한 루프로 수행하도록 하였다. 사용된 3상 농형 유도전동기의 파라미터 및 정격은 표1과 같다.

표 1. 농형 유도전동기의 파라미터 및 정격
Table 1. The parameters and ratings of the used squirrelcage induction motor.

정격 및 파라미터	값 [단위]
정격출력	2.2 [kW]
정격전압	250 [V]
정격속도	1420 [rpm]
Rr	0.925 [Ω]
Rs	1.45 [Ω]
Lm	96.7 [mH]

그림 5는 직접 벡터제어기법에 의한 유도전동기의 속도제어시 과도응답 파형을 각각 나타낸 그림이다. 전동기의 속도를 100[rpm]으로 운전하다 1,500[rpm]으로 계단입력을 주었으며 약 3초 후에는 1,500[rpm]에서 100[rpm]으로 속도지령을 가변시켰다. 속도응답 소요시간은 각각 약 300[ms]로 동일하게 나타났으며, 토크분전류(I_{qs}), 자속분 전류(I_{ds}), 상전류(I_a) 모두 정상적으로 동작하고 있다.

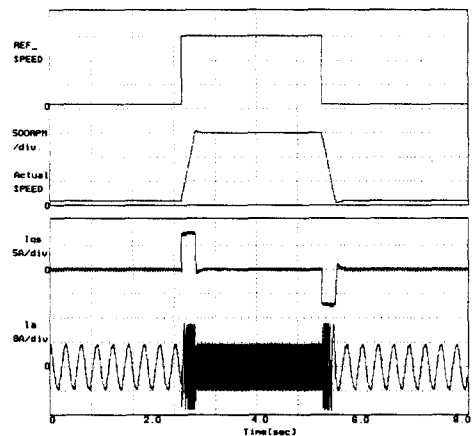


그림 5. 속도가변에 따른 벡터제어 응답
Fig. 5. Vector control response for speed variation.

직접벡터제어에 의한 산업용 전동기의 구동시스템 구현

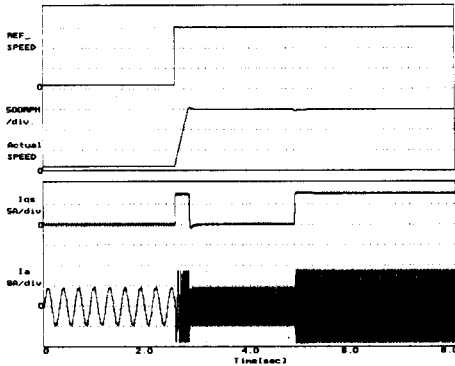


그림 6. 부하가변에 따른 속도제어 응답
Fig. 6. Speed control response for load variation.

그림 6은 정격의 속도범위에서 정격부하를 인가하였을 경우의 응답파형을 각각 나타낸 것이다. 1,500 [rpm]으로 속도를 인가한 한 후 약 3초 뒤에 정격의 부하토크로 가변시켰으나 속도제어기의 특성은 정상적으로 동작하였다. 그림 7은 무부하에서 역방향으로 400[rpm]으로 운전하다 약 1초 지점에서 정방향의 600[rpm]으로 운전하는 경우이다. 정역회전시의 응답 소요시간은 약 200[ms]이며 상전류가 양호하게 위상 반전되고 있다.

그림 8은 1,500[rpm]회전시 고정자 좌표계에서 추정된 d-q축 회전자 자속의 리사주 파형과 각각의 d-q축 자속파형을 나타낸 것이다. 정상적인 자속추정에 의하여 왜곡이 거의 없이 정현파가 생성됨을 알 수 있다.

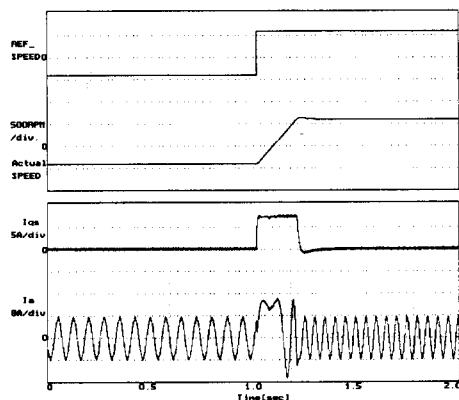


그림 7. 정·역 운전시의 과도 응답
Fig. 7. Dynamic response at forward-reverse operation.

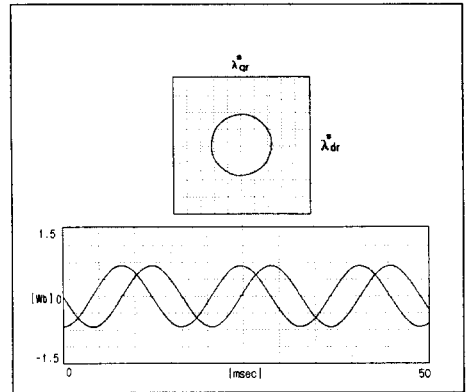


그림 8. d-q축 회전자 자속의 리사주와 파형
Fig. 8. Lissajous and waveforms of d-q axes rotor flux.

5. 실험 및 결과고찰

제어알고리즘의 유용성을 입증하기 위하여 2.2 [kW] 유도전동기를 대상으로 IGBT인버터 시스템에 적용하여 실험을 행하였다. 본 알고리즘을 수행하기 위하여 주 프로세서는 DSP(TMS320C31)를 사용하여 실시간 처리하였다. PC에서 작성한 제어 알고리즘 프로그램을 인텔헥사형식으로 변환한 후 직렬포트를

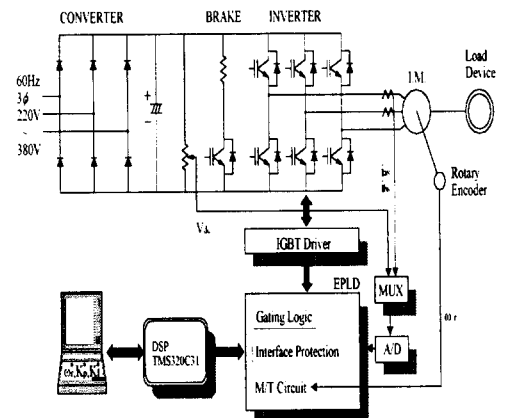


그림 9. 실험장치의 전체 다이어그램
Fig. 9. Overall diagram of the experimental equipments.

통하여 DSP 타겟보드에 다운로드시켜 실시간 처리하였다. IGBT 제어부에서는 주 스위칭소자를 제어할 뿐만 아니라 과전류 등의 검출신호를 출력하도록 하여 시스템을 보호하도록 구성하였다. 전류제어의 샘플링 주기는 시뮬레이션 조건과 동일하게 100[μs]로 설정하였으며, 전압변조 기법은 전압 이용률이 좋은 공간 전압벡터 PWM 기법을 이용하였다. 대부분의 주변 제어회로는 EPLD EPM7128을 사용하여 처리하였다. 이에대한 전체시스템 구성도는 그림 9와 같다.

그림 9에서의 전체 시스템을 제어하기 위하여 설계된 디지털 제어기의 구성을 그림 10에 나타내었다. 디지털 제어기는 크게 CPU, 메모리, 외부 신호와의 인터페이스부, 신호제어 및 인버터의 IGBT 게이팅 신호를 발생하는 논리부분으로 구성하였다.

CPU는 고성능 DSP인 TI사의 TMS320C31을 사용하였다. 이 프로세서의 주 특징은 60[nsec]의 단일 사이클 명령어 처리 시간을 가지면서 32[bit]의 부동소수점 연산이 가능하기 때문에 실시간 처리에 유용하다. 또한 메모리부에는 시스템 초기화 및 통신에 필요한 필요한 정보가 저장되어 있는 EPROM이 있으며, 제어프로그램은 인텔헥사형식으로 변환한 후 직렬포트를 통하여 수신되도록 SRAM을 실장하였다.

인터페이스부는 아날로그신호 처리부, 디지털신호 처리부 및 통신부로 구성하였다. 아날로그신호 처리부는 제어 및 동작상태 감시를 위해 필요한 전압센서 및 전류센서로부터 검출된 인버터와 전동기의 전

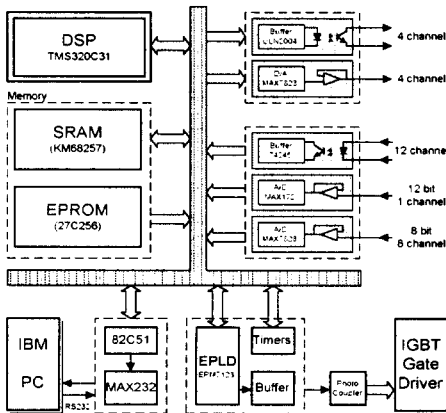


그림 10. 디지털 제어기의 구성
Fig. 10. Configuration of digital controller.

압과 전류를 취득하는 부분이다. 입력된 아날로그 신호는 A/D 컨버터를 거쳐 디지털 값으로 변환하며 이때 사용된 A/D컨버터는 12[bit]의 정밀도를 가지는 Max172를 사용하였다.

또한 내부에서 계산되어진 디지털 값의 출력을 위해서 8[bit]의 D/A 컨버터를 사용하였다. 디지털 신호처리부는 신호발생부와의 절연을 위하여 포토커플러를 사용하였다. 이 부분에서 처리되는 신호로는 검출된 속도신호, 시퀀스 동작을 위한 각종 접점들의 신호 및 접점제어 신호들이 있다.

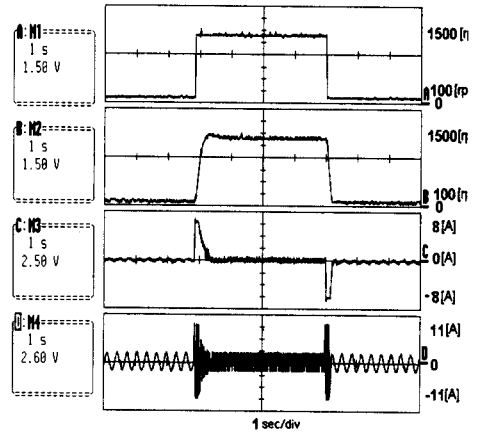


그림 11. 속도변화에 따른 벡터제어 응답
Fig. 11. Vector control response for speed variation. (a) command speed (b) actual speed (c) Iqs_real (d) Ias_real

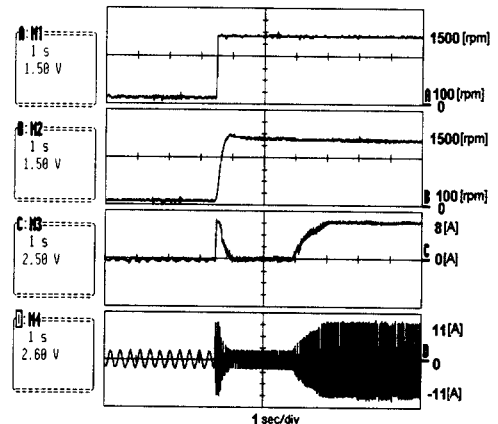


그림 12. 정격 부하인가에 따른 속도제어 응답
Fig. 12. Speed control response for rated load variation. (a) command speed (b) Actual speed (c) Iqs_real (d) Ias_real

직접벡터제어에 의한 산업용 전동기의 구동시스템 구현

다음의 실험결과들은 시뮬레이션의 조건과 동일한 조건에서 실험한 파형들이다. 그림 11은 직접벡터 제어 기법에 의한 유도전동기의 가변속 구동시 과도 응답 특성을 나타낸 것이다. 100[rpm]에서 운전중 1,500[rpm]으로 속도가변 하였으며 다시 100[rpm]으로 변화시킬때의 응답을 나타내었다. 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 각각 300[ms]의 응답시간이 소요됨을 볼 수 있다.

그림 12는 사용 유도전동기의 정격속도에서 정격 부하 인가시 직접벡터제어에 속도제어기의 과도 특성을 나타낸 것으로서 부하변동에 대하여도 속도가 원활히 제어됨을 볼 수 있다. 그림 13에서는 역방향 -400[rpm]에서 정방향 600[rpm]으로 속도지령을

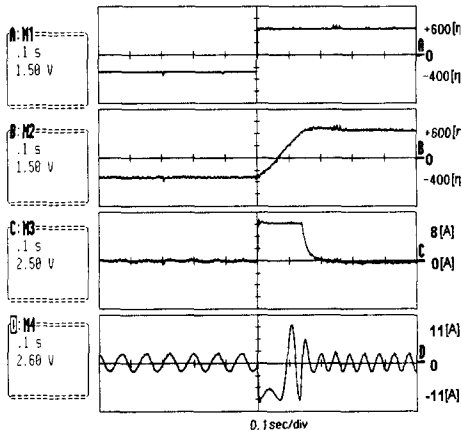


그림 13. 정·역 운전시의 과도 응답
Fig. 13. Dynamic response at forward-reverse operation. (a) command speed (b) actual speed (c) I_{qs_real} (d) I_{as_real}

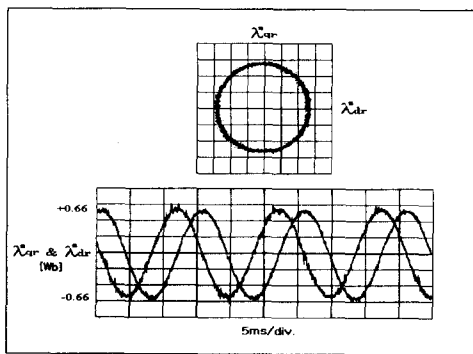


그림 14. d-q축 회전자 자속의 리사주와 파형
Fig. 14. Lissajous and waveforms of d-q axes rotor flux.

정역 인가하였을 경우의 응답파형이다. 이때의 응답 시간은 약 200[ms]로서 시뮬레이션 결과와 동일하다.

그림 14는 $d-q$ 축 회전자 자속 추정의 리사주 파형과 고정자 좌표계에서의 $d-q$ 축에 대한 각각의 추정 자속을 나타낸다. 이때의 전동기 운전속도는 1500[rpm]으로 운전되고 있으며 추정 회전자 자속파형은 정현적으로 출력되고 있으며 90° 의 위상차를 유지하고 있음을 나타내고 있다. 이들의 결과는 시뮬레이션의 응답특성 결과와 매우 일치하고 있음을 확인할 수 있다.

6. 결론

산업현장에서 널리 이용되고 있는 전동기는 유도 전동기가 차지하고 있으며, 이에 대한 고성능의 벡터 제어 기법을 구현하기 위해서는 회전자 자속정보를 알아야만 한다. 본 논문에서는 자속의 정보를 얻기 위한 방법으로 궤환제어의 장점이 있는 자속연산형을 사용하였으며, 이때의 모델은 회전자 회로의 전류 모델 방식을 이용하였다. 이러한 모델의 자속관측기의 구성은 적분 등을 필요로 하지 않기 때문에 누적 오차 없이 전 속도제어 범위에서 유효한 자속연산을 할 수 있었으며, 또한 고정자 저항값을 사용하지 않았으므로 이 값의 변동에 대해서도 강인하게 하였다. 아울러 회전자 좌표계에서의 자속관측기를 구성하여 오차의 경감효과를 증대시켰다. 따라서 회전자 저항 값의 변동에 대한 보상이 이루어진다면 보다 강인한 시스템이 구축될 것이라 생각된다.

디지털 시뮬레이션을 통하여 제안된 방법의 타당성과 고응답 특성을 확인할 수 있었으며, 2.2 [kW] 유도전동기 구동용 인버터에 의한 실험을 수행하여 그 유용성을 입증하였다.

참고문헌

- [1] T. Ohtani et al., "A New Method of Torque Control Free From Motor Parameter Variation in Induction Motor Drives," IEEE Trans. on I-A, Vol.22, No.2, pp.203-209, April 1986.
- [2] Geng Yang and Tung-Hai Chin, "Adaptive-Speed Identification Scheme for Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive," IEEE Tran. on Industrial Applications, Vol.29, No.4, pp.820-825, 1993.

[3] Jenifer Stephan and Marc Bodson, "Real-Time Estimation of Parameters and Fluxes of Induction Motors," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.30, No.3, pp.746-759, 1994.

[4] L. J. Garces, "Parameter Adaptation for the Speed Controlled Static AC Drive With a Squirrel-cage Induction Motor," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-16, No.2, pp. 173 - 178, March/April 1980.

[5] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Tuka, "New Control Method of Inverter-Fed Induction Motor Drive by Using State Observer With Rotor Resistance Identification," Elec. Eng. Japan, Vol. 105, No. 5, pp.119-127, 1985.

[6] Y. S. Kung, C. M. Liaw, and M. S. Ouyang, "Adaptive Speed Control for Induction Motor Drives Using Neural Networks," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-42, No. 1, pp. 25-32, February 1995.

[7] S. N. Vukosavic and M. R. Stojic, "On-Line Tuning of the Rotor Time Constant for Vector-Controlled Induction Motor in Position Control Applications", IEEE Trans. on Industry Electronics, Vol. 40, No.1, pp.130-138, 1993.

[8] 堀 洋一 外 3人, "誘導機の磁束オブザーバの離散形實現と電動機定數變動に對する低感度化," 日本電氣學會論文誌 D, 108, pp.665-671, 1988. 7.

[9] J. Böcker and J. Janning, "Discrete-Time Flux Observer for PWM Fed Induction Motors," Proc. of EPE, Florence, pp.171-176, 1991.

박종찬(朴鍾讚)

1955년 12월 19日生. 1988년 숭실대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 숭실대학교 대학원 전기공학과 재학(박사과정) 1993년~현재 오산대학 전기과 조교수.

문학룡(文學龍)

1963년 11월 12日生. 1990년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1993년 숭실대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 숭실대학교 대학원 전기공학과 박사과정

김병진(金炳鎭)

1970년 6월 26日生. 1994년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1996년 숭실대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 숭실대학교 대학원 전기공학과 박사과정

전희종(田喜鐘)

1953년 1월 6日生. 1975년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1977년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1977년~1981.8. 공군사관학교 전자공학과 교수부. 1987년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1995년 9월~1996년 4월 Univ. of Victoria. CA. 객원교수. 1983년~현재 숭실대학교 공과대학 전기공학과 교수.

◇ 저자소개 ◇

손진근(孫珍勛)

1964년 8월 13日生. 1990년 숭실대학교 전기공학과 졸업. 1992년 숭실대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 숭실대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사) 1992년~95년 현대중공업(주) 중앙연구소 주임연구원. 1997년~현재 경원전문대학교 전기과 전임강사.