

벡터제어와 스칼라제어에 의한 유도전동기의 속도제어성능 비교

김 성 환*

A Comparative Analysis of the Indirect Field - Oriented Control with a Scalar Method for IM Speed Control

S. H. Kim

Key words : Indirect field - oriented control(간접 벡터 제어), Scalar method(스칼라 제어법), Sinusoidal input(정현파입력), Hysteresis comparator(히스테리시스 비교기)

Abstract

To control speed or torque of induction motors, scalar control method that regulates the value of stator current had been used conventionally.

But, vector control method which controls the direction and the value of stator current at the same time has been introduced lately and employed widely.

This paper describes comparative analyses of above two methods by computer simulation.

As a result of the simulation, both methods showed good responses for high speed, but, vector control method characterized much better performance for low speed and sinusoidal input.

1. 서 론

가변속 구동 분야에는 구조상 자속과 토오크 제어가 용이한 직류 전동기가 사용되고 있다. 유도전동기는 직류 전동기에 비해 많은 이점을 가지고 있음에도 불구하고 속도 제어의 어려움 때문에 주로 정속 구동 분야에만 적용되어 왔다.

1969년에 Darmstadt 공과대학의 Hasse씨는 농형 유도전동기의 슬립 주파수 제어에 의한 토오크 제어(스칼라 제어)원리를 발표했고 1971년 Siemens 社の Blaschke씨는 회전 자속축 기준의

제어(벡터 제어) 개념을 도입함으로써 이 원리의 타당성을 명백히 보여줬다.

벡터 제어 분야에서는 유도전동기 내부에 자속 검출 소자를 설치하여 자속을 검출하고 이것을 토대로 1차 전류 및 주파수를 제어하는 직접 제어 방식이 실용화 되었었다. 이 방법은 여러 가지 우수한 점을 지니고 있지만 유도전동기 내부를 가공해야 하므로 근래에는 유도전동기 내부의 파라메타를 근거로 자속의 위치 및 자속의 크기를 계산하여 1차 전류와 주파수를 제어하는 간접 제어 방식이 고안되어 시도되고 있다.

* 정회원, 한국해양대학교

본 연구에서는 유도 전동기 속도 제어에 관한 이론적인 배경을 살펴보고, 슬립 주파수 제어법(스칼라 제어)과 슬립 주파수 제어형 벡터 제어법의 이론을 근거로 소형 유도 전동기(300w)의 속도 제어 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교 분석해 보고자 한다.

속도 제어 시스템은 디지털 콘트롤라에 의해 속도 오차를 검출하여 각 제어 알고리즘에 따라 1차 전류를 지령하고 순시 전류 추종 방식 인버터는 이 지령 전류와 실제 출력 전류를 히스테리시스 콤파레이터로 비교함으로써 인버터 주 회로의 스위칭 소자를 제어하도록 구성되어 있다고 가정했다.

2. 유도 전동기 제어 이론

속도 제어를 자유롭게 행하기 위해서는 전동기의 토크를 변화시켜야 한다. 직류 전동기는 정지 Leonard 제어법에 의해 속도 및 토크 제어가 가능하고 소형 동기 전동기는 무정류자화 함으로써 보다 간단한 제어가 실현되었다. 그러나, 유도 전동기는 종전까지 확립된 제어 방법이 없어 속응성이 좋은 속도나 토크 제어가 곤란하였다. 벡터 제어는 이 점을 실현한 방법이다. 유도 전동기는 고정자측에 3상 1차 권선, 회전자측에 단락된 다수의 2차 도체를 가지며 직접 제어 되는 것은 1차 권선의 전류 뿐이다. 직류 전동기나 동기 전동기와 같이 별도의 계자 권선을 갖지 않으므로 유효 자속이 간단하게 정해지지 않는다. 이로 인해, 일반적으로 유도 전동기에서는 토크를 자속과 전류로부터 구하지 않고 등가 회로를 이용한다. 여기서는 종래의 유도 전동기 제어 방법과 벡터 제어 이론에 관하여 서술한다.

2.1 V/F 제어

농형 유도 전동기의 속도나 토크를 효율 좋게 제어하려면 1차 주파수를 속도에 따라 바꿀 필요가 있다. 유도 전동기의 가변 주파수 제어에는 V/F 제어와 슬립 주파수 제어가 대표적이다. Fig. 1는 V/F 제어의 기본 구성을 나타낸다.

V/F 제어는 1차 주파수를 변화시키고 동시에 전

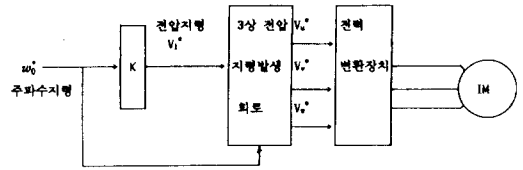


Fig.1 Schematic diagram for V/F control system

압도 비례해서 변화시켜 전압과 주파수의 비를 일정하게 함으로써 여자 전류를 일정하게 하는 것이다. 그러나, 빠른 주파수 변화에 대해서는 유도 전동기가 추종되지 않으므로 일반적으로 주파수를 목표치까지 천천히 변화시키고 속도 피드백을 하지 않는다.

2.2 슬립 주파수 제어

Fig. 2는 슬립 주파수 제어의 기본 구성을 나타낸다. 전동기의 회전속도 ω_r 을 검출하고 이것에 슬립 주파수 지령치 ω_s^* 를 더함으로써 얻어지는 1차 주파수 ω_1 을 제어하는 방식이다. 1차 전류의 진폭과 슬립 주파수 사이에 적절한 관계를 유지시켜 주면 여자 전류와 2차 전류를 자유롭게 제어할 수 있다고 생각할 수 있다. 그러나, 실제로는 빠른 응답을 얻을 수 없다. 이는 1차 전류의 위상 변화를 고려치 않은점과 정상 상태의 등가 회로에서 유도한 결과를 이용했기 때문이다.

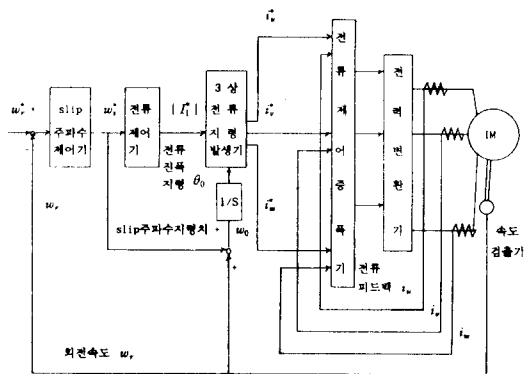


Fig. 2 Schematic diagram for slip - frequency control

2.3 벡터 제어

속응성이 좋은 가변속 구동을 실현키 위해서 동적인 교류기 모델을 사용할 필요가 있다. 유도 전

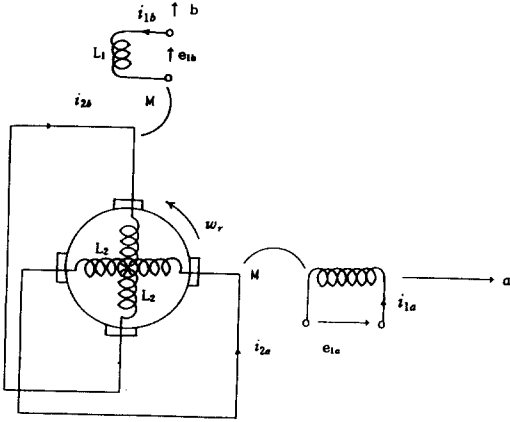


Fig. 3 Induction motor transformed by a - b co - ordinates

동기를 고정자에 고정된 좌표축인 a - b 좌표계로 나타내면 회전자 상에서 단락된 2차 권선을 Fig.3 과 같이 전류자와 브러쉬에 의해 고정자 상에서 단락된 회전자로 변환할 수 있다.

그림과 같이 전압과 전류의 방향을 정하면 a - b 변환한 유도 전동기의 전압 전류 방정식은 식 (1) 이 된다.

$$\begin{bmatrix} e_{1a} \\ e_{1b} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + L_1 p & 0 \\ 0 & r_1 + L_1 p \\ M p & M \omega_r \\ -M \omega_r & M p \\ M p & 0 \\ 0 & M p \\ r_2 + L_2 p & L_2 \omega_r \\ -L_2 \omega_r & r_2 + L_2 p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix} \quad (1)$$

- 단, r_1 : 1차 권선 저항
- r_2 : 2차 권선 저항
- L_1 : 1차 권선 인덕턴스
- L_2 : 2차 권선 인덕턴스
- M : 상호 인덕턴스
- p : d/dt
- ω_r : $d\theta/dt$
- θ : a 축과 회전자 U권선의 전기 각도

또한, 공극 자속 ϕ_{0a} , ϕ_{0b} 및 2차 자속 ϕ_{2a} , ϕ_{2b} 에 대해서는 식 (2)가 성립한다.

$$\begin{bmatrix} \phi_{0a} \\ \phi_{0b} \\ \phi_{2a} \\ \phi_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 & M & 0 \\ 0 & M & 0 & M \\ M & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix} \quad (2)$$

유도 전동기의 순간 토오르크는 전류와 자속의 외적(vector product)으로부터 구할 수 있고 그 크기는 아래 식과 같이 된다.

$$T = M(i_{1b}i_{2a} - i_{1a}i_{2b}) = \phi_{2b}i_{2a} - \phi_{2a}i_{2b} \quad (3)$$

윗 식들에 의해 과도 현상을 나타낼 수 있으나 각 시간 변수가 교류 량이므로 제어 법칙을 구하기가 곤란하다. 이로 인해, 우선 이 변수들을 회전 좌표축 상의 변수로 변환하는 것을 생각한다. 회전 좌표계를 d - q좌표라 하면 a - b좌표와의 사이에 다음 관계가 성립한다.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

단, f : 전압, 전류, 자속 등의 시간 변수,

θ : a축과 d축 사이의 각

θ 는 임의의 각이나, $p\theta$ 가 전원 주파수가 되도록 θ 를 택하면 d - q좌표상의 시간 변수는 직류 량이 되므로 편리하다. 식 (4)를 식 (1)에 대입하고 $p\theta = \omega_0$ 라 하면 아래 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_{1d} \\ e_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + L_1 p & -L_1 \omega_0 \\ L_1 \omega_0 & r_1 + L_1 p \\ M p & -M(\omega_0 - \omega_r) \\ M(\omega_0 - \omega_r) & M p \\ M p & -M \omega_0 \\ M \omega_0 & M p \\ r_2 + L_2 p & -L_2(\omega_0 - \omega_r) \\ L_2(\omega_0 - \omega_r) & r_2 + L_2 p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (5)$$

2차 자속을 d - q축으로 표현하면 식 (2), (4)로부터 식 (6), (7)이 된다.

$$\phi_{2d} = M i_{1d} + L_2 i_{2d} \quad (6)$$

$$\phi_{2q} = M i_{1q} + L_2 i_{2q} \quad (7)$$

이들 두 식과 식 (5)로부터 식 (8)을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} e_{1d} \\ e_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + L_a p & -L_a \omega_0 & \frac{M}{L_2} p & -\frac{M}{L_2} \omega_0 \\ L_a \omega_0 & r_1 + L_a p & \frac{M}{L_2} \omega_0 & \frac{M}{L_2} p \\ -\frac{r_2 M}{L_2} & 0 & \frac{r_2}{L_2} + p & -(w_0 - w_r) \\ 0 & -\frac{r_2 M}{L_2} & w_0 - w_r & \frac{r_2}{L_2} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

단, $L_a = (L_1 L_2 - M^2) / L_2$
 여기서, 2차 자속을 일정하게 유지하는 경우를 고려해 보자.

식 (6),(7),(8)로부터 유도 전동기의 2차 회로에 서는 식 (9)가 성립한다.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = r_2 \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -w_s \\ w_s & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} \quad (9)$$

단, w_s (slip 주파수) = $w_0 - w_r$
 순간 토오크는 식 (3),(4)에 의해 다음 식이 된다.

$$T = \Phi_{2q} i_{2d} - \Phi_{2d} i_{2q} = |I_2| |\Phi_2| \sin \phi \quad (10)$$

단, I_2^T (I_2 의 전치 행렬) = (i_{2d}, i_{2q}) , $\Phi_2^T = (\Phi_{2d}, \Phi_{2q})$,
 ϕ : I_2 와 Φ_2 사이의 각

식 (9)의 좌측에 Φ_2^T 를 각각 곱하여 식 (11)과 같 이 변형시킬 수 있다.

$$r_2 \Phi_2^T I_2 + \frac{1}{2} p |\Phi_2|^2 = 0 \quad (11)$$

식 (11)에서 2차 자속의 크기 $|\Phi_2|$ 가 일정하 면, 2차 자속 벡터와 2차 전류 벡터의 내적(scalar product) $\Phi_2^T I_2$ 가 0이 되고 식 (10)에서 ϕ 는 $\pi/2$ 가 된다. 따라서, 2차 자속의 크기가 일정하면 과도 토오크는 항상 2차 전류의 크기 $|I_2|$ 에 비례하게 된다.

이제, d축 상에서 자속을 제어하고 q축 상에서 2차 전류를 제어하는 일종의 분리 제어를 고려해 보자. 이를 위해서는 $\Phi_{2q} = 0$ 이고 $i_{2d} = 0$ 이 되어야 한다. 농형 유도 전동기에서 Φ_{2q} 가 항상 0이 되게 하는 조건은 식 (8)의 4행에서

$$\frac{M}{L_2} r_2 i_{1q} - (w_0 - w_r) \Phi_{2d} = 0 \quad (12)$$

이다. 식 (12)에 의해 전원 주파수는 아래 식과 같 이 되어야 한다.

$$w_0 = \frac{r_2 M}{\Phi_{2d} L_2} i_{1q} + w_r \quad (13)$$

식 (13)에 따라 전원 주파수를 제어하면, $\Phi_{2q} = 0$ 이 되어 2차 자속 크기 $|\Phi_2|$ 는 Φ_{2d} 만으로 표현되 며, 이를 일정하게 유지시키기 위해서는 식 (8)의 3 행에 의해 i_{1d} 를 상수 값으로 유지해야 한다.

$$i_{1d} = K_0 (\text{constant}) \quad (14)$$

$$|\Phi_2| (= \Phi_{2d}) = K_0 M \quad (15)$$

위의 두 식 (13),(14)가 비간섭 제어(decoupling control : 분리 제어)를 위한 기본 요건이다. 또한, 2차 전류의 크기는 식 (7)에 의해 식 (16)이 되고 순간 토오크는 식 (10),(13),(15),(16)에 의해 식 (17)이 된다.

$$|I_2| = i_{2q} = \frac{M}{L_2} i_{1q} \quad (16)$$

$$T = \frac{M^2 K_0}{L_2} i_{1q} = \frac{(MK_0)^2}{r_2} w_s \quad (17)$$

즉, 토오크를 고정도로 제어하기 위해서는 슬립 주파수 w_s 를 정밀하게 제어할 필요가 있다. 실제로 제어 가능한 것은 1차 전류 i_{1u}, i_{1v}, i_{1w} 이므로 회전 d-q좌표계/3상 변환하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{1u} &= \sqrt{\frac{2}{3}} |I_1| \cos(\theta_0 + \theta_T) \\ i_{1v} &= \sqrt{\frac{2}{3}} |I_1| \cos(\theta_0 + \theta_T - \frac{2}{3}\pi) \\ i_{1w} &= \sqrt{\frac{2}{3}} |I_1| \cos(\theta_0 + \theta_T - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\text{단, } |I_1| = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2},$$

$$\theta_T = \tan^{-1} \frac{i_{1q}}{i_{1d}},$$

$$\theta_0 = \int (w_r + w_s) dt$$

원하는 2차 자속 및 토오크를 얻기 위해서 식 (15) 및 식 (17)에 따라 i_{1d}, i_{1q} 를 결정하고 식 (18)

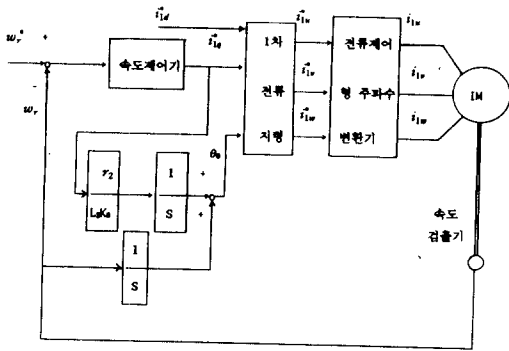


Fig. 4 Schematic diagram of constant rotor flux vector control

에 의해 변환된 1차 전류를 제어하는 방식이 2차 자속 일정 슬립 주파수 제어형 벡터 제어이다. Fig. 4에 제어계의 기본 구성을 나타내었다.

3. 컴퓨터 시뮬레이션

3.1 유도전동기 parameters

시뮬레이션 해 보고자 하는 유도전동기의 파라메타 및 상수는 아래와 같다.

- $r_1 = 5.86(\Omega)$
- $r_2 = 5.30(\Omega)$
- $L_1 = L_2 = 164(\text{mH})$
- $M = 143(\text{mH})$
- 관성 모멘트 (J) = $7.546 \times 10^{-3}(\text{NmS}^2)$
- 점성 저항 (D) = $1.31 \times 10^{-4}(\text{NmS})$
- 상, 극수 = 3상 2극
- 직류 전원 전압(V) = 120(Volts)
- 정격 회전수 = 3500(rpm)
- 샘플링 주기 = 0.2(ms)
- Hysteresis band ($2 i_H$) = 0.1(A)
- $i_{1d}^* = 1(\text{A})$
- Max. $|I_1^*| = 6(\text{A})$

3.2 시뮬레이션 방법

다음과 같은 과정을 반복하여 응답 특성을 시뮬레이션 해 보자.

① 스칼라 제어 - 속도 지령치 (w_r^*)와 계산치 (w_r)의 차이를 PI 제어 알고리즘에 적용시켜 슬립 주파수 지령치 w_s^* 을 구한다.

벡터 제어 - 속도 지령치와 계산치의 차이를 PI 제어 알고리즘에 적용시켜 토오크 지령 전류 i_{1q}^* 을 구한다.

② 스칼라 제어 - w_s^* 에 비례하는 $|I_1^*|$ 을 결정하고 회전 속도와 슬립 주파수 지령치의 합($w_r + w_s^*$)을 적분하여 θ_0 를 계산한다. ($\theta_0 = \int_0^t (w_r + w_s) dt$)

벡터 제어 - 앞에서 구한 i_{1q}^* , 일정 이차 자속을 위한 정 전류 $i_{1d}^*(1\text{A})$ 를 식 (17)에 대입하여 슬립 주파수 지령치 w_s^* 을 구한다. 속도 계산치 w_r 및 위의 i_{1q}^* , i_{1d}^* , w_s^* 을 식 (18)에 적용하여 $|I_1^*|$, θ_0^* , θ_T^* 을 계산한다.

③ 스칼라 제어 - $\theta_T^* = 0$ 로 두고 식 (18)을 이용하여 1차 전류 지령치 i_{1u}^* , i_{1v}^* 및 i_{1w}^* 을 구한다.

벡터 제어 - 위에서 구한 값들을 이용하여 식 (18)에 의해 1차 전류 지령치 i_{1u}^* , i_{1v}^* 및 i_{1w}^* 을 구한다.

④ 이 후의 시뮬레이션 과정은 두 제어법 공히 같다.

1차 전류 지령치와 실제 전류 계산치를 일정 밴드 폭을 갖는 히스테리시스 콤파레타로 비교하여 각 상에 걸리는 전압을 계산한다. (각 상의 어느 쪽 게이트를 턴온시킬 것인지를 결정한다)

⑤ 3상/a-b 좌표계 변환 식을 식 (1)에 대입하여 2상/3상 변환하면 아래 식 (19)를 얻을 수 있다. 각 상전압을 이 식에 적용하여 Euler법에 의해 미분 방정식을 풀어 전류 값을 계산한다. (전류 및

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \\ i_{2u} \\ i_{2v} \\ i_{2w} \end{bmatrix} = \frac{1}{3(M^2 - L_1 L_2)} \begin{bmatrix} -2L_1 & L_2 & L_2 & 2M & M & -M \\ L_2 & -2L_2 & L_2 & -M & 2M & -M \\ L_2 & L_2 & -2L_2 & -M & -M & 2M \\ 2M & -M & -M & -2L_1 & L_1 & L_1 \\ -M & 2M & -M & L_1 & -2L_1 & L_1 \\ -M & -M & 2M & L_1 & L_1 & 2L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{1u} \\ e_{1v} \\ e_{1w} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}
 -2L_2r_1 & L_2r_1 + \sqrt{3}M^2w_r & L_2r_1 - \sqrt{3}M^2w_r & 2Mr_2 \\
 L_2r_1 - \sqrt{3}M^2w_r & -2L_2r_1 & L_2r_1 + \sqrt{3}M^2w_r & -Mr_2 - \sqrt{3}L_2Mw_r \\
 L_2r_1 + \sqrt{3}M^2w_r & L_2r_1 - \sqrt{3}M^2w_r & -2L_2r_1 & -Mr_2 + \sqrt{3}L_2Mw_r \\
 2Mr_1 & -Mr_1 - \sqrt{3}L_1Mw_r & -Mr_1 + \sqrt{3}L_1Mw_r & -2L_1r_2 \\
 -Mr_1 + \sqrt{3}L_1Mw_r & 2Mr_1 & -Mr_1 - \sqrt{3}L_1Mw_r & L_1r_2 + \sqrt{3}L_1L_2w_r \\
 -Mr_1 - \sqrt{3}L_1Mw_r & -Mr_1 + \sqrt{3}L_1Mw_r & 2Mr_1 & L_1r_2 - \sqrt{3}L_1L_2w_r \\
 -Mr_2 + \sqrt{3}L_2Mw_r & -Mr_2 - \sqrt{3}L_2Mw_r & & \\
 2Mr_2 & -Mr_2 + \sqrt{3}L_2Mw_r & & \\
 -Mr_2 - \sqrt{3}L_2Mw_r & 2Mr_2 & & \\
 L_1r_2 - \sqrt{3}L_1L_2w_r & L_1r_2 + \sqrt{3}L_1L_2w_r & & \\
 -2L_1r_2 & L_1r_2 - \sqrt{3}L_1L_2w_r & & \\
 L_1r_2 + \sqrt{3}L_1L_2w_r & -2L_1r_2 & &
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 i_{1u} \\
 i_{1v} \\
 i_{1w} \\
 i_{2u} \\
 i_{2v} \\
 i_{2w}
 \end{bmatrix}
 \tag{19}$$

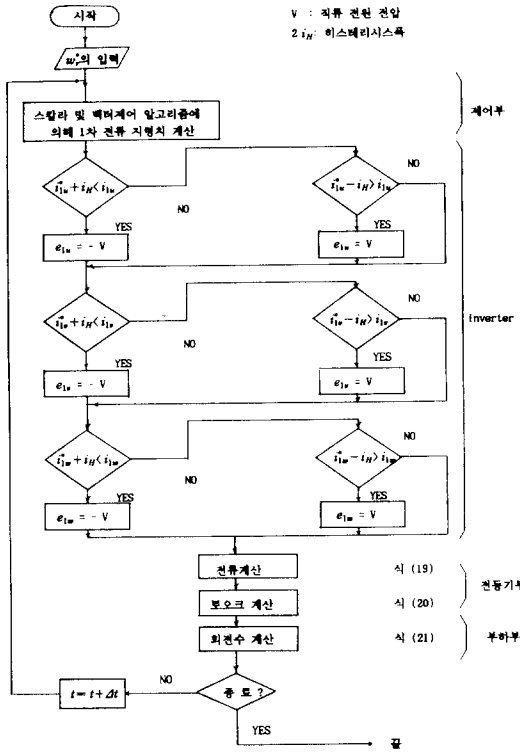


Fig.5 Flow chart of simulation program

회전속도의 초기값은 0이다

⑥ 식 (3)을 2상/3상 변환하면 식 (20)이 된다. 위에서 구한 전류 값을 이 식에 대입하여 발생 토크를 구한다.

$$T = -\frac{\sqrt{3}M}{3} \{ i_{1u}(i_{2v} - i_{2w}) + i_{1v}(i_{2w} - i_{2u}) + i_{1w}(i_{2u} - i_{2v}) \} \tag{20}$$

⑦ 아래 식 (21)을 이용하여 회전 속도 계산치를 구한다.

$$T = J \frac{d\omega_r}{dt} + D\omega_r \tag{21}$$

Fig. 5는 시뮬레이션 프로그램의 플로우 차트를 나타낸다. 프로그램은 유도 전동기의 1차 전류 지령치를 구하는 제어부, 이것을 기본으로 인버터의 스위치를 ON-OFF하는 인버터부, 스위칭 제어에 따라 유도 전동기의 각 상전류 및 토크를 구하는 전동기부, 토크로부터 회전수를 구하는 부하부의 4부분으로 구성되어 있다.

3.3 시뮬레이션 결과 및 분석

Fig. 6, Fig. 7은 스칼라 제어법과 벡터 제어법에 의한 고속 스텝 응답(a), 저속 스텝 응답(b) 및 정현파 입력에 대한 응답(c)을 도시하고 있다.

Table 1, Table 2는 고속 스텝 응답(0 → 3000 rpm) 및 저속 스텝 응답(0 → 100rpm)시의 성능 지수들을 각 제어법에 대해 나타내고 있다.

또한, Table 3은 정현파입력에 대한 응답 과도 및 정상 응답 지수들을 각 제어법에 대해 보여 주고 있다.

4. 결론 및 고찰

본 연구에서는 농형 유도 전동기의 속도 제어법

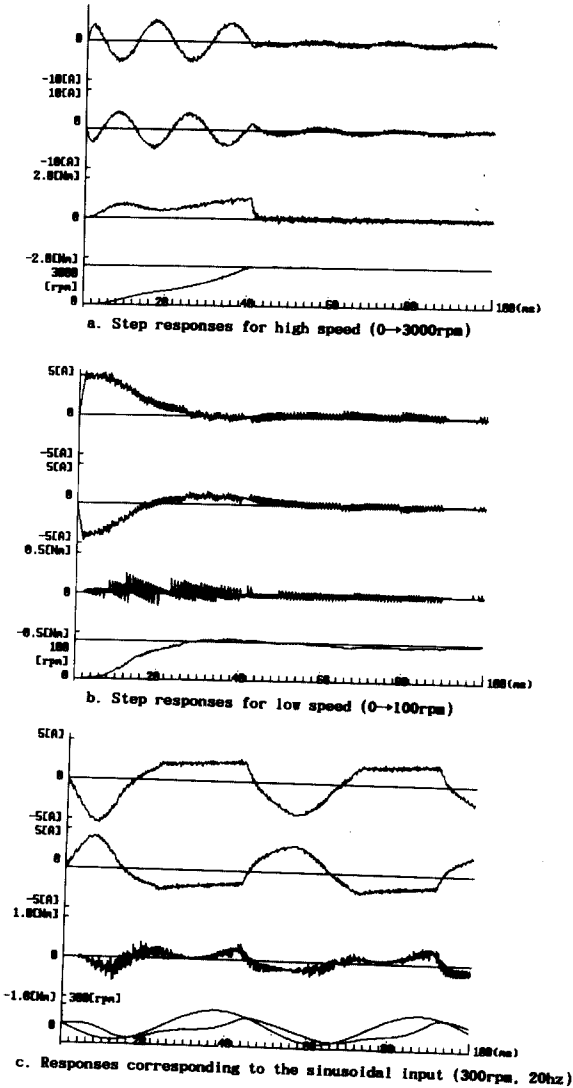


Fig. 6 Response characteristics by scalar control method(stator current, rotor current of U-phase, torque and speed)

으로서 고정자 전류의 크기와 슬립 주파수를 가변하는 종래의 슬립 주파수 제어법(스칼라 제어)과 전류의 크기 및 슬립 주파수 뿐만 아니라 매 순간 전류의 위상도 동시에 제어하는 벡터 제어법의 제어 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교, 분석해 보았다.

그 결과 아래와 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- 1) 고속 스텝 응답은 벡터 제어법의 성능이 다소

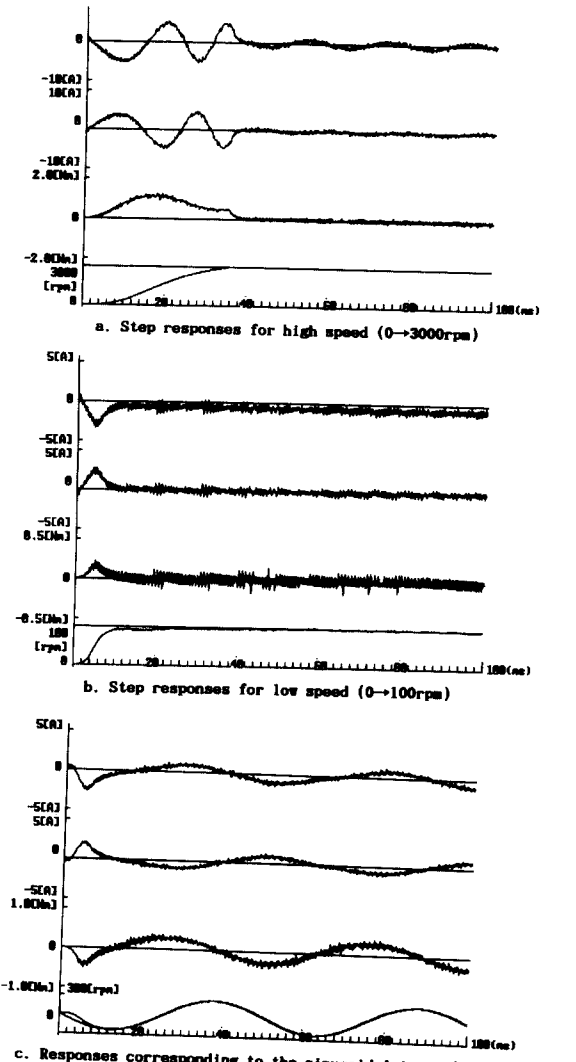


Fig. 7 Response characteristics by vector control method(stator current, rotor current of U-phase, torque and speed)

Table 1. The comparative analyses for high speed step responses of scalar & vector control methods

	Scalar Control	Vector Control
Delay Time	27(ms)	18(ms)
Rise Time	30(ms)	20(ms)

낮지만 양자 모두 비교적 우수한 응답 특성을 보여줬다(Table 1).

Table 2. The comparative analyses for low speed step responses of scalar & vector control methods

	Scalar Control	Vector Control
Overshoot	5(%)	0(%)
Delay Time	14(ms)	5(ms)
Rise Time	30(ms)	6(ms)
Settling Time(5%)	92(ms)	22(ms)

Table 3. The comparative analyses for responses corresponding to the sinusoidal input of scalar & vector control methods

	Scalar Control	Vector Control
Gain	0.70~0.83	1.0
Shifted Phase	50°~35°	0°

2) 저속 스텝 응답(Table 2)

① 스칼라 제어 - 약간의 오버슈트가 생기고 지연 시간, 상승 시간 및 정착 시간이 클 뿐 아니라 안정된 정상치를 기대하기 어렵다.

② 벡터 제어 - 오버슈트가 없고 지연 시간, 상승 시간 및 정착 시간이 비교적 작으며 안정된 정상치를 나타내므로 스칼라 제어에 비해 탁월한 제어 성능을 보여 주었다.

3) 정현파입력에 대한 응답(Table 3)

① 스칼라 제어 - 출력의 크기(진폭)가 과도 상태에서는 지령치의 70%, 정상 상태에서는 83% 정도이고 위상 지연은 과도시 50°, 정상시 35° 가량을 나타내며 파형도 정현파(지령치)로부터 다소 왜곡되어 있다.

② 벡터 제어 - 출력의 크기는 지령치의 100%이고 위상 지연도 거의 제로 상태이며 파형도 정현파를 나타내고 있어 스칼라 제어에 비해 훨씬 뛰어난

제어 성능을 보였다.

이상과 같이 벡터 제어법이 스칼라 제어법에 비해 좋은 제어 특성을 보이는 것은 스칼라 제어법의 제어 대상은 평균 토오크인데 비해 벡터 제어법은 위상 제어를 통해 순시 토오크를 제어함으로써 과도 응답을 최소화 했기 때문이다. 그러나, 실제로 벡터 제어법에 의해 유도 전동기를 서보 모터로 사용할 경우 rotor상수 (L_2/r_2)와 stator 저항이 자기 포화 및 온도에 따라 변하므로 정확한 슬립 주파수 (식 (13)) 계산이 어려워 시뮬레이션과 같은 응답을 기대할 수는 없다. 따라서, 전동기 파라메타의 변화로 인해 제어 성능이 감퇴하는데 대한 대처 방안이 계속 연구 되어야 할 것이다.

참고문헌

- 1) B. K. Bose, 1987, "POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES" Prentice Hall, pp. 246~280.
- 2) Atsuo Kawamura and Richard Hoft, 1983, "AN ANALYSIS OF INDUCTION MOTOR FIELD ORIENTED OR VECTOR CONTROL" IEEE.
- 3) Ned Mohan, 1989, "POWER ELECTRONICS" John wiley & Sons, pp. 309~346.
- 4) Paul c. Krause, 1987 "ANALYSIS OF ELECTRIC MACHINERY", McGraw - Hill, pp. 164~210 & pp. 449~456.
- 5) G. D. Garcia, 1994, "COMPARING THE INDIRECT FIELD - ORIENTED CONTROL WITH A SCALAR METHOD", IEEE, pp. 201~207.
- 6) Fumio Harashima, 1985, "MULTIMICROPROCESSOR - BASED CONTROL SYSTEM FOR QUICK RESPONSE INDUCTION MOTOR DRIVE", IEEE.