하계학술대회
논문86-1-2

벡터 제어에 의한 전류형 인버터 — 유도전동기 구동시스템의 위치 제어에 관한 연구

(A Study on Position control of CSI-Induction Motor Drive System by Vector Control)

박 민 호 서 울 대
윤 충 연 * 동양공전대
최 규 하 건 국 대
나 승 호 서 울 대

1. 서론

최근 파워일렉트로닉스의 급속한 진보에 의해 유도전동기의 가변속 제어 시스템이 많이 보급되고 있으나 유도전동기의 가변속 제어는 전동기 내부의 제량 및 제어입력 상호간의 커플링으로 인하여 직류전동기 가변속 제어시스템에 비하여 속응성 및 정밀성이 뒤지고 있다.
이러한 점에서 유도전동기 구동시스템에 과도특성이 우수한 벡터제어 기술을 이용함으로서 직류 가변속 구동시스템과 같이 양호한 제어성능을 얻을 수 있게 되었으며 고효율, 고속화, 경량화를 가능하게 하였다. 유도전동기 벡터제어는 전동기의 1차 전류를 크기와 주파수, 위상을 포함한 전류 벡터로서 제어하는 것이며, 이 방식에는 자속검출형 벡터제어와 슬립주파수형 벡터제어가 있다. 본 연구에서는 슬립주파수형 벡터제어방식을 전류형 인버터에 의한 유도전동기 구동시스템에 적용하였다. 이 방식은 전동기 정수로부터 자속성분 전류와 토오크분 전류로 결정되는 슬립주파수를 구하고 회전속도를 검출하여 부하에 맞는 1차 전류의 크기와 위상을 순시로 변화시킴으로써 2차 자속 벡터의 위상변화를 방지하여 정상시 및 과도시의 속응 응답을 높히고 안정된 속도제어를 할 수 있다.
특히 최근에는 직류서보전동기가 사용되었던 고급공작기기제어, 로보트 구동, crane control, elevator, paper mill machine 등의 고속 정밀 위치제어 분야에 유도전동기의 사용이 점차 증가되고 있다.

2. 벡터제어의 원리

3상 유도전동기의 전압, 전류방정식을 동기속도의 회전축을 기준으로 하여 2축 분해하면 다음과 같다.[1), 2)]

$$\begin{pmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s P & \omega_e L_s & L_m P & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & r_s + P L_s & -\omega_e L_m & P L_m \\ P L_m & \omega_{s1} L_m & R_r + L_r P & \omega_{s1} L_r \\ -\omega_{s1} L_m & L_m P & -\omega_{s1} L_r & R_r + L_r P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{pmatrix} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (1)$$

$$Te = \frac{3}{4} P.L_m(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad \cdots\cdots\cdots (2)$$

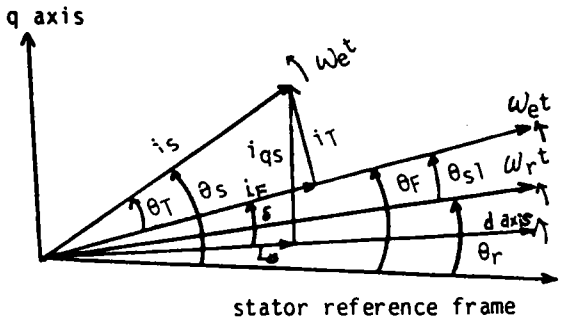


그림 1. 고정자 전류 벡터도

그림 1에서 동기속도로 회전하는 d 축과 회전자 자속축 사이의 각을 δ 라고 하면,

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\delta & \sin\delta \\ -\sin\delta & \cos\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_T \\ i_F \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots (3)$$

d축을 자속축에 일치시키면

$\delta = 0$ 가 되어

$$i_{qs} = i_T , \quad i_{ds} = i_F \quad \cdots\cdots (4)$$

고정자에 공급되는 전류는 고정자에 고정된 기준축에 대한 전류벡터이므로

$$i_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2}{3}\pi} \\ e^{-j\frac{4}{3}\pi} \end{bmatrix} (i_F + ji_T) e^{j\theta_F}$$

$$= I_m \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2}{3}\pi} \\ e^{j\frac{4}{3}\pi} \end{bmatrix} i_s^* e^{j(\theta_T + \theta_F)} \quad \cdots (5)$$

여기에서 $i_s^* = \sqrt{i_F^2 + i_T^2}$, $\theta_T = \tan^{-1}(i_T/i_F)$

i_F 와 i_T 에 의해 고정자전류크기 i_s^*, 토오크각 θ_T 를 제어할 수 있다.

3. 제어회로의 구성 및 인버터 각 결정

제어회로의 구성은 그림 2와 같다.

그림 2에서 제어입력은 DC 링크전류와 인버터 각이다. DC 링크전류는

$$I_d = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \sqrt{i_T^2 + i_F^2} \quad \cdots\cdots (6)$$

에 의해 결정되고 인버터 각은

$$\theta_s = \theta_T + \int \omega_s dt \quad \cdots\cdots (7)$$

로 된다.

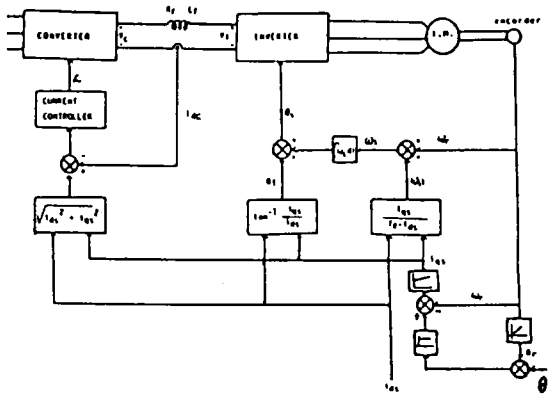


그림 2. 전력회로 및 제어회로

그림 3은 위치제어에 사용된 디지탈 컴퓨터 시뮬레이션 프로우 챠아트이다.

처음에 모든 상수값과 ω_r, i_{dc} 의 초기값을 입력한다. 스위칭 모드를 계산하는 데는 θ_s 의 값에 따라 6개의 모드로 나누어지며 여기서 결정된 mode 값을 이용[3] 하여 ω_r, i_{dc} 및 위치를 구한다. 전류 샘플링 시간이 되면 전류 PI 제어기에서 $|i_s|$ 값과 i_{dc} 값에 의하여 컨버터 각 α 를 계산하고 RETURN 한다. 또한 속도 샘플링 시간이 되면 속도제어기에서 토오크 각 θ_T 및 i_T 를 구한다. 목표하는 위치에 도달하면 루우프는

정지하나 도달하지 못했으면 다시 계산모드로 RETURN 한다.

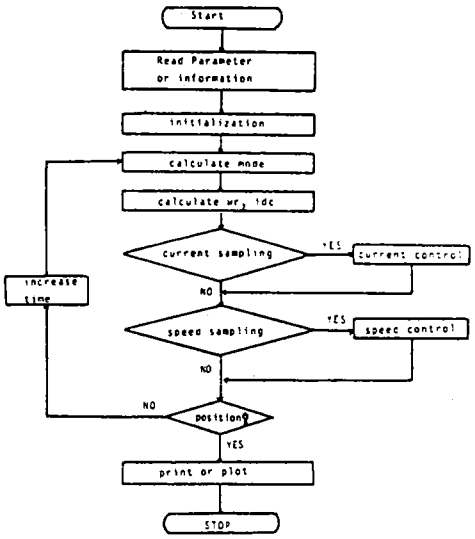


그림 3. 벡터제어 유도전동기 위치제어에 대한 프로우 챠아트

시뮬레이션에 사용된 전동기 상수 및 시스템 정수는 다음과 같다.

R_s=0.434[Ω], R_r=0.356[Ω]

L_s=0.0563[H], L_r=0.0557[H]

M=0.0546[H]

5마력 4극 220[V] 농형 60[HZ]

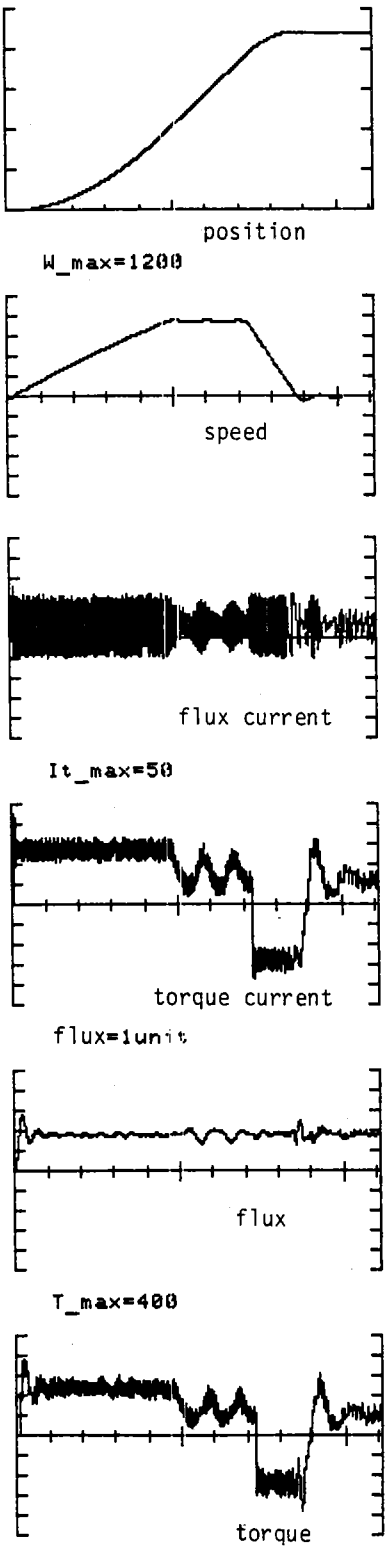
J=0.21[kg.m^2], B=0.019[kg.m^2/sec]

R_{dc}=0.3[Ω], L_{dc}=0.085[H]

샘플링주기 = 5[msec], 시간지연=5[msec]

T_L =7.536[N.m]

그림 4는 각부 파형을 관찰한 것이다.



4. 결론

1) 본 연구에서는 전류형 인버터의 피이드백 루우프 까지를 포함한 벡터제어 유도전동기 위치제어 시스템에 대한 디지탈 컴퓨터 시뮬레이션을 제시하였다.

2) 종래에 사용되었던 슬립주파수 방식은 토오크각 θ_T 의 제어기능이 구비되지 않기 때문에 속도 및 토오크의 속응성이 문제되었으나 본 연구에서는 슬립주파수형 벡터 제어방식을 이용함으로서 직류기 가변속 구동 시스템과 같이 우수한 제어 성능을 갖는것을 시뮬레이션으로 확인할 수 있었다.

5. 참고문헌

1) P.C KRAUSE et, "Simulation of Symmetrical Induction Machinery" IEEE Trans. Vol. PAS 84, No. 11, pp.1038-1053, 1965

2) M.AKAMATSU et, "High Performance IM Drive by Coordinate Control using a Controlled Current Inverter" IEEE Trans. Ind. Appl. Vol IA-18, No. 4, pp. 382-392, 1982

3) 박민호, 전태원, 정승기, "스위칭 함수를 이용한 전류형 인버터의 시뮬레이션", 전력전자연구회 8-5-1 (1985. 10)

4) W.Leonhard "Control of Electrical Drives", pp. 286-322, 1985