

論 文
36~4~5

# 자속기준제어에 의한 전류형인버터 구동 유도전동기의 위치제어에 관한 연구

## A Study on Position Control of a Current Source Inverter Fed Induction Motor by Field Oriented Control

朴旻鎬\*, 元忠淵\*\*, 羅承昊\*\*\*

(Min Ho Park · Chung-Yuen Won · Seung-Ho Na)

### Abstract

In this paper, field oriented control is applied to a 16 bit micro-processor Mc68000 controlled CSI fed induction motor servo drive. The control of induction motor using the principle of its is able to have the transient performance nearly to that of DC motors in the position control.

The software and hardware for the Mc68000 is developed. The position control scheme consists of the field oriented control loop and te speed reference pattern generator. The digital computer simlation and experimental results are provided, close agreement between them is obtained.

### 1. 서 론

Servo 기구나 압연기 구동장치와 같이 빠른 과도 응답(Quick Response) 외에 고성능(High Performance)의 연속제어를 요구하는 산업체에서는 직류전동기 다이리스터 레오나드 시스템이 많이 사용되고 있다. 직류기에서는 토오크가 계자전류와 전기자전류의 곱에 비례한다. 타여자 직류전동기의 경우 전기자전류와 계자회로는 독립 되어 있으므로 계자자속을 일정히 하고 전기자전류만을 제어함으로써 속응성이 좋은 토오크 제어가 가능하다.

한편 농형 유도전동기는 정류자와 브러쉬가 없고 또한 관성도 작기 때문에 속응제어를 요구하는 시스템에 응용 될 수 있으나, 전동기내부의 제량 및 제어입력 상호간의 결합으로 인하여 직류전동기 가변속 시스템에 비하면 속응성 및 정밀성면에서 뒤진다.

그러나, 1972년 독일의 F. Blascke 가 제시한 자속기준제어(Field Oriented Control) 또는 벡터제어(Vector Control)를 이용하면 농형 유도전동기를 직류전동기 정도의 높은 응답성을 가지는 제어성을 얻을 수 있어 고효율, 고속화, 경량화가 가능하다. 유도전동기 벡터제어는 전동기 1차전류를 그 크기, 주파수 및 위상을 포함한 전류벡터로서 제어하는 것을 말하며 자속검출형과 자속연산형으로 나눌 수 있는 자속 휘드백제어 벡터제어방식과 슬립 주파수제어형 벡터제어방식이 있다.

본 연구에서는 슬립주파수제어형 벡터제어방식을 전류형인버터에 의해 구동 되는 유도전동기 위치제어 시스템에 적용하였다. 특히 위치제어를 하게 되면 빈번한 기동과 제동이 필요하므로 외부회로의 첨가없이 회생제동이 가능한 전류형인버터가 유리하며 이에 비하여 전압형인버터는 dual converter 가 필요하게 되므로 불리하다. 또한 전류형인버터에 의한 자속기준제어 루우프는 직접전류를 제어하므로 제어측면에서도 전압형인버터 보다 훨씬 간단하다.

이 방식은 전동기정수로 부터 자속성분전류와 토오크분전류로 결정 되는 슬립 주파수를 구하고 회전각속도를 검출하여, 1차전류의 크기와 위상을

正 會 員 : 서울大 電氣工學科 教授  
 正 會 員 : 東洋工專大 電氣料 助教授  
 正 會 員 : 서울大 大學院 電氣工學科 碩士課程  
 1次修正 : 1987年 1月 21日  
 2次修正 : 1987年 3月 12日

부하에 대응하는 순치로 변화 시킴으로서 2차 가속벡터의 위상변화를 방지 한다. 이로 인하여 과도시의 속응성을 높이고 또한 안정된 속도제어 및 정밀한 위치제어를 할 수 있다.<sup>2)</sup> 자속기준제어는 아니로그 연산기로도 가능하나 회드백회로에 마이크로프로세서를 이용한 방법이 주류를 이루고 있다.

본 논문에서는 전동기정수에서 자속성분전류  $i_{as}$  와 토오크성분전류  $i_{qs}$ 에 따라 결정 되는 슬립각주파수  $W_{sl}$ 을 구하고 회전각속도  $W_r$ 을 이에 가산하여 각주파수  $W_s$ 를 정하는 수식을 제시하였다. 그리고 이것을 16비트 마이크로프로세서를 이용하여 실현 시킴으로서 종래의 아나로그 방식에 의한 계산의 결점을 해결 하였다. 그리고 전 계산과정을 마이크로프로세서의 소프트웨어로 처리 함으로서 복잡한 연산의 신속화 및 정확화를 기할 수 있을 뿐 아니라 회로 또한 간단 해 지므로 실용성면에서도 종래의 직류전동기 가변속시스템보다 유리 하다. 또한 고분해도의 광 엔코더 사용으로 전동기 축상에서 0.15 [deg] 이내의 정도(精度)를 실현 함으로서 위치제어의 정밀성을 높였다.

## 2. 자속기준제어의 원리

보통 3상유도전동기는 3상/2상 변환을 하여 2상 유도전동기로 변환 할 수 있으므로 설명을 간단히 하기 위하여 유도전동기를 2상 2극기로 가정한다. 고정자전류의 페이서도는 그림 1과 같다.<sup>3)</sup>  $\alpha, \beta$ 축은 고정자 기준좌표축이며  $\psi_r$ 은 회전자자속,  $i_{as}$ 는 자화전류성분,  $i_{qs}$ 는 토오크전류 성분이다. 그림 1에서 동기속도로 회전하는 d축과 회전자 자속축 사이의 각을  $\delta$ 라고하면 식 (1)로 표시된다.

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{as} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

d축을 자속축에 일치시키면  $\delta=0$ 이 되어 식 (2)와 같이 표시 된다.

$$i_{qs} = i_r, \quad i_{as} = i_f \quad (2)$$

$\theta_r, \theta_r, \theta_s$ 를 각각 자속각, 토오크각, 인버터각, 이라고하고,  $W_e$ 는 동기각속도로 정의하면 식 (3)과 같이 표시 된다.

$$\begin{aligned} \theta_r &= \int W_r dt \\ \theta_{sl} &= \int (W_e - W_r) dt \\ \theta_s &= \theta_r + \theta_{sl} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \theta_r &= \tan^{-1}(i_{qs}/i_{as}) \\ \theta_s &= \theta_r + \theta_{sl} \end{aligned}$$

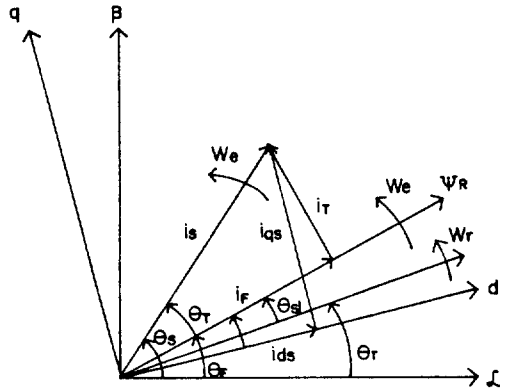


그림 1. 유도전동기 전류벡터도

Fig.1. Current vector diagram of induction motor

고정자에 공급되는 전류는 고정자에 고정된 기준축에 대한 전류벡터  $i_s$  이므로

$$\begin{aligned} i_s &= \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \text{Im} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2}{3}\pi} \\ e^{-j\frac{4}{3}\pi} \end{bmatrix} (i_f + i_r) e^{-j\theta_s} \\ &= \text{Im} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2}{3}\pi} \\ e^{-j\frac{4}{3}\pi} \end{bmatrix} i_s e^{j(\theta_r + \theta_{sl})} \end{aligned} \quad (4)$$

여기에서  $i_s = \sqrt{i_f^2 + i_r^2}$ ,  $\theta_r = \tan^{-1}(i_r/i_f)$ 는 고정자전류 기준값, 토오크각 기준값이고  $i_f$ 와  $i_r$ 에 의해 고정자전류크기  $i_s$ , 토오크각  $\theta_r$ 를 제어할 수 있다.

또한 자속기준제어를 위해서는 자속각  $\theta_r$ 에 대한 정보가 필수적이다. 자속벡터를 직접 측정하느냐에 따라 직접자속기준제어, 간접자속기준제어로 구분한다. 그러나, 직접자속기준제어로 자속각을 측정하기 위해서는 자속측정고일이나 홀소자를 설치하여야 하고 또한 저속에서의 측정이 곤란하므로 주로 간접자속기준제어를 사용 한다. 즉, 슬립각의 추정값  $\theta_{sl}$ 과 유도전동기의 회전자 위치의 추정값  $\theta_r$ 의 합으로 자속각  $\theta_s$ 를 추정 한다. 간접자속기준제어에서 고정자전류가 자속성분과 토오크성분으로 상호분리 할 수 있다는 사실과 슬립각속도  $w_{sl}$ 이 어떻게 표시 되는지 보기로 한다.

유도전동기의 고정자전류를 동기속도로 회전하는 dq축으로 변환하고 d축을 자속성분(Flux Component), q축성분을 토오크성분(Torque Component)

으로 상호분리할 수 있으므로 전압방정식과 순시토크식은 아래와 같이 주어지고 그 등가회로는 그림 2와 같다.

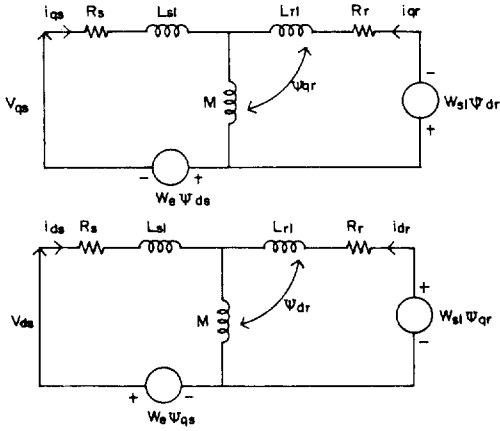


그림 2. 동기속도로 회전하는 유도 전동기 dq 등가 회로

Fig. 2. dq equivalent circuit of induction motor rotating with synchronous speed.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s P \\ -W_e L_s & R_s + L_s P & -W_e M & MP \\ MP & W_{s1} M & R_r + L_r P & W_{s1} L_r \\ -W_{s1} M & MP & -W_{s1} L_r & R_r + L_r P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (6)$$

여기서 P는 미분연산자, P는 극수로 표시 한다. 전류형인버터에 의한 구동시스템에 있어서는 회전자에 쇄교하는 자속을 상태변수로 표시하는 것이 편리하므로, 그림 2의 등가회로에서 다음과 같다.

$$\psi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (7)$$

$$\psi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (8)$$

여기에서  $L_r$ 은 회전자 자기인덕턴스 이다. 그리고, 회전자 전압방정식은 식 (9) 와같이 표시 된다.

$$\begin{aligned} R_r i_{qr} + P \psi_{qr} + W_{s1} \psi_{dr} &= 0 \\ R_r i_{dr} + P \psi_{dr} - W_{s1} \psi_{qr} &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

이때 회전자 자속페어서를 d축과 일치 시키면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \psi_{dr} &= \psi_r \\ \psi_{qr} &= P \psi_{qr} = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)을 식 (9)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_r i_{qr} + W_{s1} \psi_r &= 0 \\ R_r i_{dr} + P \psi_r &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

또한 식 (7), (8)에 식 (10)을 대입하여 회전자전류와 고정자전류의 관계를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{qr} &= -\frac{M}{L_r} i_{qs} \\ i_{dr} &= \frac{\psi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{ds} \end{aligned} \quad (12)$$

그러므로 식 (12)를 식 (6)과 식 (11)에 대입하면 다음과 같은 시스템방정식을 얻는다.

$$\begin{aligned} W_{s1} &= \frac{M}{T_R} \cdot \frac{i_{qs}}{\psi_r} \\ P \psi_r &= \frac{1}{T_R} [-\psi_r + M i_{ds}] \\ T_e &= K_t \cdot i_{qs} \cdot \psi_r \end{aligned} \quad (13)$$

여기서  $R_e = \frac{L_r}{R_r}$ ,  $K_t = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{M}{L_r}$  이다. 식 (13) 으로부터 회전자 쇄교자속은  $i_{ds}$ 에 의해서 제어 되고 토오크는 회전자 쇄교자속과  $i_{qs}$ 의 곱으로 표시 되므로 상호분리가 됨을 알 수 있다.

한편 유도전동기를 전류형인버터로 구동 할 때 인버터의 스위칭상태를 표현 하는 스위칭행렬을 도입하면 전체시스템은 다음과 같은 비선형 미분방정식이 유도 된다.<sup>4), 5)</sup>

$$P \psi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\psi_{qr} - M i_{qs}) - W_{s1} \psi_{dr} \quad (14)$$

$$P \psi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\psi_{dr} - M i_{ds}) - W_{s1} \psi_{qr} \quad (15)$$

$$P i_{ac} = (V_c - R_{eq} i_{ac} + K_4 \psi_{qr} - K_3 / \psi_{dr}) / L_{eq} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} P W_r &= \frac{P^2 M}{4 L_r J} (S_{k1} \psi_{dr} - S_{k2} \psi_{qr}) i_{ac} - \frac{B}{J} W_r - \frac{P}{2 J} T_L \end{aligned} \quad (17)$$

여기에서

$$K_1 = MR_r/L_r^2, \quad K_2 = M/L_r$$

$$K_3 = W_r K_2 S_{k1} - K_1 S_{k2}, \quad K_4 = K_1 S_{k1} - W_r K_2 S_{k2}$$

$$K_5 = \frac{R_s L_r^2 + R_r M^2}{L_r^2}, \quad K_6 = \frac{L_s L_r - M^2}{L_r}$$

$$R_{eq} = R_{dc} + 2K_5, \quad L_{eq} = L_{dc} + 2K_6$$

이고,  $S_{k1}$ 과  $S_{k2}$ 는 어느 임의의 순간에 인버터의 스위칭상태에 따라 결정 되는 계수이다.

식 (14)~(17)을 기초로 하여 Runge-Kutta 방법에 의해 전류형인버터로 구동 되는 유도전동기 위치제어에 관한 디지털 시뮬레이션의 결과를 4 절에서 보였다.

### 3. 위치제어를 위한 하드웨어 및 소프트웨어구성

그림 3은 전체적인 하드웨어를 보인 것이다. 1개의 8 bit A/D변환기를 사용하여 DC링크전류  $i_{dc}$ 를 측정하고 고분해능의 PG(Pulse Generator) 및 8253 카운터에 내장된 16비트 카운터를 사용하여 전동기 각속도  $W_r$ 을 측정 한다. 제어에 필요한 모든 계산을 실시간(Real Time)으로 계산하기 위하여 16비트 마이크로프로세서 Mc68000 보오드를 사용 하였다. Mc 68000 보오드의 클럭주파수는 4MHz이며, 주변장치는 Teminal, Cassette Interface 가 있다. 2개의 8비트 D/A변환기는 계산결과를 아나로그로 표시하기 위한 것이다. 콘버터 게이팅 신호발생을 위하여 또 하나의 8 비트 D/A변환기가 사용 되었고 인버터 게이팅을 위하여 32비트 카운터(68230PI/T)를 사용 하였다. 이 소자는 카세트 및 프린터 인터페이스에도 관련한다.

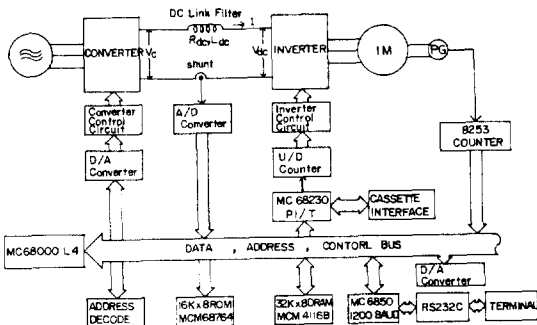


그림 3. 마이크로 컴퓨터에 의한 하드웨어 블록도  
Fig. 3. Block diagram of microcomputer hardware

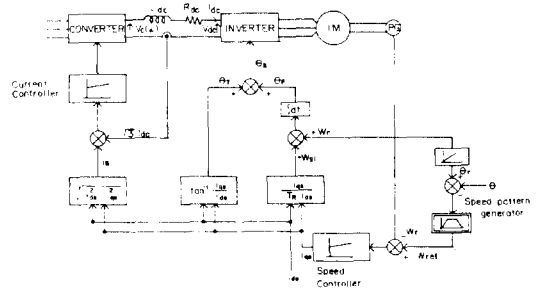


그림 4. 전류형 인버터에 의해 구동되는 유도서보 전동기에 대한 피드백 루우프  
Fig. 4. Feedback loop for induction servo motor driven by CSI

전체적인 제어명령 및 이득에 대한 정보는 Terminal의 Key를 통하여 입력 되고 계산결과 및 운전상태는 Monitor를 통하여 0.6sec마다 Display 된다. 전류제어기의 Sampling time은 2msec이며 속도제어기의 Sampling time은 10msec이다. 제어에 대한 피드백 루우프는 그림 4에 나타나 있다. 이는 크게 위치제어를 외부루우프와 위치제어부에서 위치명령에 따라 임의적으로 발생 되는 Speed reference pattern을 추종하게끔하는 속도제어의 내부루우프로 구성되어 있다. 여기서 속도제어부는 자속기준 제어의 비교적 구현이 용이한 방식을 선정 하였다.<sup>6)</sup>

본 연구에서는 전동기 및 부하의 특성에 따라서 속도제한치 및 가속도토크의 허용최대치 이내에서 회전자가 원하는 위치에 도달 하는데 최소시간이

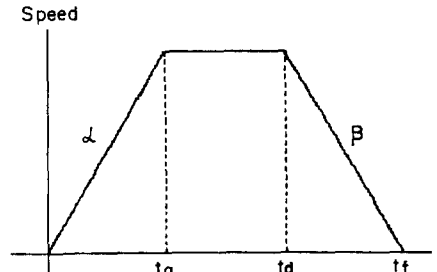


그림 5. 속도 기준 형태  
Fig. 5. Speed reference pattern.

되도록 그림 5와 같은 Speed reference pattern 을 채택 하였다. <sup>7), 8)</sup> 이러한 pattern은 가속시간, 등속 시간 및 감속시간으로 구성 된다. 가속과 감속기간에는 최대의 가속속도를 얻기위해 전류의 상한치, 즉, 정격전류의 2배가 흐르게 하였고, 등속기간중에는 전동기의 기계적 정격회전수로 운전되게 하였다.

제어를 위한 소프트웨어의 흐름도는 그림 6에 보였다. 속도정보는 10msec동안의 펄스엔코더의 출력펄스를 카운트하여 입력 한다. 속도오차를 검출하여 speed pattern generator와 속도제어기를 동작 시켜 인버터 점화각을 출력하고 DC Link current reference를 계산 한다. 전류정보는 홀소자를 이용하여 전압형태로 변환 시킨후 저대역필터를 거쳐 8비트 A/D변환기로 입력되며 매 2msec마다 전류제어 PI제어기를 수행하여 콘버터 제어지연각을 출력 한다. 위치명령 및 각 제어기의 이득은 운전중에도 key-board를 통해 변경 할 수 있게 하였다. 전류정보는 저대역필터 즉, 시간지연이 매우 큰것을 사용하여 평활하게 한후 입력 하였다. 본 논문에서는 필터의 시간지연에 따른 문제는 다루지 않았다.

#### 4. 시뮬레이션 및 실험 결과

5Hp 4극 농형 유도전동기가 시뮬레이션 및 실험에 사용 되었다. 회전자 위치의 제적, 속도파형, 토오크분전류  $i_{qs}$  및 자속분전류  $i_{ds}$  파형의 디지털 시뮬레이션 결과가 그림 7에 나타나 있다. 토오크분전류  $i_{qs}$ 는 가속과 감속기간에는 최대값이 제한 되고 부하토오크에 따라서 일정값으로 유지되게 된다. 전체 기간중에서 자속분전류  $i_{ds}$ 는 그 기준치를 정격치로서 일정하게 주었음에도 그림 7에서 보는 바와 같이  $i_{qs}$ 의 변동에 따라  $i_{ds}$ 가 약간의 변동이 있게 된다. 이는 제어루우프내에서의 상호작용에 의해 과도상태중에는 식 (1)에서의  $\delta$ 가 항상 0으로 유지되지 않기 때문에  $i_{qs}$ 의 변동이  $i_{ds}$ 에 영향을 미치기 때문이라고 본다. 그리고,  $t=4\text{sec}$  이후 유도전동기가 원하는 위치에 도달하더라도 토오크분전류  $i_{qs}$ 는 0이 되지만, 여자전류에 해당하는 자속분전류  $i_{ds}$ 는 0이 되지 않는다.

그림 8은 제시된 구동시스템을 자속기준제어에 의해 얻은 실험결과 이다. 구동시스템은 현재 위치 정보를 알 수 있으므로 Speed pattern generator에서 가속과 감속기간의 기율기를 제어하여 감속기간에서는 회생제동에 의해 원하는 위치에 도달할 수 있게 하였다. 그림 8 (a)는 위치와 속도파형을 나타내고 (b)는 토오크분전류  $i_{qs}$ 와 자화전류  $i_{ds}$ 를 나타낸다. 앞의 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 알 수 있다.

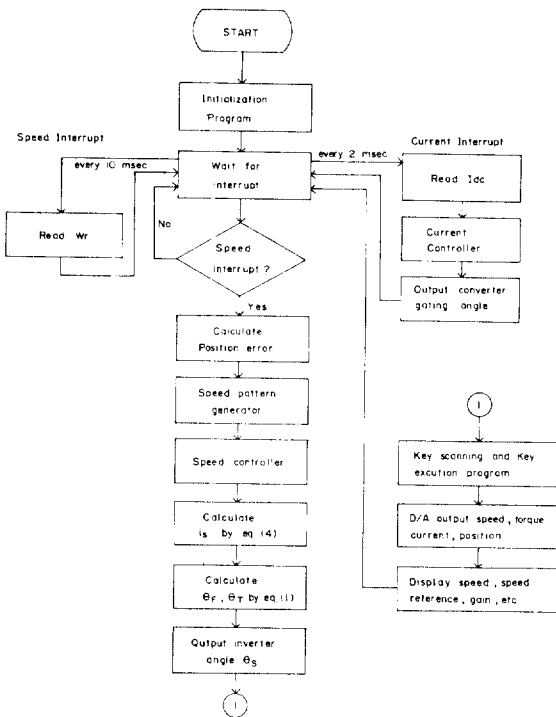


그림 6. 소프트웨어 흐름도  
Fig. 6. Software flow-chart.

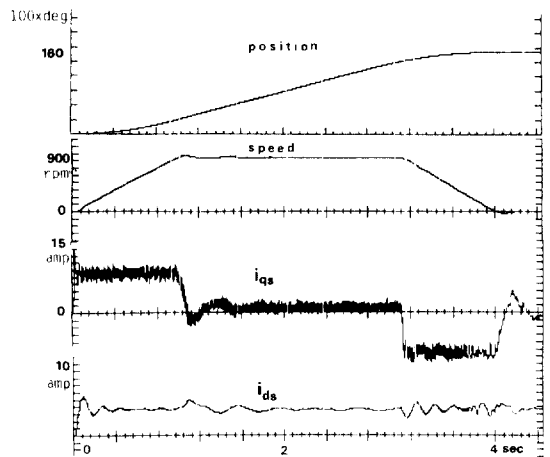


그림 7. 5HP 유도전동기의 위치제어 시뮬레이션 결과

Fig. 7. Simulation results for position control of 5Hp induction motor.

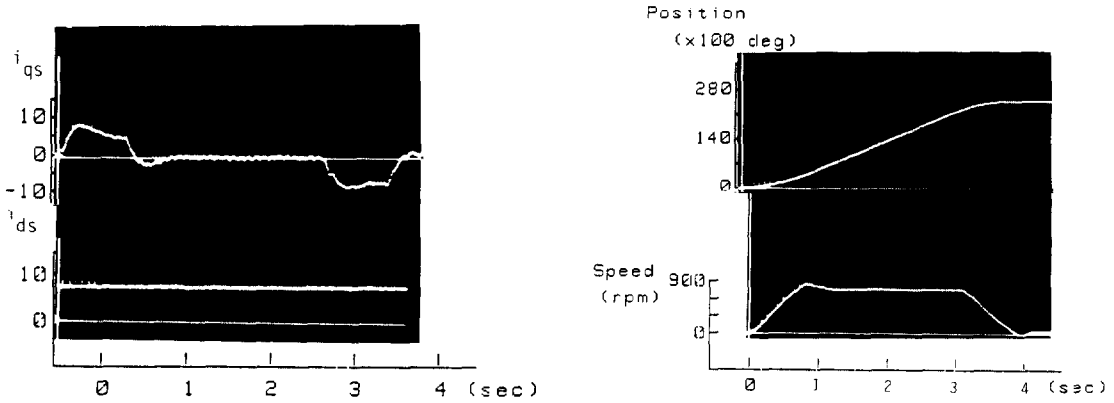


그림 8. 위치, 속도, 토오크 전류 및 자화 전류의 응답

Fig. 8. The responses of position, speed, torque current and magnetizing current.

5. 결론

1) 종래에 사용되었던 슬립주파수 방식은 토오크 각  $\theta_r$ 의 제어기능이 구비되지 않기 때문에 속도 및 토오크의 속응성이 문제되었으나 본 연구에서는 슬립주파수제어형 벡터제어방식을 이용함으로써 직류기 가변속구동시스템과 같이 우수한 제어성능을 갖는 것이 시뮬레이션 및 실험결과로서 확인할 수 있었다.

2) 하드웨어 시스템에서 입력 A/D변환기의 비트수를 증가시키고 회전 검출기(PG)의 분해능을 높이면 위치제어의 정밀성이 나아질 것으로 기대된다.

3) 실험 및 디지털 시뮬레이션 결과가 거의 일치함을 알 수 있다.

본 논문의 연구결과는 교류전동기의 사용 범위가 넓어짐에 따라 과도시의 속응성을 높이고 정확한 위치제어가 요구되는 산업현장에서 활용이 기대된다.

부록

실험에 사용된 전동기상수  
 3상 4극, 5Hp 농형 유도전동기  
 220(V), 15(A), 1735(rpm), 60(Hz)  
 $R_s=0.434(\Omega)$ ,  $L_s=0.0563(H)$   
 $R_r=0.356(\Omega)$ ,  $L_r=0.0557(H)$   
 $J=0.21(kg \cdot m^2)$ ,  $M=0.0546(H)$   
 $B=0.019(kg \cdot m^2/sec)$   
 전류 샘플링주기 = 2(msec)  
 속도 샘플링주기 = 10(msec)  
 DC링크 정수

$R_{dc}=0.3(\Omega)$ ,  $L_{dc}=80(mH)$

참고 문헌

- 1) F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines", Siemens Review, Vol.34, pp.217-220, May, 1971.
- 2) W. Schmacher, W. Leonhard, "Transistor-fed AC Servo Drive with Microprocessor Control", IPEC-Tokyo '83, pp.1465-1476, 1983.
- 3) P.C. Krause et al., "Simulation of Symmetrical Induction Machinery" IEEE Trans. Power. Appr. Syst. Vol. PAS-84, pp.1038-1053, 1965.
- 4) S. Sathikmar, Joseph Vithayathil, "Digital Simulation of Field-Oriented Control of Induction Motor", IEEE Trans. Ind. Electronics. Vol. IE-31, No.2, pp.141-148, May, 1984.
- 5) 박민호, 전태원, 정승기, "스위칭 함수에 의한 전류형 인버터 유도전동기 시스템의 해석 및 시뮬레이션", 대한전기학회논문지 35권 5호, pp.185-192, 1986.
- 6) M. Kaimoto, M. Hashii, T. Yanase and T. Nakano, "Performance Improvement of Current Source Inverter-Fed Induction Motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-18, No.6, pp.703-711, Nov / Dec, 1982.
- 7) Kuo, Tal, "Incremental Motion Control DC Motors and Control Systems", SRL Publishing Company, Champaign, Illinois, 1970, pp.234-142.
- 8) W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", Springer-Verlag Berlin Heidelberg New Tokyo, 1985, pp.311-322.