

## 유도전동기의 벡터제어시 속도응답특성

마 영호<sup>\*</sup> 한석우 정임홍 이근하 김한성  
 건국대학교 전기공학과

### Speed Response Characteristic of Induction Motor by Vector Control

Young-Ho Ma<sup>\*</sup>, Suk-Woo Han, Im-Hong Jung, Geun-Ha Lee, Han-Sung Kim  
 Department of Electrical Engineering, Kon-Kuk University

**ABSTRACT**

In this paper deals with instantaneous torque control of induction motor by vector control.

The induction motor is modelled from nonlinear to linearized in condition to its control by vector control method and we obtained simple model as like as a separately excited DC motor drive system.

This paper presents the fully digital controlled induction motor drive system based on the proposed linearized method and the control circuit of system consists of 16bits micro computer and all the function are implemented with software.

**1. 서론**

AC 모터의 벡터제어가 실용화되기 전에는 DC 모터가 광범위 및 정밀한 속도, 위치제어에 사용되어 왔다. 그러나 DC 모터는 제어성은 뛰어나나 정류자와 브러시가 마모되어 보수 작업이 필요하고 정류기를 고려하면 제작용량의 한계성이 있다. 이것에 비해서 AC 모터는 구조가 간단하고 특히 유도전동기는 슬립링이나 브러시의 기계적 접촉기구가 없는 원전 Brushless라는 구조적 이점이 있다. 1980년대 이후 벡터제어의 실용화가 되어 산업분야에 급속한 응용이 되었다. 이러한 AC 모터의 제어가 실용화된 이유는 다음과 같다[1][2][3].

- 1) Power Transister 등의 전력용 고속 스위칭 소자의 개발과 인버터의 고성능화
- 2) 마이크로프로세서와 DSP, LSI 기술의 급격한 진보로 주파수제어와 전류제어를 고속안정하게 할 수 있었다[4].

본논문은 컴퓨터와 인터페이스하여  $i_0$ 를 일정제어시 순시토크가 시간지연없이  $i_2$ 에 비례하여 DC모터와 같은 토크제어가 가능함을 제시하였다.

**2. 벡터제어 이론**

**2-1 d-q 변환**

그림 2-1은 유도전동기의 원리도이다. 간단화하기 위해 2극기로 하면 1차권선의 정현파전압, 전류, 주파수를  $f_1$ 으로 하고, 회전자 는 회전주파수  $f_m=(\omega_m/2\pi)$  로 회전한다고 가정한다. 2차전류  $i_{u2}, i_{v2}, i_{w2}$  를 회전자상에서 직접측정하면 2차전류 주파수 즉 슬립주파수  $f_s$  는 식 (2-1) 이 된다.

$$f_s = f_1 - f_m \tag{2-1}$$

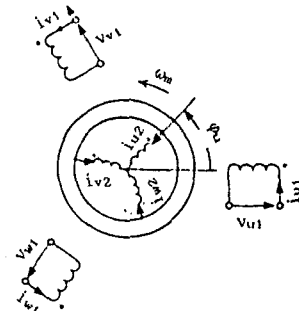


그림 2-1 유도전동기 원리도

만일 회전자상으로부터 2차전류의 주파수를 회전자의 회전주파수  $f_m$ 이 추가되어 식(2-2)가 된다.

$$f_s + f_m = f_1 \tag{2-2}$$

여기서 2차전류 주파수는 1차 권선의 주파수에 일치한다. 이와같이 회전자계를 고정좌표계로 변환하면 고정자와 회전자의 전압, 전류는 동일 주파수로 되므로 직접해석보다는 더욱 간단하게 된다. 이와같이 회전자계를 직교한 정좌표계로 변환하는 것을 d-q 변환이라 한다[5][6]. 그림 2-1 에서 유도전동기의 회전자에 d-q 변환을 하면 그림 2-1 의 등가 모델이 그림 2-2로 나타난다. 여기서 고정자에 직교한 d-q좌표계의 순시전압 및 전류와 그림 2-1 의 순시전압, 전류관계는 식 (2-3), (2-4), (2-5)가 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{u1} \\ V_{v1} \\ V_{w1} \end{bmatrix} \tag{2-3}$$

$$\begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{u1} \\ i_{v1} \\ i_{w1} \end{bmatrix} \tag{2-4}$$

$$\begin{bmatrix} i_{u2} \\ i_{v2} \\ i_{w2} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos\theta_1 \cos(\theta_1+2/3\pi) \cos(\theta_1-2/3\pi) \\ \sin\theta_1 \sin(\theta_1+2/3\pi) \sin(\theta_1-2/3\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{u2} \\ i_{v2} \\ i_{w2} \end{bmatrix} \tag{2-5}$$

식(2-5)의  $\theta_1$  는 그림 2-1에서 고정자의 U상권선과 회전자의 U상 권선과의 각도이며 회전각속도를  $\omega_m$ 이라하면 식 (2-6)이된다.

$$\omega_m = d\theta_1/dt \tag{2-6}$$

식 (2-5)의 d-q 변환은 그림 2-1의 2차권선을 그림 2-2에서처럼 brush 와 정류자를 가진 회전자로 변환하는 것을 의미한다. 그림 2-2에서 전류와 자속이 정방향이라 가정하면 d-q 변환시 유도전동기의 전압 전류 방정식과 순시토크 τ 는 구대수 p에 관계되어 식 (2-7) (2-8) 이 된다.

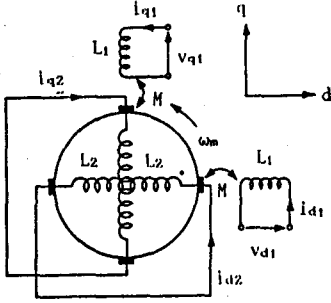


그림 2-2 유도전동기의 등가 모델

$$\begin{pmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + L_1 d/dt & 0 & M d/dt & 0 \\ 0 & R_1 + L_1 d/dt & 0 & M d/dt \\ M d/dt & p\omega_m M & R_2 + L_2 d/dt & p\omega_m L_2 \\ -p\omega_m M & M d/dt & -p\omega_m L_2 & R_2 + L_2 d/dt \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{pmatrix} \quad (2-7)$$

$$\tau = pM(i_{d2}i_{q1} - i_{q2}i_{d1}) \quad (2-8)$$

2-2. 벡터제어원리

유도전동기의 회전자계와 회전자전류(2차전류)는 고정자전류(1차전류)로부터 동시에 공급되므로 DC 모터의 계자전류와 전기자전류에 상당하는 전류를 직접 검출하고 제어하는 것이 쉬운것은 아니다[7]. 과도특성 및 순시토크는 전압 및 전류의 순시치로 식 (2-7), (2-8)에서 구하여야 한다. (2-9)식의 회전자회로(2차회로)의 전압 전류 방정식에서 i<sub>1</sub> 과 i<sub>2</sub>를 정리하면 식 (2-10)이 된다.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + L_1 d/dt & M d/dt \\ M d/dt - pM\omega_m & R_2 + L_2 d/dt - pL_2\omega_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (2-9)$$

$$M d/dt [i_1 + (L_2/M)i_2] - pM\omega_m \times [i_1 + (L_2/M)i_2] + R_2 i_2 = 0 \quad (2-10)$$

여기서 식 (2-11)가 얻어진다.

$$i_0 = i_1 + (L_2/M)i_2 \quad (2-11)$$

식 (2-10)은 식 (2-12)와 같이 변환할 수 있다.

$$M \frac{d}{dt} i_0 - pM\omega_m \times i_0 + R_2 i_2 = 0 \quad (2-12)$$

식 (2-12)의 우변 제1항이 d*i*<sub>0</sub>/dt로 벡터 미분이 정이므로부터

식 (2-13)이 얻어진다.

$$\frac{d i_0}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta i_0}{\Delta t} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{i_0(t+\Delta t) - i_0(t)}{\Delta t} \quad (2-13)$$

그림 2-3에서 시간 t+Δt에 있어서 벡터 i<sub>0</sub>(t+Δt)와 시간 t는 벡터 i<sub>0</sub>(t)와의 차 Δ*i*<sub>0</sub>를 i<sub>0</sub>(t)의 방향 성분과 i<sub>0</sub>(t)의 수직 성분으로 분해하면 축 벡터 ω<sub>0</sub>를 도입해서 식 (2-14)를 얻는다.

$$\Delta i_0 \approx \left( \frac{d i_0}{dt} \right)_{\omega_0} \Delta t + \omega_0 \times i_0 \Delta t \quad (2-14)$$

여기서 ω<sub>0</sub>의 진폭 ω<sub>0</sub>는 i<sub>0</sub>의 회전 각속도이다.

식 (2-14)의 (d*i*<sub>0</sub>/dt)<sub>ω<sub>0</sub></sub>는 각속도 ω<sub>0</sub>에서 회전하고 있는 좌표상에서 i<sub>0</sub>의 미분치를 나타낸다. 따라서 벡터 (d*i*<sub>0</sub>/dt)<sub>ω<sub>0</sub></sub>의 크기(진폭)는 i<sub>0</sub>진폭 i<sub>0</sub>의 미분 d*i*<sub>0</sub>/dt 이고 방향은 i<sub>0</sub>와 동일 방향의 벡터이다.

식 (2-13)(2-14)로부터 식(2-15)가 얻어진다.

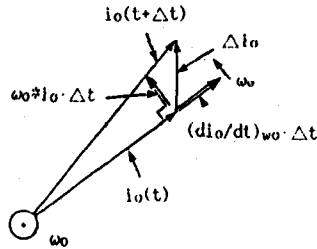


그림 2-3 벡터의 미분

$$\frac{d i_0}{dt} = \left( \frac{d i_0}{dt} \right)_{\omega_0} + \omega_0 \times i_0 \quad (2-15)$$

식 (2-12)에 (2-15)식을 대입하면 식(2-16)을 얻는다.

$$M \left( \frac{d i_0}{dt} \right)_{\omega_0} + M (\omega_0 - p\omega_m) \times i_0 + R_2 i_2 = 0 \quad (2-16)$$

여기서 ω<sub>0</sub>를 슬립 각주파수 벡터라 하고 식(2-17)로 표현된다.

$$\omega_0 = \omega_0 - p\omega_m \quad (2-17)$$

식 (2-17)을 식(2-16)에 대입하면 식 (2-18)이 된다.

$$M \left[ \frac{d i_0}{dt} \right]_{\omega_0} + M\omega_0 \times i_0 + R_2 i_2 = 0 \quad (2-18)$$

여기서 i<sub>0</sub>의 진폭 i<sub>0</sub>를 일정하게 제어하면 (2-18)식의 좌변 제1항은 0벡터가되고 (2-18)식은 (2-19)식으로 표현된다.

$$i_2 = (M/R_2) i_0 \times \omega_0 \quad (2-19)$$

그림2-4와 (2-19)식으로부터 i<sub>0</sub>와 i<sub>2</sub>는 직교함을 알수있다. 따라서 포오크벡터 τ는 i<sub>0</sub>를 일정하게 제어하면 τ = pM i<sub>2</sub> \* i<sub>1</sub>과 식 (2-11)로부터 식(2-20)이 얻어진다.

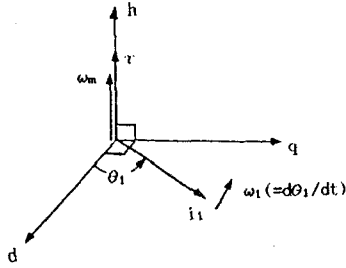


그림 2-4 각속도 벡터도와 토크 벡터도

$$\tau = pMiz * (i_0 - L_2/M^2 i_2) = pMiz * i_0 \quad (2-20)$$

그리고 순시 토크  $i_2$ 와  $i_0$ 가 직교하므로 식(2-21)이 얻어진다.

$$\tau = pMioi_2 \quad (2-21)$$

여기서  $i_0$ 가 일정하게 되며  $i_2$ 는  $i_2$ 의 진폭이다.

### 2-3. 1차 전류 $i_1$ 의 제어법

$i_0$ 는 외부로부터 직접 검출해서 제어할수 있는 양은 아니고 외부로부터 직접 제어할수 있는것은 1차전류  $i_1$ 의 진폭  $i_1$ 과 회전 각주파수  $\omega_1$ 이다.

그림 2-5에서  $i_0$ 와  $i_2'$ 는 직교하고 있으므로  $i_2'$ 는  $i_1$ 의 토크 크 전류벡터  $i_0$ 는  $i_1$ 의 자속 전류벡터이다.

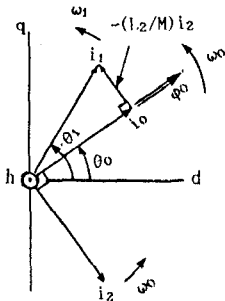


그림 2-5 전류 벡터도와 자속 벡터도

$i_1 = i_0 + i_2'$ 에서  $i_0$ 는 일정하고 자속 지령치  $i_2'$ 를 벡터 지령치로 하면  $i_1$ 은 식 (2-22)가 된다.

$$i_1 = \sqrt{i_0^2 + i_2'^2} \quad (2-22)$$

$i_1$ 의 각속도  $\omega_1$ 은 정상시  $\omega_1 = \omega_0 (= \omega_m + \omega_{s1})$ 이므로 과도시  $i_1 = i_0 + i_2'$ 의 양변을 고정자 좌표상에서 시간 미분하면 식 (2-23)이 된다.

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{di_0}{dt} + \frac{di_2'}{dt} \quad (2-23)$$

좌변을  $i_1$ 의 회전 각속도  $\omega_1$ 을 회전 좌표상의 미분  $(di_1/dt)$   $\omega_1$ 을 이용하여 우변 제 1항과 제 2항을  $i_0$ 와  $i_2'$ 의 회전각속도  $\omega_0$ 이 회전 좌표상에서 식 (2-15)를 도입하여 미분하면 식(2-24)가 된다.

$$\left( \frac{di_1}{dt} \right)_{\omega_1} + (\omega_1 - \omega_0) * i_1 = \left( \frac{di_0}{dt} \right)_{\omega_0} + \left( \frac{di_2'}{dt} \right)_{\omega_0} \quad (2-24)$$

여기서 좌변 2항은  $i_1$ 과  $i_0(i_2')$ 의 회전 각속도차로부터 생기는 벡터이고 우변 제1항은  $i_0$ 가 일정하므로 0벡터이다. 따라서 회전 각속도 벡터  $\omega_{s2}$ 를 식(2-25)로 표현된다.

$$\omega_{s2} = \omega_1 - \omega_0 \quad (2-25)$$

$i_0$ 와  $i_2'$ 는 직교하므로  $\omega_{s2}$ 의 진폭  $\omega_{s2}$ 는 식 (2-26)이 된다

$$\omega_{s2} = \frac{i_0 \frac{di_2'}{dt}}{i_0^2 + i_2'^2} \quad (2-26)$$

한편  $\omega_{s1}$ 은 (2-19)식과  $i_2' = -L_2/M * i_2'$ 로부터 식 (2-27)이 된다.

$$\omega_{s1} = (R_2 i_2' / L_2 i_0) \quad (2-27)$$

따라서  $\omega_1$ 은 (2-17)식과 (2-25)식으로부터 식 (2-28)이 된다.

$$\omega_1 = \omega_0 + \omega_{s2} = p\omega_m + \omega_{s1} + \omega_{s2} \quad (2-28)$$

$\omega_{s2}$ 는 슬립 주파수의 과도항이고 정상시는 0이다.

이것을 이용한 것이 슬립주파수형 벡터제어라 하며 자속 검출이 필요치 않은 반면 모터정수의 영향을 받기 쉽다.

### 3. 벡터 제어 시스템 구성과 실현.

그림 3-1은 벡터제어 시스템으로 1차 전류 벡터의 진폭  $i_1$ 과 위상  $\theta_1$ 을 제어하며 미분항을 포함하지 않는 제어계를 구성 할 수 있다.

속도 제어(PI제어)출력  $i_2'$ (직류량)와  $i_0$ (일정치)로부터 1차전류 벡터의 진폭  $i_1$ (직류량)을 연산한다.

전류 제어 회로는 유도 전동기의 일차전류  $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ ,  $i_{w1}$ 을 검출하고 식 (3-1)의 지령치에 추종하도록 PWM인버터의 전력용트랜지스터의 스위칭을 제어한다.

$$\begin{aligned} i_{u1}^* &= \sqrt{2/3} i_1 \sin\theta_1 \\ i_{v1}^* &= \sqrt{2/3} i_1 \sin(\theta_1 - 2/3\pi) \\ i_{w1}^* &= \sqrt{2/3} i_1 \sin(\theta_1 + 2/3\pi) \end{aligned} \quad (3-1)$$

그림 3-2는 과도특성을 나타내며 그림 3-3,3-4는 속도응답특성과 토크분전류볼 나타낸다.

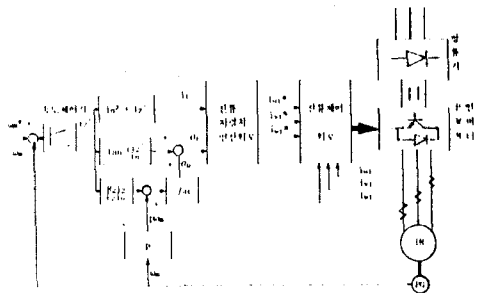


그림 3-1 시스템 구성

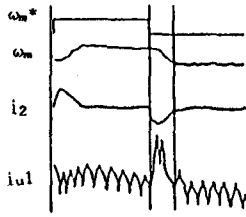


그림 3-2 과도특성

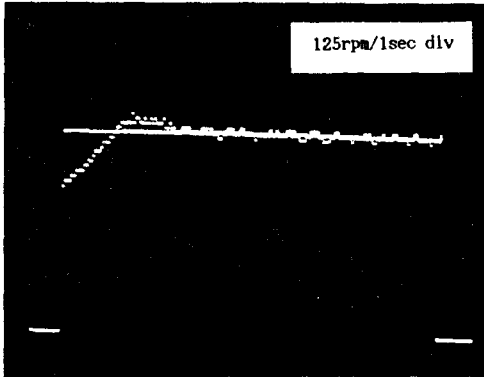


그림 3-3 속도응답 특성

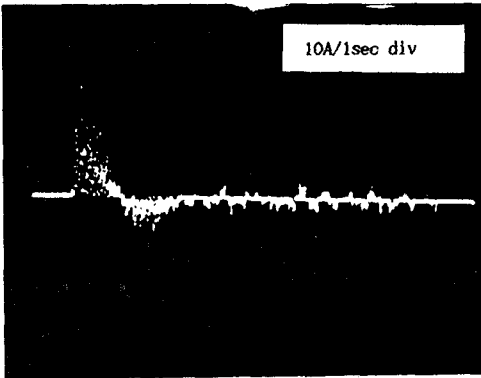


그림 3-4 토크분 전류

- [1] Hidehiro Sugimoto, "A New Induction Motor Drive System having Linear Transfer Function", T. IEE Japan, vol 58-B5, pp. 31-38, No.1, 1983.
- [2] Seiji Nakazawa, "Speed Control of Induction Motor by Computing Slip Angular Frequency", T. IEE Japan, vol 5 8-B97, pp. 17-24, No. 12, 1983.
- [3] Muneaki Ishida, "A Method to Control Speed of an Induction Motor by utilizing Rotor Slot-Harmonics", T. IEE Japan, vol. 58-B69, pp. 48-54, No. 8, 1983.
- [4] Takaharu Tarehita, "A New Flux - Controlled PWM and Induction Motor Drive Characteristics", T. IEE Japan, vol. 61-B87, pp. 9-16, No. 9, 1986.
- [5] P. C. Krause, Analysis of Electric Machinery, Prentice-Hall, 1989, pp. 164-210.
- [6] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, 1986, pp. 232-314.
- [7] 설승기, 강준구, "유도전동기의 속도 추정 벡터 제어에 관한 연구", 전기학회논문지, 제39권 9호, pp. 928-933, 1990, 9.

#### 4. 결론

유도전동기의 순시 토크를 과도 현상이 제어하는 데는 벡터 제어가 유리하다.

본 논문에서 10의 진폭 10'를 일정 제어시 회전자회로의 미분 방정식인 비선형을 선형화 하였다. 그래서 순시 토크를 과도 현상이 제어 할수있었다. 즉 시간 지연없이 12에 비례되어 제어되었다. 정상시는 11, 12, 13의 진폭이 일정하게 되어 10와 12가 비교함을 알았다.