

산업설비 적용을 위한 유도전동기의 고성능 벡터제어에 관한 연구

(A Study on the High-Performance Vector Control of Induction Motor for Industrial Application)

孫珍勳* · 金鎮祥** · 金炳鎮** · 金國鎮* · 田喜鍾***

(Jin-Geun Son · Jin-Sang Kim · Beung-Jin Kim · Kuk-Jin Kim · Hee-Jong Jeon)

요 약

본 논문에서는 산업용 구동력으로써 대부분을 차지하는 유도전동기의 가변속 구동시 성능이 우수한 벡터제어 시스템에 관하여 연구하였다. 유도전동기의 회전자 각속도와 고정자 전류에 의한 간접적인 회전자 기준자속 추정방식을 채택하였으며, 이때의 전류제어기는 상호 간섭이 일어나지 않는 비간섭 동기회전좌표계 PI제어기를 구성하여 시스템을 견실하게 하였다. 공간전압벡터 변조기법을 적용하여 전압 이용율의 향상과 전류제어가 용이하도록 하였다. 기기의 모델링 및 디지털 시뮬레이션을 통하여 속응성과 원활한 제어특성이 나타나는 유도전동기 구동시스템임을 입증하였다.

Abstract

This paper deals with the modeling and simulation to control the torque and speed of an induction motor using field-oriented control method. Rotor flux is estimated using the indirect sensing method based on the rotor circuit equation in the synchronously rotation reference frame, and slip angle and rotor position are calculated from rotor angular velocity and stator current. As results of modeling and digital simulation with a voltage source inverter, it is shown that the proposed scheme gives good static and dynamic performance to the induction motor drive.

1. 서 론

많은 산업현장에서 전동기는 산업용 구동력으로써 광범위하게 사용되어 왔으며, 이의 가변속 구동장치는 산업의 발전과 더불어 에너지의 절약

이나 품질의 향상을 목적으로 하여 전 산업분야에서 그 적용범위가 날로 확대되고 있다. 특히, 산업용 주 동력원인 유도전동기의 구동장치는 전력용 반도체 소자의 발달과 고성능 마이크로 프로세서의 출현에 의한 전력전자 기술의 비약적인 발전으로 종전의 직류전동기와 동등한 성능을 낼 수 있도록 제어하는 것이 가능하게 되었다.

가변속 전동기 구동시스템에서 주로 요구되는 성능은 속도변화나 부하변동에 대한 고응답성과 전동기 매개변수 변화에 대한 강인성 등이며 적용

*正會員 : 숭실대학교 전기공학과 박사과정

**正會員 : 숭실대학교 전기공학과 박사과정

***正會員 : 숭실대학교 전기공학과 교수

接受日字 : 1995年 5月 17日.

분야에 따라서 몇몇 다른 요구 조건들이 있다. 특히 견인전동기 구동시스템 또는 고속 엘리베이터 시스템과 같은 경우에는 전동기의 빠른 가속 특성과 정밀성 그리고 강인한 토크 및 고속 운전 능력을 필요로하며 이들 시스템에는 주로 벡터제어 기법을 이용한 구동장치들이 널리 적용되고 있다.^{1), 2)}

이들의 벡터제어 기법에는 크게 직접벡터제어와 간접벡터 제어방식으로 나눌 수 있다. 직접 벡터제어 방식은 자속 검출 센서를 이용하여 전동기 공극자속의 각도 정보를 얻어 내거나 전동기의 단자전압을 측정해서 적분하는 방법등이 있으나 자속검출 센서사용시 전동기와의 결합이 어렵고 설치환경에 민감하여 신뢰성을 떨어뜨리는 요인이 된다. 이에 반해 간접벡터 제어방식은 전동기의 단자조건에 의존하지는 않으나 공극자속과 기준속을 일치 시키기위한 정확한 속도 정보를 필요로 하고, 슬립 각속도는 회전자 시정수와 토크분 전류와 자속분 전류의 비와의 곱으로 계산된다.^{3), 4)} 간접 벡터제어는 직접벡터 제어에 비해 구현이 간단하고 전동기의 전속도 영역에서 사용할 수 있다. 따라서 대부분의 상용제품들은 속도센서를 이용한 간접 벡터제어 기법을 사용하고 있다.^{4), 5)}

본 연구에서는 유도전동기의 회전자 속도센서와 고정자 기준치전류를 이용한 간접적인 회전자 기준자속 추정방식을 채택하여 벡터 제어시스템을 구성하고자 한다. 이때의 회전자 자속벡터의 각속도는 과도상태에서 간섭이 일어나지 않도록 비간섭 제어를 행하여 동기좌표계 PI전류제어기로 구성하였다. 전압변조에 있어서는 전압이용율의 향상과 전류제어가 용이한 공간 전압벡터 변조방식을 적용하였다.

따라서 본 연구에서는 이러한 시스템을 적용하여 비교적 외란에 강인한 제어 특성을 가지며 정토크 영역과 정출력 영역 전 구간에서의 속응성과 원활한 제어성을 가지는 고성능 벡터제어 구동장치에 관하여 논하였으며, 기기의 모델링에 따른 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 이의 타당성을 입증하였다. 이의 모델링과 시뮬레이션 결과를 토대로, 공작기계용 주축전동기 및 견인전동기

구동시스템과 전기자동차, 고속엘리베이터 등 부하의 변동에 따른 속도 변동을 제어할 필요가 있는 곳, 고속응답과 고 토크, 고 정밀 구동이 요구되는 시스템에 널리 적용이 가능하리라 생각된다.

2. 간접 벡터제어 알고리즘

유도전동기의 벡터 제어는 타여자 직류전동기와 같이 유도전동기의 1차 전류를 자속성분과 토크성분 전류로 분리하여, 자속성분 전류는 항상 기준자속벡터와 일치하도록 하며 토크성분 전류는 기준자속 벡터와 직교하도록 하여 고응답 토크가 발생할 수 있도록 1차 전류를 제어하는 것이다. 일반적인 유도 전동기의 모델링을 통한 등가회로에서 기기의 동기 회전좌표계에서 3상 유도 전동기의 d-q축 전압방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -W_s L_m & pL_m & -W_s L_m \\ W_s L_s & R_s + pL_s & W_s L_m & pL_m \\ pL_m & -W_s L_m & R_r + pL_r & -W_s L_r \\ W_s L_m & pL_m & W_s L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,

$V_{ds}, V_{qs}, I_{ds}, I_{qs}$: d-q축 고정자의 전압과 전류

$V_{dr}, V_{qr}, I_{dr}, I_{qr}$: d-q축 회전자의 전압과 전류

W_s : 회전자 자속의 동기 각속도

W_r, W_d : 회전자 각속도 및 슬립 각속도

R_s, R_r : 고정자 및 회전자의 저항

L_s, L_r : 고정자 및 회전자의 자기 인덕턴스

L_m : 고정자와 회전자의 상호 인덕턴스

$p = \frac{d}{dt}$: 미분 연산자

회전자의 자속 벡터 관계식을 식(2)로 표현하고 총 누설 계수를 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$\lambda_q = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \quad (2-a)$$

$$\lambda_d = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \quad (2-b)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (3)$$

$$V_{ds} = (R_s + \sigma L_s p) I_{ds} - \sigma W_s L_s I_{qs} + \left(\frac{L_m}{L_r} \right) p \lambda_{dr} - \left(\frac{L_m}{L_r} \right) W_s \lambda_{qr} \quad (4-a)$$

$$V_{qs} = (R_s + \sigma L_s p) I_{qs} + \sigma W_s L_s I_{ds} + \left(\frac{L_m}{L_r} \right) p \lambda_{qr} - \left(\frac{L_m}{L_r} \right) W_s \lambda_{dr} \quad (4-b)$$

농형 유도기의 고정자측 전압은 식(2)의 관계를 식(1)의 방정식에 대입하여 식(4)와 같이 얻을 수 있고, 또한 농형 유도전동기의 2차측 유기 전압은 영이므로, 마찬가지로 관계를 이용하여 자속에 관계되는 식을 (5)와 같이 얻을 수 있다.

$$-R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right) I_{ds} + \left(\frac{R_r}{L_r} + p \right) \lambda_{dr} - W_s \lambda_{qr} = 0 \quad (5-a)$$

$$-R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right) I_{qs} + \left(\frac{R_r}{L_r} + p \right) \lambda_{qr} + W_s \lambda_{dr} = 0 \quad (5-b)$$

여기에서 유도전동기 토크의 고응답 특성을 얻기 위해서는 고정자 전류를 자속성분전류(I_{ds})와 토크성분 전류(I_{qs})로 분류하여 각각을 독립적으로 제어할 수 있어야 한다. 이를 위하여 고정자전류를 자속벡터에 기준하여 제어하는데 이 기법을 벡터제어(Vector Control) 혹은 자속기준제어(Field-oriented control)라고 한다.⁹⁾

따라서 이들을 분리제어(decoupling control)하기 위한 조건으로는 식(6)과 같이 놓는다. 즉 동기속도로 회전하고 있는 회전자 기준자속벡터와 동기 회전좌표계의 d축을 일치시키면 q축의 회전자 자속성분은 사라지게 된다. 따라서 d축의 자속성분이 전체의 자속이 되며 이를 상수로 하면 식(6)과 같이 된다.

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (6-a)$$

$$\lambda_{dr} = \lambda_r \quad (6-b)$$

한편 슬립각속도를 $W_{sl} = W_e - W_r$ 로 정의하고 식(6)의 조건을 이용하여 식(5)에 각각 대입하여 일련의 대수연산 과정을 거치면 다음과 같은 자속과 슬립에 관한 관계식이 얻어진다.

$$\frac{L_r}{R_r} p \lambda_{dr} + \lambda_{dr} = L_m I_{ds} \quad (7)$$

$$W_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{L_m}{\lambda_{dr}} I_{qs} \quad (8)$$

식(7)에서 정상상태의 λ_{dr} 이 시간 변화에 관계없이 일정한 자속제어일 경우 $p \lambda_{dr} = 0$ 이 성립하므로

식(9)와 같이 쓴다.

$$\lambda_r = L_m I_{ds} \quad (9)$$

식(9)를 이용하여 전기적 토크 식을 산출하면 식(10)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} I_{ds} I_{qs} \quad (10)$$

이는 I_{ds} 를 일정하게 유지하면 토오크는 I_{qs} 에 선형적으로 비례함을 의미한다. 식(8)은 회전자와 회전자 자속벡터 사이의 슬립 각속도로 표시된 식이며 이때 λ_r (식(9))의 값은 회전자 기준자속 벡터의 추정된 값이 된다. 따라서 회전자 기준자속 벡터의 각속도를 식(11)과 같이 표현할 수 있다.

$$W_e^* = W_r + \frac{R_r I_{qs}^*}{L_r I_{ds}^*} \quad (\text{단 } * : \text{ 기준치}) \quad (11)$$

따라서 자속벡터의 회전각은 식(12)처럼 표현할 수 있으며 그림1에 간접벡터 제어의 페이저도를 나타내었다.

$$\theta_e = \int_0^t W_e^* dt = \int_0^t (W_{sl} + W_r) dt \quad (12)$$

결국 식(11)에서 보는 바와 같이 회전자 기준자속벡터의 각속도는 단자전압이나 전류를 측정하지 않고 기준 토크 전류와 자속전류로부터 슬립각 속도를 계산하고, 이에 회전자 속도를 더하여 간접적으로 자속 각속도를 제어하는 방식임을 알 수 있으며 이의 방식을 간접벡터 제어 방식이라 한다. 직접벡터 제어방식은 자속검출센서를 사용하거나 전동기의 단자전압을 측정하여 적분을 취한후 회전자 쇄교자속을 알아내는 방법이 있으나 이는 저속에서 단자전압이 낮아 회전자자속을 계산하기 힘든 단점이 있다. 따라서 간접벡터 제어방식에서는 단자전압을 이용치 않으므로

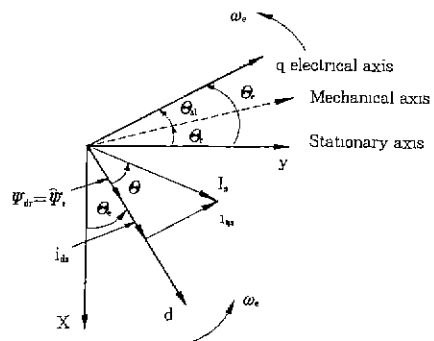


그림 1. 간접벡터제어를 위한 페이저 다이어그램
Fig. 1 Phase diagram for indirect vector control

저속에서부터 고속영역까지 전 구간 운전이 가능함을 알 수 있으며 특히 시스템 구성이 간단한 장점이 있다. 그러나 전동기의 회전자 시정수의 변화에 영향을 받기 쉽다.

3. 비간섭 제어와 전압 벡터의 변조

본 연구에서의 전류제어 기법으로는 동기 좌표계에서의 PI제어기를 이용한다. 일반적인 정지 좌표계에서의 전류제어 기법이 필연적으로 위상 지연이 발생하여 제대로 전류 지령치를 추종 못하는데 반해 이 방법은 모든 제어변수들을 동기 좌표상에서 제어하는 것으로써 기본적으로 벡터 제어와 함께 사용될 수 있다.^{7) 8)} 한편 유도 전동기의 고정자 전류를 고속으로 제어할 경우 자속 성분 전류와 토크 성분 전류는 상호 유도작용과 속도 기전력에 의해서 서로 간섭을 일으키게 된다. 그러므로 회전자 자속 벡터의 제어를 위해서는 이들이 과도상태에서 간섭이 일어나지 않는 비간섭 제어(Decoupling Control)가 필요하다. 따라서 이들의 조건을 식(6)에서 정의하였으며 이를 식(4)에 대입하면 동기좌표계에서의 간단한 유도 전동기의 고정자 자속 방정식을 얻을 수 있다.

$$V_{ds} = (R_s + \sigma L_s p) I_{ds} - W_e \sigma L_s I_{qs} \quad (13-a)$$

$$V_{qs} = (R_s + \sigma L_s p) I_{qs} + W_e \sigma L_s I_{ds} \quad (13-b)$$

이식으로부터 알 수 있듯이 전류가 동기좌표계에서 제어되더라도 d-q축 각각에 대한 상호 간섭항의 영향을 받는다. 따라서 단순히 전류를

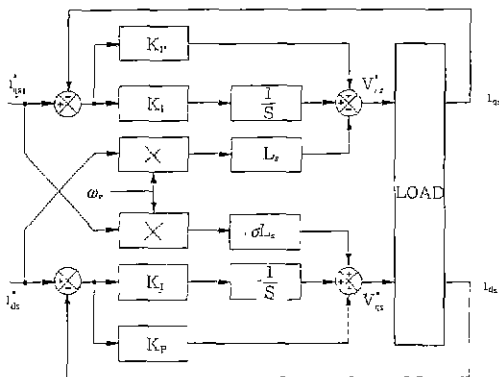


그림 2. 동기 회전좌표계에서의 전류제어
Fig. 2 Current control at synchronously rotating reference frame

동기 좌표계 PI 제어기를 구성하는 것만으로는 간섭항이 외란으로 작용하여 제어 성능이 저하된다. 이러한 영향을 감소시키기 위하여 제어기의 이득을 높이는 방법이 있을 수 있으나, 실제의 시스템에서는 노이즈의 영향때문에 이득을 높이는 것은 한계가 있다.

이를 위해 본 연구에서는 이러한 외란 성분을 추정하여 전향 보상함으로써 d-q축 비간섭제어를 할 수 있다. 즉 역기전력을 외란성분으로 분리하면, $(R_s - \sigma L_s)$ 선형회로의 전류제어 문제로 귀착되므로 순수하게 전류 오차만을 제어하는, 즉 d-q축의 상태변수에 간섭 받지 않는 전압 v_{ds}^* , v_{qs}^* 를 식(14)와 같이 얻을 수 있다. 따라서 이러한 전압 v_{ds}^* , v_{qs}^* 에 역기전력 성분을 더하여 최종적 지령 전압 V_{ds} , V_{qs} 를 얻는다. 이의 방법들을 그림 2에 표현하였다.

$$V_{ds}^* = (R_s + \sigma L_s p) I_{ds} = V_{ds} + W_e \sigma L_s I_{qs} \quad (14-a)$$

$$V_{qs}^* = (R_s - \sigma L_s p) I_{qs} = V_{qs} + W_e \sigma L_s I_{ds} \quad (14-b)$$

또한 본 연구에서 적용한 전류제어 기법으로는 정지 X-Y 좌표축상의 전류를 그림 1을 이용하여 동기속도로 회전하는 d-q좌표축으로 변환하여 PI전류제어를 행하였고 이에 해당하는 정지좌표계에서의 전압 V_u , V_v , V_c 를 얻기 위해서 공간전압벡터 변조 방법을 이용하였다. 이의 방법은 교류 3상 전압을 식(15)와 같이 쓸 수 있으므로 이는 순시적인 합이 '0'이 되며 두개의 독립변수로 공간벡터상에 표시할 수 있기 때문에 복소 평면상에 크기와 위상을 가진 벡터 표현이 가능한 것이다.

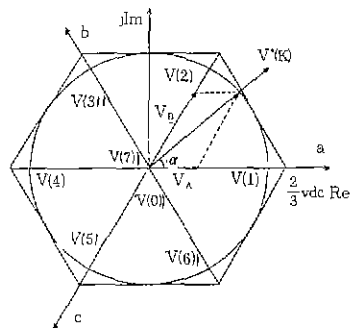


그림 3. 공간전압벡터의 표현
Fig. 3 Representation of space voltage vector

$$V = \frac{2}{3}(V_o + aV_b + a^2V_c) \quad \text{단, } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (15)$$

그리고 3상 인버터의 출력 전압은 그림3에 보인 바와 같이 벡터적으로 정육각형을 형성하고 PWM을 행하면 시간 평균적인 의미에서 정육각형 내부의 임의의 점에 놓일 수 있다.

이때의 전압 지령치는 6개의 구간 중 어느곳에 있는가에 따라 모드를 V(1)에서 V(6)로 구분하고 각 모드에서 α 각에 따라 V_A, V_B 벡터를 식(16)과 같은 시간 동안에 가해준다. 즉, 출력하고자 하는 전압벡터가 위치한 삼각형의 두변에 해당되는 전압벡터(V_A, V_B)로 부터 지령전압을 합성할 수 있고 이때의 두 전압 벡터의 인가시간(T_1, T_2)의 합이 샘플링 시간 T_s 보다 적으면 나머지 시간만큼 Zero벡터($V(0), V(7)$)를 인가한다.

$$T_1 = \sqrt{3}T_s \frac{|V^*|}{V_{DC}} \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) \quad (16-a)$$

$$T_2 = \sqrt{3}T_s \frac{|V^*|}{V_{DC}} \sin\alpha \quad (16-b)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (16-c)$$

이때 각 모드에서의 유효 전압벡터 V(1), V(2)와 Zero 벡터 V(0)는 전압의 지령치가 어떤 모드에 있는가에 따라 V(0)에서 V(7)중에서 선택되어지며 각 모드에서는 2개의 유효전압 벡터 V(1), V(2)와 Zero 벡터인 V(0)과 V(7)이 앞에서의 T_1, T_2, T_0 시간만큼 더해지게 된다. 이때 V(0)와 V(7)의 Zero벡터는 샘플링 시간의 처음과 마지막에 각각 $T_0/2$ 만큼 더해지게 함으로써 전압벡터가 대칭을 이루도록 해야한다.

식(16)으로 계산된 T_1, T_2 는 지령 전압이 $(\sqrt{3}/2)(2/3)V_{DC}$ 보다 작을 경우에는 올바른 인가 시간이 되지만 이보다 큰값에서는 과변조 현상이

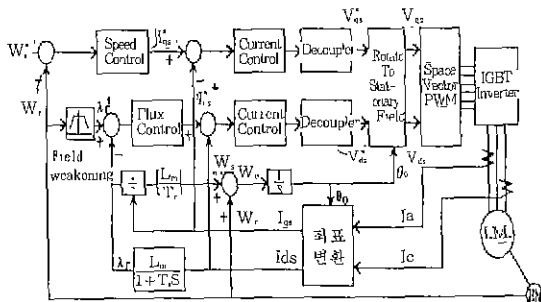


그림 4. 벡터제어 시스템의 블록 다이어그램
Fig 4. Block Diagram of vector control system

발생하여 $T_1+T_2 > T_s$ 로 되므로 잘못된 값이 된다. 이때 지령 전압 벡터 $V^*(k)$ 를 방향은 그대로 유지하고 크기만 $(\sqrt{3}/2)(2/3)V_{DC}$ 로 스케일링하여 시간을 계산함으로써 지령치에 가장 근사한 출력전압을 얻을 수 있으며 이때의 Zero벡터 인가시간은 Zero가 되며 이의 식(17)에 의해 과변조를 방지한다.

$$T_1' = T_1 \times \frac{T_s}{T_1+T_2} \quad (17-a)$$

$$T_2' = T_2 \times \frac{T_s}{T_1+T_2} \quad (17-b)$$

$$T_0' = 0 \quad (17-c)$$

그림 4는 본 연구에서 적용한 전체 시스템 블록도를 표시한 것이다. 이 시스템은 속도 제어기, 자속 제어기, 전류 제어기, 비간섭 제어기, 회전자 자속 벡터 추정기, 공간 벡터 PWM 발생기, IGBT Type 인버터, 약재자 제어기(Field-weakening), 좌표변환기(Coordinate transformation)등으로 구성하였다. 속도제어기는 지령속도 ω^* 와 실제속도 ω 의 차를 비례적분(PI) 제어하여 토크분 전류 I_q^* 를 생성시킨다. 자속제어기는 자속감쇄기의 지령치 λ^* 와 회전자 자속벡터 추정기에서 추정된 자속 λ 과의 차를 비례적분(PI)제어하여 자속성분 전류지령 I_d^* 를 만든다.

각각의 전류는 지령치 I_q^*, I_d^* 와 실제 전류에 대한 I_{qs}, I_{ds} 의 오차를 동기좌표계 PI제어기를 거쳐 비간섭제어(Decoupling Control)를 거쳐 V_{qs}^* 와 V_{ds}^* 를 얻게된다. 이를 다시 정지좌표계의 전

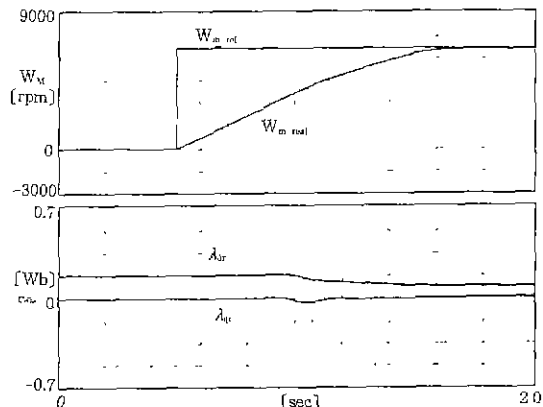


그림 5. 단위계단 속도응답과 d-q축 자속피형
Fig 5. Waveforms of speed and Flux with unit step speed reference.

압으로 환산하여 공간전압벡터 변조를 수행하며 이의 결과를 IGBT타입 PWM 인버터를 통하여 유도전동기를 제어하도록 구성한다.

4. 결과 및 고찰

제2장에서 의 간접 벡터제어 알고리즘과 3장에서 의 비간섭 제어와 공간전압 벡터의 변조방법을 토대로 본 제어 시스템의 특성을 검증하기 위해 시뮬레이션을 행하였다. d-q축 자속과 전류, 비간섭 및 속도제어는 모두 디지털로 처리한다는 가정하에 제어주기를 100[msec]로 가정하였다. 12비트의 A/D 및 D/A를 채용하는 것으로 가정하고 전류와 전압의 측정에 정격의 0.5[%]에 해

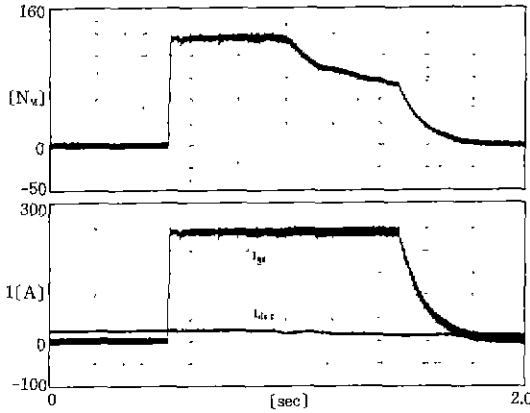


그림 6. 출력토크 및 d-q축 전류파형
Fig. 6. Waveforms of output torque and d-q axis current

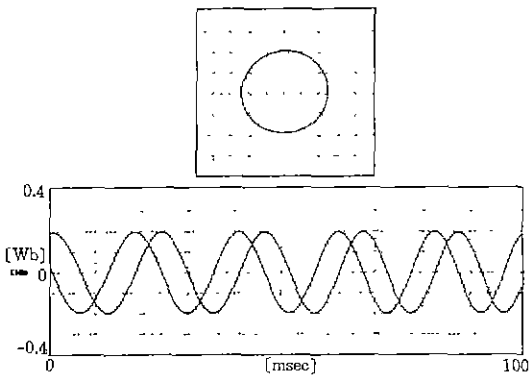


그림 7. 정지좌표계에서의 리사쥬 및 d-q축 자속파형
Fig. 7. Waveforms of isssajous and d-q flux in stationary reference frame.

당하는 오프셋과 백색잡음을 가한뒤 시뮬레이션을 행하였다. 그림 5는 기준속도 계단명령(7,200[rpm])에 따른 실제속도의 과도응답 특성(위)과 이때의 d-q축 자속을 나타내고 있다(아래). 이때의 속도응답 시간은 약 1.2[sec]였으며, λ_{dr} 는 거의 0으로 유지됨을 알 수 있고 λ_{dq} 은 base speed (3,600[rpm])에서 일정하게 유지 되다가 그 이상에서 약계자 영역으로 운전됨을 알 수 있다. 그림 6은 전동기의 출력 토크(위)를 나타낸 것으로 3,600[rpm]에서 정토크 영역에서 정출력 영역으로 운전됨을 보여주고 있다. 아래 그림은 동기좌표계에서의 자속성분 전류(I_{ds}) 및 토크성분 전류(I_{qs})를 도시한 것이다(아래). 그림 7의 위쪽은 제어기에서 출력되는 자속에 의한 리사쥬

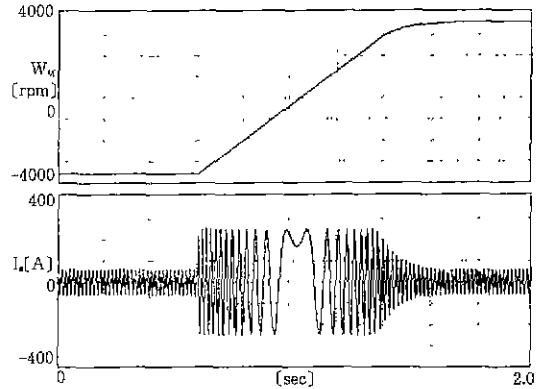


그림 8. 정역회전시의 속도 및 전류과도응답
Fig. 8. Waveforms of speed and current with speed reference(-3600~3600rpm)

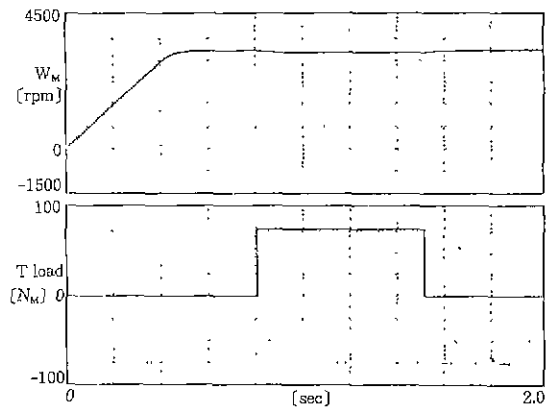


그림 9. 부하가변시의 속도 출력파형
Fig. 9. Speed Output Waveforms at load variance

곡선을 보여주고 있고, 아래는 이때의 d-q축 자속을 나타낸 것으로서 왜곡이 없는 거의 완전한 정현파가 생성됨을 알 수 있다. 그림 8은 역방향 3,600(rpm)에서 정방향 3,600(rpm)으로 속도명령으로 변환했을 경우의 과도응답 특성을 나타낸 것으로서 위 파형은 전동기 속도를, 아래 파형은 이때의 전동기에 입력되는 상전류를 나타내는 것으로 전류제어기의 추종성과 제어 시스템의 안정성이 확보됨을 알 수 있다. 그림 9는 3,300(rpm)으로 운전시 부하를 약 75[Nm]으로 하였을때의 출력 파형을 나타낸 것이다. 표 1은 본 시스템에 적용된 농형 유도전동기의 정격 및 파라메타를 나타내었다.

표 1. 유도전동기의 정격 및 파라메타
Table 1. Ratings and Parameters of Induction Motor

15[kW], 200[V], 4Poles, 120[Hz]	
$R_s : 0.05[\Omega]$	$R_r : 0.03[\Omega]$
$L_s : 4.9[mH]$	$L_r : 4.9[mH]$
$L_m : 4.6[mH]$	

5. 결 론

본 연구에서는 고성능 벡터제어를 위한 기기의 모델링 및 간접벡터 제어방식을 채택한 구동장치의 모델링 및 시뮬레이션에 관하여 논하였다. 이 결과, 제시된 방식의 적용은 전부하 상태로 정토크 영역에서 정출력 영역까지 전구간에서 우수한 제어 특성을 얻을 수 있었으며, 특히 속응성이 우수함을 알 수 있었다.

본 연구에서는 회전자 속도센서를 사용한 회전자의 각속도와 고정자 전류에 의해 간접적인 회전자 자속벡터 추정방식을 적용하였으며, 특히 d-q축 전류의 간섭을 방지하기 위해 역기전력 성분을 전향 보상하였고 각각의 적분 제어기를 통하여 정상상태의 오차를 제거하였다. 공간벡터 변조기법을 이용하여 전압의 이용율을 향상시켰고, 고속영역에서 전류제어가 원활히 이루어 지도록 하였다.

따라서 제안된 알고리즘의 적용은 고효율 순시토크의 운전이 가능하며 과도상태에서의 고응

답특성과 정상상태에서의 오차성분이 없는 우수한 특성의 제어기임을 확인할 수 있었다. 전동기의 2차 시정수의 영향을 보사한 기법을 추가한다면 고정밀 및 고토크 등과 부하의 변동에 따른 속도 변동의 제어를 요구하는 전동기 구동시스템 등 많은 산업분야에 적용할 수 있으리라 사료된다.

참 고 문 헌

- 1) H. Nagase, Y. Matsua, K. Ohnishi, H. Ninomiya, and T. Koike, "High Performance Inductu Motor Drive System Using a PWM Inverter," IEEE Trans on Ind Appl, vol. IA-20, no. 6, pp. 1482~1489, 1984.
- 2) R. Joetten and H.Scherling, "Control of the Induction Machine in the Field-Weakening Range" in IFAC 1983., pp. 297~304
- 3) Xingyi Xu and Donald W. Norotmy, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System", IEEE Trans. on Ind Appl, vol. 27, no. 4, July/August, 1991.
- 4) H. Sugimoto and S. Tamai, "Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptive system and its characteristics", IEEE Trans. on Ind Appl, Vol. 1A-23, pp 296~303, 1987.
- 5) Rached Dhaouadi, Ned Mohan and Norum, "Design and implementation of an Extended Kalman Filter for the Stator Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor," IEEE Trans. Power Electron., vol PE-6, no. 3, July 1991, pp. 491~497.
- 6) R. D Lorenz and D. B. Lawson, "Performance of Feedforward Current Regulators for Field Oriented Induction Machine Controllers," IEEE Trans on Ind. Appl., vol. IA-23, No. 4, pp. 537~622, 1987.
- 7) S. Meshkat and K. Persson, "Optimum Current Vector Control of a Brushless Servo Amplifier Using Microprocessors," IEEE IAS Conf. Rec., pp. 451~457, 1984.
- 8) T. W. Rowan and R. J. Kerkman, "A New Synchronous Current Regulator and Analysis of Current Regulated PWM Inverters," IEEE Trans on Ind Appl, vol. IA-22, no. 4, July/Aug., pp. 678~690, 1986.
- 9) S Ogasawara, H. Akagi and A. Nabae, "A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters Based on Space Vector Theory," EPE Ionf. Rec., pp 1197~1202, 1989.

◇ 著者紹介 ◇



손진근(孫珍勳)

1964年 8月 13日生. 1990年 崇實
大學校 電氣工學科 卒業. 1992年
同 大學院 電氣工學科 卒業(碩士).
1992年~1995年 現代重工業 中央
研究所 主任研究員. 1995年 崇實大學校 大學院 電
氣工學科 博士課程 修了.



김진상(金鎮祥)

1969年 7月 25日生. 1992年 崇實
大學校 電氣工學科 卒業. 1994年
~現在 崇實大學校 大學院 電氣工
學科 碩士課程.



김병진(金炳鎭)

1970年 6月 26日生. 1994年 崇實
大學校 電氣工學科 卒業. 1994年
~現在 崇實大學校 大學院 電氣工
學科 碩士課程.



김국진(金國鎭)

1958年 11月 12日生. 86. 2月 崇
實大學校 電氣工學科 卒. 88. 8月
崇實大學校 大學院 電氣工學科 卒
(碩士). 88. 7月 現代精工(株) 技
術研究所 入社. 현재 崇實大學校 電氣工學科 博士
課程 修了. 현재 現代精工(株) 技術研究所 前任研
究員.



전희중(田喜鍾)

1953年 1月 6日生. 1975年 崇實大
學校 電氣工學科 卒業. 1977年 서
울大學校 大學院 電氣工學科 卒業
(碩士). 1977年~1981. 8月 空軍士
官學校 教授部 電子工學科 教官. 1987年 中央大學
校 大學院 電氣工學科 卒業(博士). 1983年~現在
崇實大學校 工科大学 電氣工學科 教授.