

CRPWM 인버터로 구동되는 유도전동기의 벡터제어 시스템 구현

(Implementation of a Vector Control System of CRPWM Inverter Fed Induction Motor)

鄭鍾鎮* · 金興根**

(Jong-Jin Jung · Heung-Geun Kim)

요 약

본 논문에서는 CRPWM 인버터로 구동되는 유도전동기의 벡터제어를 구현하였다. 회전자속은 회전자 좌표계 자속모델을 이용하여 추정하였으며 전류제어기는 고정좌표계 삼각파 비교제어기를 사용하였다. 회전자속의 추정, 속도제어기, 자속제어기, 벡터회전, 상 변환 등의 연산은 80C196 마이크로 컨트롤러를 사용하여 실시간 제어를 하였으며 전류제어기는 마이크로 컨트롤러의 처리부담을 덜어주기 위해 아날로그 회로로 구현하였다. 제안한 시스템에 대하여 시뮬레이션을 통하여 타당성을 검토하였으며 실험을 통하여 전류제어 특성과 시스템의 과도 응답 특성이 우수함을 보였다.

Abstract

In this paper, a vector control system is implemented to drive CRPWM inverter fed induction motor. The rotor flux is estimated using the rotor coordinates flux model and the stator coordinates ramp comparison controller is used as a current controller. The microcontroller 80C196 is used for the computation of the estimation of the rotor flux, the speed controller, the flux controller, the vector rotation, and the phase transformation. The current controller is implemented using the analog circuit in order to reduce the burden of the microcontroller. For the proposed system, the digital simulation is performed to examine the feasibility and the superior characteristics of the current controller and the system transient response is verified through the experiment.

1. 서 론

가변속 운전이 요구되는 산업 분야에는 종래부터 비교적 제어가 용이한 직류전동기가 사용되었으나, 직류전동기는 필수적으로 정류자와 브러시를 가지는 구조적 특징 때문에 보수, 유지 등의

본질적인 단점을 가지고 있다. 따라서 산업기술의 발달과 함께 가변속 운전의 응용 분야에 직류전동기를 교류전동기로 대체하려는 노력이 계속되어 오던중 1970년대 초에 유도전동기의 벡터제어 이론이 도입되기 시작하였다.¹⁾ 그러나 도입 초기에는 연산의 어려움등으로 실현되지 못하다가 반도체 산업기술의 급격한 발달로 인하여 고속의 마이크로 프로세서가 개발되면서 유도전동기의 제어 기술은 급격히 도약하였다. 이에 따라

*正會員：慶北大 大學院 電氣工學科 博士課程

**正會員：慶北大 電氣工學科 副教授

接受日字：1995年 12月 22日

유도전동기는 선반이나 압연기 등의 대용량 시스템에서도 이미 직류전동기를 대체해 가고 있다.

유도전동기의 직접 벡터제어는 회전자속 정보를 직접 측정하는 방법으로 고정자 치면에 홀소자를 부착하여 공극자속을 직접 측정하고 이로부터 회전자속을 고정자 전류와 공극자속의 관계식으로부터 직접 구하게 된다. 이 방법은 회전자 시정수에 대한 보상이 필요 없으나 표준전동기를 사용할 수 없는 단점을 갖고 있다.²⁾ 한편 간접 벡터제어는 회전자 속도와 슬립 각속도를 더하여 회전자속의 각속도를 구하는 방법인데 이 방법은 전동기의 회전자 시정수의 변화에 영향을 받기 쉬운 단점이 있다.^{3~4)}

유도전동기의 고성능 제어를 위해서는 가변주파수, 가변전압형의 인버터는 필수적이고 우수한 제어 특성을 얻기 위해 전류제어 방식의 인버터(Current-Regulated PWM Inverter)가 많이 사용되고 있다. 이에 따라 유도전동기의 전류제어에 대한 연구가 많이 진행되어 왔다. 전류제어기의 특성을 살펴보면 히스테리시스 제어기는 전류오차가 제한되고 실현이 용이하며 과도응답이 빠른 반면에 저속에서의 리미트 사이클 문제가 발생하는 단점이 있다.^{5~7)} 삼각파 비교제어기의 하나인 고정좌표계의 삼각파 PI제어기는 스위칭 주파수가 삼각파로 일정하나 고속에서 정상상태 오차와 위상 지연이 수반된다.⁸⁾ 이러한 단점을 극복하기 위하여 T.W.Roman은 동기속도 좌표계의 삼각파 PI제어기를 제안하였다.⁹⁾ 동기좌표계에서 해석하면 전류, 역기전력이 직류량이 되어 정상상태 오차와 위상지연이 제거된다.

본 논문에서는 실험에 앞서 정지좌표에 삼각파 비교제어기를 사용한 간접 벡터제어 시스템을 제시하여 디지털 시뮬레이션을 통하여 타당성을 검토한 다음 실험을 통하여 시스템의 구동 특성이 우수함을 입증하였다. 시스템 구현은 단일칩 마이크로 컨트롤러인 80C196을 이용하여 고속연산을 실행하였고 홀 센서와 고속의 A/D컨버터를 사용하여 고정자전류를 측정하였으며 전동기 회전속도는 엔코더를 이용, M/T방식으로 측정하였다.

2. 일반 회전좌표계에서의 유도전동기의 모델링

2.1 유도전동기의 모델링

일반 회전좌표계에서의 유도전동기의 전압 방정식은 식(1), (2)와 같다.¹⁰⁾

$$v_s = r_s i_s + p \lambda_s + j \omega \lambda_s \quad (1)$$

$$v_r = r_r i_r + p \lambda_r + j(\omega - \omega_r) \lambda_r = 0 \quad (2)$$

단, 여기서 $\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r$, $\lambda_r = L_m i_s + L_r i_r$ 이다. 그림 1의 등가회로에서 고정자 및 회전자 회로에 기전력으로 표시한 부분이 기계적 출력에 해당하므로 식(3)과 같다.

$$\begin{aligned} P_{mech} &= \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ j \omega \lambda_s i_s^* + j(\omega - \omega_r) \lambda_r i_r^* \} \\ &= \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ -j \omega_r L_m i_s i_r^* \} \\ &= \frac{3}{2} \omega_r L_m I_m (i_s i_r^*) = T_e \left(\frac{\omega_r}{P/2} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

따라서, 토크는 식(4)와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m I_m (i_s i_r^*) \quad (4)$$

단, 여기서 i_s^* : i_s 의 공액 복소벡터
 i_r^* : i_r 의 공액 복소벡터

2.2 행렬 형태 표현식

식(1), (2)로 표시되는 유도전동기의 전압방정식과 식(4)의 토크식을 실변수 함수로 표시하기 위하여 복소벡터 변수를 실수부와 허수부로 분리하여 정리하면 식 (5), (6)과 같다.

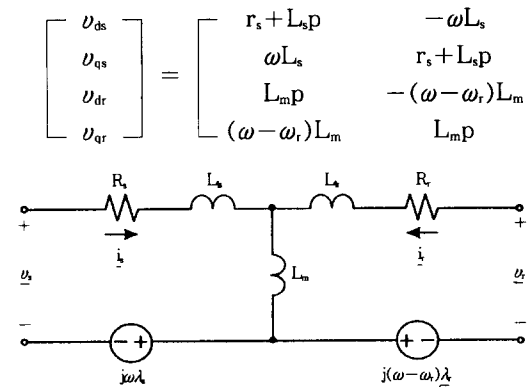


그림 1. 일반회전좌표계에서의 유도전동기의 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of an induction motor for general rotating coordinates

$$\begin{bmatrix} L_m p & -\omega L_m \\ \omega L_m & L_m p \\ r_r + L_r p & -(\omega - \omega_r)L_r \\ (\omega - \omega_r)L_r & r_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i_{qr} i_{dr} - i_{ds} i_{qs}) \quad (6)$$

식 (5)에서 $\omega=0$ 이면 정지좌표계에 대한 것이고, $\omega=\omega_e$ 이면 동기속도 회전좌표계에 대한 전압방정식이 된다.

3. 전류 제어기 및 벡터제어 시스템

그림 2는 시스템의 전체 블록 다이어그램이다. 유도전동기의 벡터제어를 구현하기 위해서는 고정자전류의 순시치를 직접 제어해야 하므로 본 논문에서는 CRPWM 트랜지스터 인버터를 사용하였다. 각 상에 들어가는 전류제어기의 종류에는 히스테리시스 제어기, 삼각파 비교제어기 및 예측 제어기^{11~13)} 등이 있다. 히스테리시스 제어기는 전류의 기준치와 실제전류 사이에 일정한 오차를 설정하고(히스테리시스 밴드) 오차가 이 밴드에 도달하면 스위칭을 결정한다. 그림 3은 고정좌표계 삼각파 비교 제어기를 나타낸 것인데

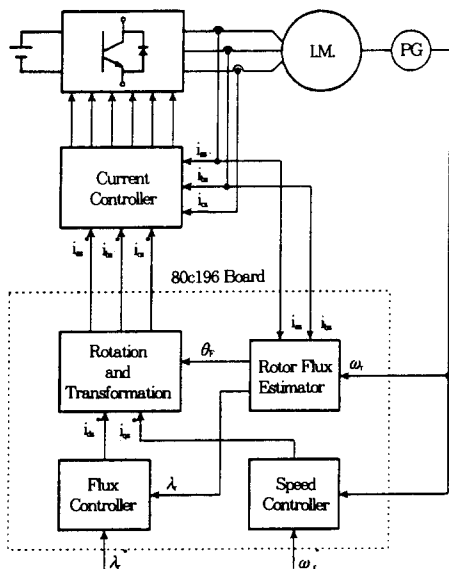


그림 2. 시스템 블록 다이어그램
Fig. 2. Block diagram of system

제어 대상인 전류가 직류인 경우에는 우수한 전류제어 특성을 가질 수 있지만 교류인 경우에는 특히 고속에서 역기전력이 높기 때문에 이득의 감소 효과가 나타나 진폭오차 및 위상지연이 크게 된다. 이런 오차를 제거하기 위하여 동기좌표계 삼각파 PI제어기가 제안되었는데 동기속도로 회전하는 좌표계에서 본 고정자전류는 정상상태에서 직류량이므로 PI제어기를 동기좌표계에 설치하면 정상상태 전류오차를 제거할 수 있다.

그러나 동기좌표계 삼각파 제어기를 실현하기 위해서는 고속의 DSP가 필요하기 때문에 본 논문에서는 비교적 저렴한 마이크로 컨트롤러를 사용하여 구현하는 것을 목적으로 하여 고정좌표계 삼각파 PI제어기를 사용하였다. 회전자속은 회전자속모델을 사용하여 추정하고 값을 사용하였으며 고정자 전류는 두 상만 측정하고 나머지 한 상은 반전 가산기를 사용하여 구하였다.

제어루프는 크게 속도제어 루프와 자속제어 루프로 나누어지고 속도제어기의 출력이 고정자 전류의 q축 성분 기준치, i_{qs}^* 가 되며 매 샘플링 시간마다 수행된다. 한편 자속제어기의 출력은 고정자전류의 d축 성분 기준치, i_{ds}^* 가 된다. 이들 고정자전류의 기준치를 자속각만큼 회전시켜 고정좌표계에서의 고정자전류의 기준치로 삼고, 2상/3상 변환하여 출력하게 된다. 이렇게 출력된 값과 실제전류를 비교하여 스위칭을 결정한다.

4. 디지털 시뮬레이션

실험 장치의 구성에 앞서 제어 알고리즘의 타당성을 검증하고 속도 및 전류 제어기의 이득을 결정하고 응답특성을 고찰하기 위해 시뮬레이션

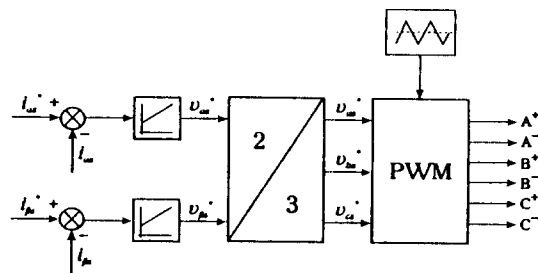


그림 3. 고정좌표계 삼각파 비교제어기
Fig. 3. Stator coordinates ramp comparison controller

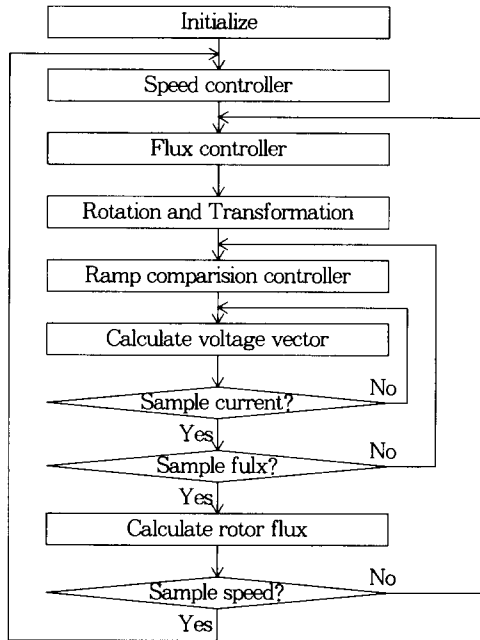


그림 4. 시뮬레이션 흐름도
Fig. 4. Flow chart of simulation

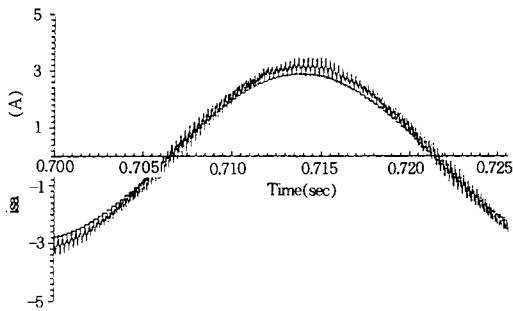


그림 5. 상전류 파형(무부하시, 정상상태)
Fig. 5. phase current waveform(at no load, steady state)

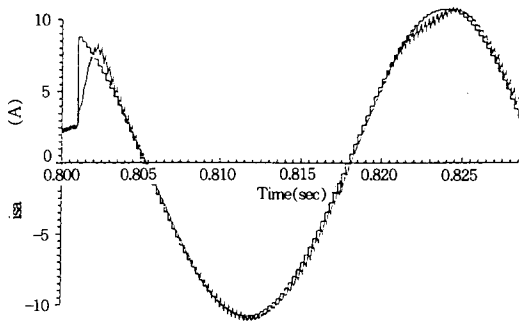


그림 6. 상전류 파형(과도상태, 1,000→1,400rpm)
Fig. 6. A phase current waveform(transient state, 1,000→1,400rpm)

을 실행하였다. 여기에 사용된 유도기의 정격 및 정수들은 부록과 같다. 시뮬레이션은 크게 유도 전동기 부분과 전압벡터를 결정하게 되는 인버터

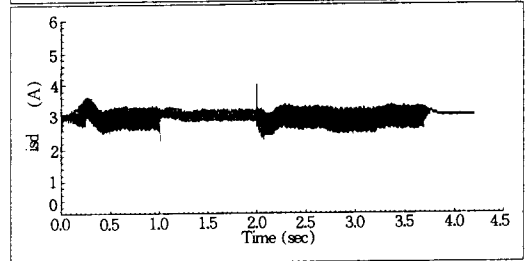
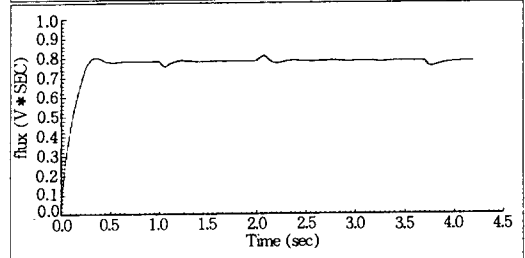
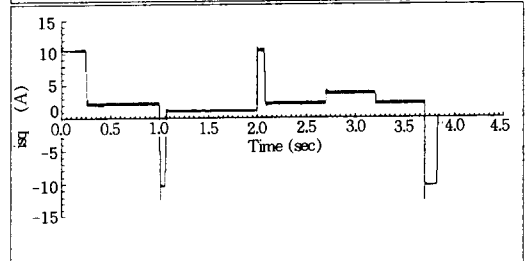
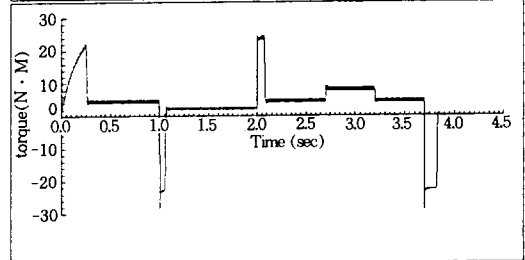
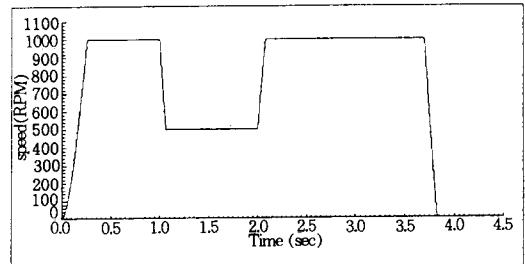


그림 7. 과도응답특성
Fig. 7. Characteristics of transient response

부 및 제어 루프로 나누어진다. 제어부 및 인버터부는 실제전류와 기준전류사이의 오차에 의해서 동작되는 전류제어기의 출력과 삼각파를 비교하여 스위칭 모드를 결정하고 이로부터 전압벡터를 구하는 부분이고 유도전동기부는 앞에서 구한 전압벡터와 부하토크로부터 고정자전류와 속도를 계산하게 된다. 여기서 구해진 고정자전류 i_{as}^* , i_{bs}^* 를 2상/3상 변환하여 3상 고정자전류의 실제값으로 취한다. 이렇게 구해진 실제전류를 기준전류와 비교하여 스위칭을 결정하게 된다. 시뮬레이션에서의 전류제어기는 고정좌표계 삼각파 PI제어기를 사용하였고 속도 샘플링은 1[ms]이고, 이 시간이 되면 속도 제어기를 거쳐 다시 기준전류값을 재설정하고 새로운 스위칭 모드를 결정하게 된다. 또 자속제어기는 속도제어기가 한 번 계산될 때 네 번 계산되도록 하여 여자전류의 기준치를 재설정하였다. 이로부터 재설정된 i_{as}^* , i_{bs}^* 를 실제전류 i_{as} , i_{bs} 와 비교하여 제어기를 거치게 되고 그 값과 삼각파를 비교하여 스위칭을 결정한다. 시뮬레이션은 정상상태에서의 기준전류와 실제전류, 과도상태일 때의 기준전류와 실제전류의 특성, 기준속도 및 부하 토크의 스텝 변화시의 응답 특성들을 보였다. 디지털 시뮬레이션의 흐름도는 그림 4와 같다.

그림 5는 무부하 상태에서 1,000[rpm]의 정상상태 운전시 기준전류 및 실제전류의 파형인데 고정좌표계 삼각파 PI제어기의 특징인 정상상태에서의 진폭오차와 위상지연을 볼 수 있고, 그림 6은 1,000[rpm]에서 1,400[rpm]으로 기준속도를 스텝 변화시켰을 때 실제전류와 기준전류의 파형으로 과도상태일 때에도 응답 특성이 빠른 것을 볼 수 있다. 그림 7은 50[%] 부하를 건 상태에서 1,000[rpm]으로 기동시킨 후 1초에서 기준속도를 500[rpm]으로 감소시켰다가 2초에서 다시 1,000[rpm]으로 증가시키고 이 상태에서 2.7초가 되면 부하토크를 전부하로 했다가 3.2초에서 50 [%] 부하로 감소시킨 후 3.7초부터 제동한 것으로 고정자전류가 자속성분과 토크성분으로 분리되어 제어되며 동특성이 우수함을 알 수 있다.

시뮬레이션 결과를 종합적으로 살펴보면 기준속도 스텝변화시나 부하토크의 스텝변화시에도

우수한 과도응답 특성을 보이고 있고 정상상태에서도 예상한 것처럼 위상지연과 정상상태 오차를 볼 수 있다.

5. 실험장치의 구성

5.1 하드웨어의 구성

시스템 하드웨어의 블럭 선도는 그림 8과 같다. 전력회로부는 3상 교류 입력을 직류로 변환하고 이를 다시 마이크로프로세서의 명령을 받아 전동기 구동에 적합한 가변 주파수 및 가변 전압의 교류전원으로 변환하는 부분이다. 실험에 사용된 인버터는 13[kVA], 1[kHz] 트랜지스터 인버터이다. 마이크로프로세서부는 전체 시스템의 핵심이 되는 부분으로 16핀트 마이크로 콘트롤러인 80C196을 사용하였는데 이 콘트롤러는 최소한 232바이트의 램(레지스터 파일)과 외부 아날로그 입력을 디지털로 변환해 줄 수 있는 10비트 A/D변환기와 외부 입출력을 빠르게 처리해 줄 수 있는 고속 I/O 및 PWM기능등을 가지고 있어 실시간 처리 및 고성능을 요구하는 응용, 특히 전동기 구동에 적합한 프로세서이다.

위의 기능에서 보면 80C196은 10비트의 A/D 변환기를 갖추고 있으나 본 실험에서는 분해능이 훨씬 더 높은 12비트의 A/D변환기를 별도로 설



그림 8. 시스템 하드웨어의 블럭선도
Fig. 8. Block diagram of a hardware

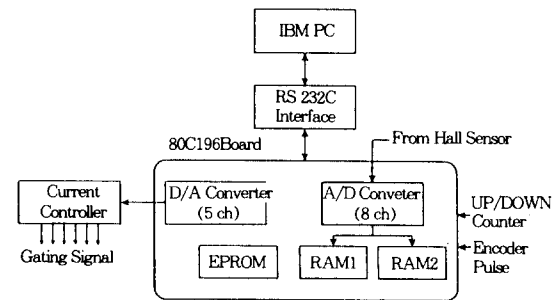


그림 9. 인터페이스 회로
Fig. 9. Interface circuit

치하였다. 벡터제어를 위해서는 최소한 2상의 전류를 검출해 이것을 디지털화하여 연산에 이용하므로 이 값을 정확히 디지털값으로 바꾸어 주는 것이 전체 알고리즘에 매우 중요한 영향을 미치게 되기 때문이다. 이 A/D변환기의 변환 시간은 약 8[μ s]로 고속이므로 벡터제어의 실시간 처리에 아주 적합하다. 그밖에 프로세서 보드에 실장되어 있는 것들로는 프로세서 내부의 변수를 출력할 수 있는 5채널의 D/A변환기가 있고 컴퓨터와 마이크로프로세서의 통신을 위한 통신제어 프로그램이 들어 있는 EPROM과 주 프로그램인 벡터제어 프로그램이 실장되어 있는 램(RAM)등으로 구성된다. 이 부분에서 전류제어, 속도제어, 입·출력제어 등이 이루어지며, 특히 주 제어 프로그램인 벡터제어 프로그램이 이 안에서 이루어져 각각의 연산결과와 제어결과 신호, 시스템 상태등을 외부로 출력한다. 그밖의 하드웨어에는 시뮬레이션에 사용된 모델과 같은 3[HP] 유도전동기, 부하시험을 위한 직류 발전기, 상전류를 검출하기 위한 전류 센서 2개, 속도 검출을 위한 엔코더, 속도의 분해능을 높이기 위해 엔코더의 신호를 4채배하는 4채배회로, 마이크로프로세서에서 출력되는 기준전류와 실제전류의 차를 구하기 위한 비교기, 게이팅 신호를 만들어 내기 위한 삼각파 발생회로 등으로 구성된다.

전력회로로부터의 필요한 정보의 입력, 마이크로프로세서로부터의 데이터의 출력 등 필요한 정보의 입출력을 위해 인터페이스 회로가 필요하다. 시스템의 인터페이스 회로는 그림 9와 같다.

5.2 소프트웨어

소프트웨어의 구성은 3개의 프로그램으로 구성되어 있다.

(A) 벡터제어 프로그램

이 프로그램은 벡터제어를 실행하기 위한 프로그램으로 80C196의 어셈블리 언어로 작성되어 있으며 초기화 프로그램과 A/D변환기로부터 일정한 시간마다 고정자 전류를 받아들이는 A/D변환 프로그램, 속도제어기 및 자속제어기에서 PI 제어 알고리즘을 수행하는 부분, 엔코더 출력 펄스를 일정한 시간마다 카운터하여 속도를 계산

하기 위한 인터럽트 프로그램, 고정자 전류의 기준치를 계산하는 프로그램, 이 기준치를 외부로 출력하는 프로그램 등으로 구성된다.

초기화 프로그램은 SFR(special function register)의 주소와 벡터제어 루프에서 사용되는 변수, I/O 장치의 주소, 인터럽트 서비스 루틴 등을 지정하고 상수값의 정의와 초기값을 설정한다. 이 프로그램이 완전히 한번 수행하는 시간이 대략 0.3[ms]이므로 전류 샘플링 시간을 0.5[ms]로 하였고 속도 인터럽트 서비스 루틴은 2[ms]마다 샘플링하여 속도를 계산하였다.

일반적으로 회전자속도를 디지털로 측정하는 방법에는 3가지가 있다. 첫째, M방법은 일정한 시간동안 엔코더로부터 출력된 펄스수를 카운터로 계수하는 방법으로 속도는 카운터의 계수값에 비례하게 된다. 이 방법은 고속에서는 계수값이 크므로 측정 정밀성이 우수하지만, 저속일 경우에는 샘플링 시간이 엔코더 펄스 주기의 정수배가 아니므로 발생하는 계수오차 때문에 측정 정밀도가 낮아진다. 둘째, T방법은 일정한 높은 주파수를 갖는 별도의 펄스열을 발생시켜 엔코더의 출력 펄스 1주기 동안 이를 카운터로 계수하는 방법으로 앞에서의 M 방법과는 반대로 속도는 계수값에 반비례하게 된다. 따라서 이 방법은 저속에서는 계수값이 커져서 측정 정밀도가 우수하지만 고속이 되면 정밀도가 나빠진다. 셋째, M/T 방법은 앞의 2가지 방식의 장점을 취하고 단점을 보완할 수 있도록 일정펄스열과 엔코더 출력을 모두 계수하여 이로부터 속도를 환산하는 방법이다. 이 방법은 다소 복잡한 회로와 연산을 필요로 하지만 저속에서 고속까지 거의 일정하고 높은 정밀도를 갖는 속도값을 얻을 수 있다. 따라서 본 실험에서도 이 방법을 사용하였다. 이런 내용의 프로그램들이 주(main IBM PC) 프로그램에서의 다운 로드(down load)의 명령으로 램에 들어가게 된다.

(B) 주 프로그램

이것은 주 컴퓨터에서 수행하는 프로그램이다. 80C196 보드와의 직렬통신으로 보드의 램을 체크하고 컴퓨터에 있는 벡터제어 프로그램을 보드의 램으로 다운 로드시키며 전동기 구동중 기준

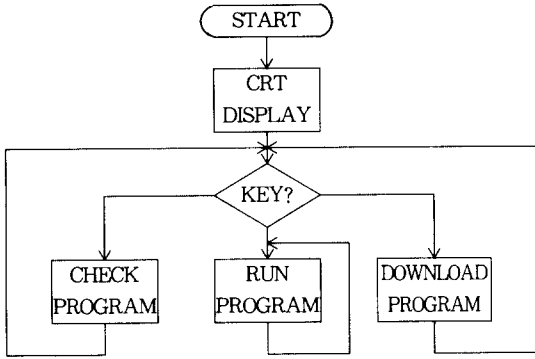


그림 10. 주 프로그램의 흐름도
Fig. 10. Flow chart of a main program

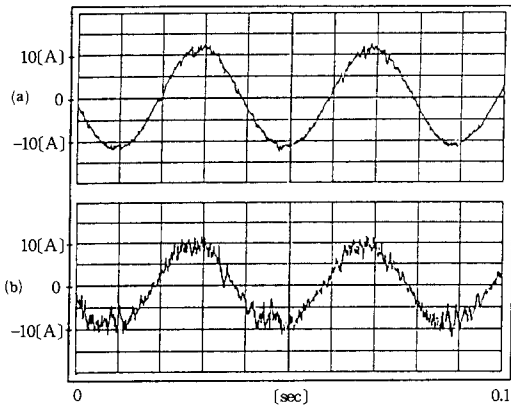


그림 11. 기준전류와 실제전류 파형(전부하, 정상상태, 750rpm)
Fig. 11. Reference current and actual current waveform (full load, steady state, 750 rpm)
(a) 기준전류 (b) 실제전류
(a) reference current (b) actual current

속도, 실제속도, 고정자의 각 상전류, PI제어기의 출력인 i_{qs}^* , i_{ds}^* , 실제 i_{qs} , i_{ds} , 제어기 이득의 재설정 등의 주요 변수값을 컴퓨터 화면에 나타내게 된다. 이 프로그램의 흐름도는 그림 10과 같다.

(C) 롬 프로그램

이 프로그램은 196보드의 롬(ROM)에 저장되어 있으며 컴퓨터와의 시리얼 통신을 하는 프로그램이다. 이것은 80C196을 초기화시키고 전동기 구동중 마이크로프로세서에서 연산된 주요 변수들의 값을 컴퓨터로 보낸다던지 또는 기준속도를 컴퓨터에서 마이크로프로세서로 보내기 위해 RS232C를 통하여 컴퓨터와 통신하는 프로그램으로 80C196어셈블리 언어로 작성되어 있다.

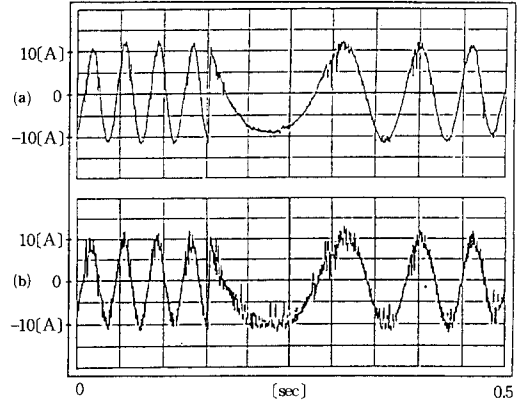


그림 12. 기준전류와 실제전류 파형(전부하, 750rpm → -750rpm)
Fig. 12. Reference and real current waveform (full load, 750 rpm → -750 rpm)
(a) 기준전류 (b) 실제전류
(a) reference current (b) actual current

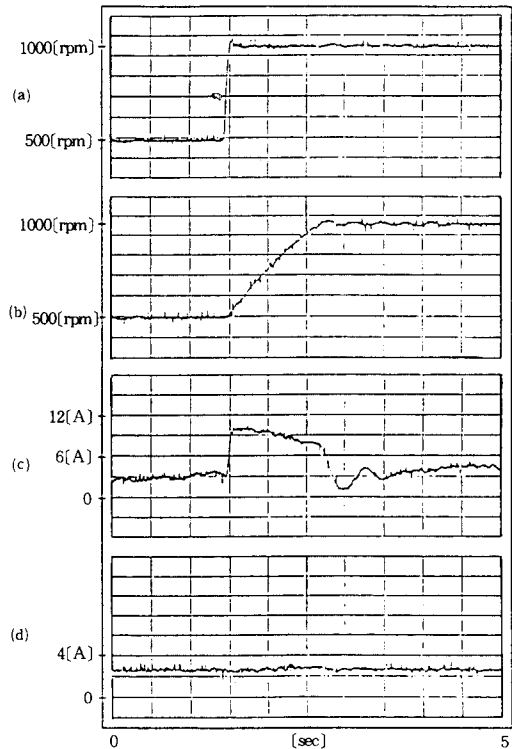


그림 13. 기준 속도 스텝 변화시의 과도특성(무부하)
Fig. 13. Transient response at step change of reference speed (no load)
(a) 기준 속도 (b) 전동기 속도 (c) i_{qs} (d) i_{ds}
(a) reference speed (b) motor speed (c) i_{qs} (d) i_{ds}

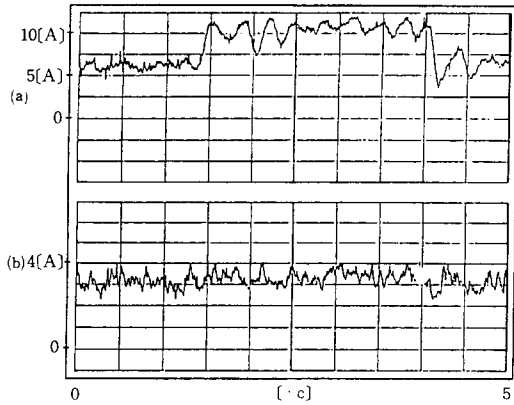


그림 14. 부하토크 스텝 변화시의 과도특성

(a) i_a (b) i_b

Fig. 14. Transient response at step change of load torque

(a) i_a (b) i_b

6. 실험 결과

그림 11은 750[rpm], 전부하시 정상상태에서의 기준전류와 실제전류 파형으로 시뮬레이션의 결과와 마찬가지로 실제전류가 기준전류를 잘 추종함을 볼 수 있다. 또한 시뮬레이션의 결과 처럼 삼각파 비교제어기의 특성인 정상상태에서의 약간의 위상지연과 정상상태 오차를 볼 수 있었다.

그림 12는 750[rpm], 전부하시의 정상상태에서 기준속도를 -750[rpm]으로 역회전 명령을 내렸을때의 상전류 파형을 나타낸 것인데 시뮬레이션 결과와 같이 과도상태에서도 빠른 응답으로 기준전류를 우수하게 추종함을 볼 수 있었다.

그림 13은 무부하시 500[rpm]에서 1,000[rpm]으로 기준속도를 스텝 변화시켰을 때의 속도 응답특성과 전류응답 특성이다. 자속성분의 전류, 즉 i_{ω} 는 일정히 유지되면서 토크성분 전류, i_{ω} 만이 제어되는 우수한 동특성을 나타내었다.

7. 결 론

CRPWM 인버터로 구동되는 유도전동기의 벡터제어를 구현하였다. 전류제어기는 고정좌표계의 삼각파 PI제어기를 사용하였으며 유도전동기

구동 시스템에서 주 관심이 되는 회전자속은 회전자속 좌표계에 대한 자속모델을 사용하여 크기와 자속각을 계산하였다. 연산 속도가 빠른 16비트 마이크로프로세서를 사용하여 회전자속의 추정, 속도제어기, 자속제어기, 벡터 회전, 상변환등의 연산을 하였으며 3상 7준전류와 실제전류를 비교하여 스위칭을 결정하는 전류제어기는 아날로그로 구현하였다.

실험 결과는 예상한 것처럼 정상상태에서 기준전류와 실제전류가 삼각파 비교제어기의 특성을 그대로 나타내었고 정역 회전이나 기준속도 스텝 변화 또는 부하토크의 스텝변화시와 같은 과도시에서 우수한 과도 응답특성을 나타내었다.

회전자속의 추정시 회전자 시정수를 이용하는데 이 값은 자속의 포화정도와 온도에 따라 변하게 되므로 이를 보상하는 문제와 전류제어기의 성능개선에 대한 연구를 하고 있으며 또한 완벽한 실시간 전류제어를 위해 고속의 32비트 DSP에 관해서도 연구중에 있다.

본 연구는 1992년도 한국학술진흥재단의 자유
공모과제 연구비에 의해 수행되었음.

부 록

유도전동기	: 3상, 4극, Y결선
주파수	: 60[Hz]
전압	: 380[V]
전류	: 5.1[A]
출력	: 3[HP]
속도	: 1,735[rpm]
R_s	: 2.84[Ω]
R_r	: 2[Ω]
L_s	: 261.4[mH]
L_r	: 265.1[mH]
L_m	: 254.2[mH]
J	: 0.03[kg · m ²]
B	: 0.01[kg · m ²]/sec(1,000[rpm]시)

직류 발전기

전기자 전압	: 100[V]
전기자 전류	: 20[A]
계자 전류	: 0.88[A]
출력	: 3[HP]

속 도 : 1,750[rpm]
 L_a : 4.75[mH]
 R_a : 0.155[Ω]
 R_f : 92.5[Ω]

참 고 문 헌

- 1) F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as applied to the new Transvector Closed-loop Control System for rotating field machines," Siemens Rev., Vol. 34, 1972.
- 2) R. Gabriel, W. Leonhard & C. J. Nordby, "Field-oriented control of a standard AC motor using microprocessors," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-16, No.2, March/April, 1980.
- 3) Luis J. Garces, "Parameter adaption for the speed controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-16, No.2, March/April, 1980.
- 4) R. Krishnan & Frank C. Doran, "Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, No.4, July/August, 1987.
- 5) A. B. Plunkett, "A current-controlled PWM transistor inverter drive," IEEE IAS Conf. Rec., pp. 785~792, 1979.
- 6) W. McMurray, "Modulation of the chopping frequency in dc choppers and PWM inverters having current-hysteresis controllers," in Conf. Rec. 1983 IEEE PESC, pp. 295~299.
- 7) M. Lajoie-Mazenc, C. Villanueva and J. Hector, "Study and implementaton of hysteresis controlled inverter on a permanent magnet synchronous machine," IEEE IAS. Conf. Rec., pp. 426~431, 1984.
- 8) H. Nagase, Y. Matsuda, K. Ohnishi, H. Ninomiya and T. Koike, "High-performance Induction Motor Drive System Using a PWM Inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, No.6, Nov./Dec., 1984.
- 9) T. M. Rowan and R. J. Keerkman, "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-Regulated PWM Invertors," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. A-22, No.4, July/Aug., 1986.
- 10) 김홍근. "고효율 벡터제어 유도전동기 구동 시스템에 관한 연구," 대한전기학회 논문지, 제39권, 11호, 1990, 11.
- 11) I. Takahashi, "A flywheel energy storage system having harmonic power compensation," Univ. of Wisconsin, Madison, WEMPEC Res. Rep., 82~3, June, 1982.
- 12) J. Holtz and S. Stadfeld, "A predictive controller for the stator current vector if ac machines fed from a switched voltage source," Int. Power Electronics Conf. Rec., Tokyo, 1983.
- 13) A. Nabae, S. Ogasawara and H. Akagi, "A novel control scheme for current-controlled PWM inverters," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, No.4, July/August, 1986.

◇ 著 者 紹 介 ◇



정 종 진(鄭鍾鎭)

1966年 6月 1日生. 1992年 慶北大
 工大 電氣工學科 卒. 1994年 慶北大
 大學院 電氣工學科 卒(碩士). 現在
 慶北大 大學院 電氣工學科 博士課
 程.

程.



김 홍 근(金興根)

1956年 4月 24日生. 1980年 서울대
 工大 電氣工學科 卒. 1982年 서울대
 大學院 電氣工學科 卒(碩士). 1988
 年 서울대 大學院 電氣工學科 卒(博
 士). 現在 慶北大 電氣工學科 副教授.