

碩士學位論文

DSP를 利用한 誘導電動機의
速度制御에 關한 研究



濟州大學校 産業大學院

電子電氣工學科

金 德 久

1 9 9 9

碩 士 學 位 論 文

DSP를 利用한 誘導電動機의
速度制御에 관한 研究

指導教授 吳 性 寶



濟州大學校 産業大學院

電子電氣工學科

金 德 久

1 9 9 9

DSP를 利用한 誘導電動機의
速度制御에 關한 研究

指導教授 吳 性 寶

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

1999年 12月 日

濟州大學校 産業大學院

 電子電氣工學科 (電氣工學)
金 德 久
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

金德久의 工學 碩士學位 論文을 認准함

1999年 12月 日

委員長 _____ 印

委 員 _____ 印

委 員 _____ 印

목 차

LIST OF FIGURES	ii
LIST OF TABLE	iii
SUMMARY	iv
I. 서 론	1
II. 본 론	3
1. 전동기의 수학적 모델링	3
2. 공간전압벡터 PWM	6
3. 관성 부하와 물리모델	8
III. 시스템 구성	10
1. TMS320F240 개요	11
2. 전력변환부	13
3. PI 제어기	14
IV. 시뮬레이션	15
V. 실험 결과 및 검토	20
VI. 결 론	24
참 고 문 헌	25

LIST OF FIGURES

Fig. 1 The d-q equivalent circuits at synchronously rotating reference frame	5
Fig. 2 Inverter System	7
Fig. 3 Space vector diagram of available switching vector	7
Fig. 4 The model of inertia load	9
Fig. 5 System configuration	10
Fig. 6 DSP TMS320F240 System	12
Fig. 7 PI Controller	14
Fig. 8 Simulation results of speed response with CW and CCW in no inertia load	17
Fig. 9 Simulation results of speed response with CW and CCW in $m=200[g]$	18
Fig. 10 Simulation results of speed response with CW and CCW in $m=400[g]$	19
Fig. 11 Experimental results of speed response with CW and CCW in no inertia load	21
Fig. 12 Experimental results of speed response with CW and CCW in $m=200[g]$	22
Fig. 13 Experimental results of speed response with CW and CCW in $m=400[g]$	23

LIST OF TABLE

Table 1 Parameters of induction motor	16
---	----



A Study on the Speed Control of Induction Motor Using DSP

Deog-Goo Kim

DEPARTMENT OF ELECTRONIC AND ELECTRICAL
ENGINEERING
GRADUATE SCHOOL OF INDUSTRY
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

Supervised by professor Seong-Bo Oh



In this paper, we describe the speed control of induction motor by vector control using DSP TMS320F240 that has the remarkable characteristics of motor control. We use a space voltage vector PWM inverter and a PI controller that is stable of transient response characteristics in a speed controller and a current controller of d-axis and q-axis. We try computer simulation about the speed control including clockwise and counterclockwise in induction motor using direct drive system attached the arm on shaft when it works by periodic variation load. So that, we verify the validity of speed control by the experiment.

I. 서 론

최근 산업전반에 있어 기계장치의 자동화기술은 마이크로프로세서의 기술향상과 전력용 반도체소자의 개발로 인해 급진적으로 확대 발전되는 추세에 있으므로 고성능화의 요구가 높게 일어나고 있다.

유도전동기는 구조가 간단하고 경제적이며 유지 및 보수의 측면에서 대단히 유리하며, 높은 자속밀도의 변화와 가감속 운전특성에 우수한 장점을 갖고있어 고속운전에서 정역 가감속제어가 요구되는 새로운 서보구동원으로 광범위한 응용이 기대되고 있다. 이는 유도전동기에 벡터제어 이론을 도입함으로써 정밀제어와 고성능 속응제어가 가능하기 때문이다.

유도전동기의 자속이나 토크를 정밀도가 높은 응답으로 제어할 수 있는 벡터제어이론이 1969년 독일의 Hasse와 1971년 Blaschke에 의해 제안되어, V/F일정제어로부터 발전된 자속 feedback제어형 벡터제어와 슬립 주파수제어로부터 발전된 자속 feedforward제어형 벡터제어로 발전되어 유도전동기의 순시토크제어가 가능하게 되었다(김민회, 1988).

이 벡터제어법은 유도전동기의 고정자전류를 동기속도로 회전하는 d-q 축으로 좌표변환하여 d축을 회전자 자속과 일치시키면, d축성분 전류는 자속성분, q축성분 전류는 토크 성분으로 분리되며 이들을 서로 독립적으로 제어하면 이것은 타여자 직류전동기와 유사한 특성으로 제어할 수 있다는 이론이다. 이러한 벡터제어 이론을 유도전동기에 적용시키기 위해서는 반드시 인버터 시스템을 채용해야 한다(중앙대, 1996).

인버터 시스템은 크기가 일정한 직류전원을 입력으로 받아 스위칭 소자의 펄스폭을 변조하여 출력 교류전압이 가능한 정현파에 가깝고, 주파수도 효율적으로 자유롭게 변환되므로 교류전동기의 가변속 구동에 이용된다. Sinusoidal PWM 기법은 원리가 간단하여 구현하기가 쉽지만, 출력

전류에 고조파가 포함되어 있는 단점을 가지고 있다. 이에 반해 공간전압벡터PWM 기법은 제어알고리즘이 복잡하고, 많은 연산이 필요하여 구현하는데 복잡하나, 이는 고속 연산이 가능한 고성능 프로세서의 개발로 해결 가능케 되어 실제 구현하는데 많이 적용되어 지고 있다(문상호, 1999).

실험에 이용한 제어시스템은 벡터제어 알고리즘에서의 고속연산처리를 위하여 전동기 등의 Motion control 분야에 적합한 TMS320F240 DSP로 구성하였으며 A/D변환기, PWM인버터 등 주변장치를 내장하고 있어 시스템 소형화를 추구할 수 있으며, 인버터의 고속 스위칭을 위하여 IGBT모듈인 IPM을 사용하였다(TEXAS INSTRUMENTS, 1998).

본 논문에서는 산업용 공작기계의 응용분야에 적용할 수 있는 Direct-Drive방식을 도입하여 아-암 중량에 의한 주기 변동부하시의(오성보, 1995) 정역 속도제어를 구현하기 위하여 과도응답 특성이 우수한 PI제어기를 속도제어기 및 d축, q축 전류제어기에도 사용하여 MATLAB을 이용하여 시뮬레이션 하였으며, 이를 실험을 통하여 검증하고자 한다.

II. 본 론

1. 전동기의 수학적 모델링

유도전동기의 제어나 해석을 위하여 동적인 특성을 고려할 필요가 있다. Park's transformation은 전원이 평형 3상일 때에는 동적인 모델로서 2축 d-q축 논리에 자주 이용되고 있다. 이 논리를 이용하여 유도전동기의 평형3상 전압을 2축 논리를 이용하여 유도전동기의 수학적 모델링을 이용하여 동적인 특성을 해석한다.

유도전동기의 고정자 3상 전압방정식 정지 좌표축 위에서 고정자와 회전자 방정식을 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_s^s &= R_s i_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt} \\ V_r^s &= R_r i_r^s + \frac{d\lambda_r^s}{dt} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 $V_s^s, i_s^s, \lambda_s^s$ 는 정지좌표축에서 전압, 전류, 쇄교자속의 순시값이 된다. 좌표축이 동기속도 w_e 로 회전하면 식(1)의 고정자 방정식은 다시 식(2)와 같은 형태로 쓸 수 있다.

$$V_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt} + w_e \lambda_s^s \quad (2)$$

이 식에서 부가항인 $w_e \lambda_s^s$ 가 더해지는데 이 항은 좌표축의 회전에 의한 속도기전력으로 정의된다. 동기속도로 회전하는 좌표축 위에서 전압 성분형으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - w_e \lambda_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + w_e \lambda_{ds} \end{aligned} \quad (3)$$

회전자의 전압방정식은 각속도가 w_r 인 경우 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} V_{dr} &= R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (w_e - w_r)\lambda_{qr} \\ V_{qr} &= R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + (w_e - w_r)\lambda_{dr} \end{aligned} \quad (4)$$

농형유도전동기의 회전자회로는 Short Circuit 이다. 따라서 식(4)에서 $V_{dqr}=0$ 이므로 이것을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (w_e - w_r)\lambda_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + (w_e - w_r)\lambda_{dr} \end{aligned} \quad (5)$$

동기속도로 회전하는 회전자표계에서 쇄교자속은 식(6)으로 표시된다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \\ \lambda_{dr} &= L_m i_{ds} + L_r i_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ \lambda_{qr} &= L_m i_{qs} + L_r i_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $L_s = L_{ls} + L_m$, $L_r = L_{lr} + L_m$ 이고, 이것은 고정자와 회전자
의 자기 인던턴스이다. L_m 은 상호 인던턴스이다. 위 식을 식(3), (5)에
각각 대입하면 다음과 같은 행렬식이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -w_e L_s & pL_m & -w_e L_m \\ w_e L_s & R_s + pL_s & w_e L_m & pL_m \\ pL_m & -(w_e - w_r)L_m & R_r + pL_r & -(w_e - w_r)L_r \\ (w_e - w_r)L_m & pL_m & (w_e - w_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서 p 는 미분연산자의 기호이다.

식(3)과 식(4)를 이용하여 유도전동기의 동기좌표 d-q모델 등가회로는
Fig. 1과 같이 나타낼 수 있다.

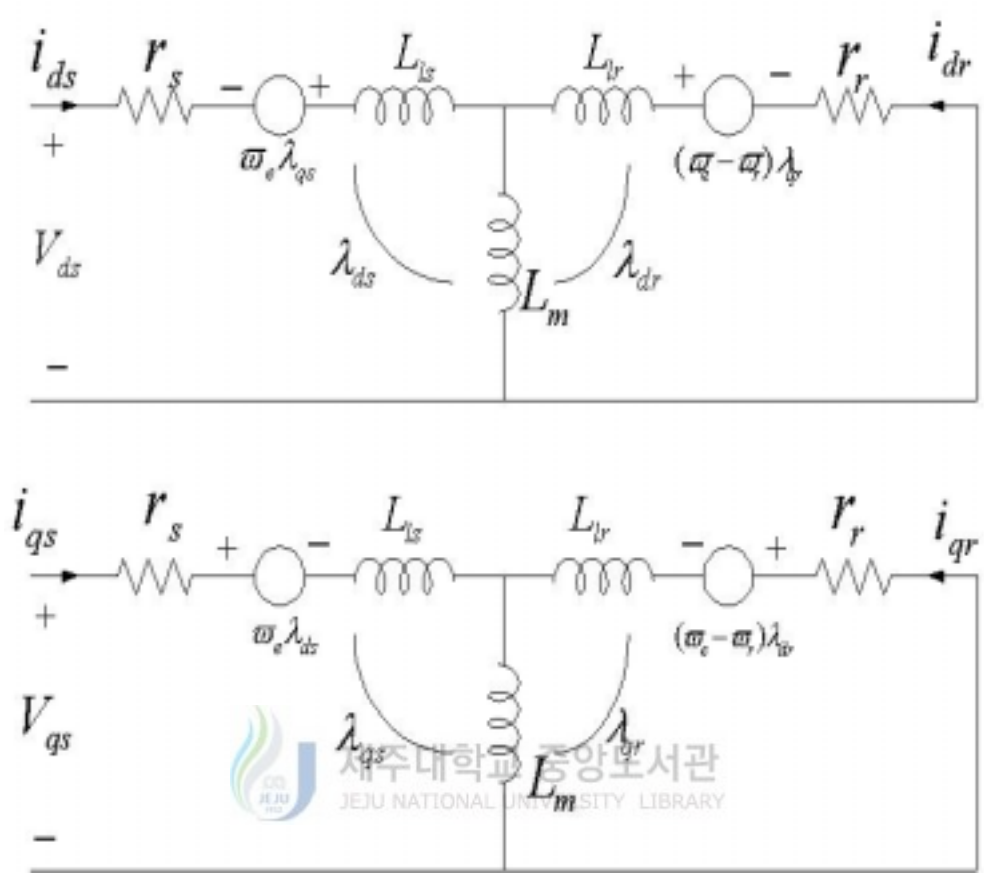


Fig. 1 The d-q equivalent circuits at synchronously rotating reference frame

2. 공간전압벡터 PWM

일반적으로 널리 알려진 SVPWM 기법은 기준전압벡터를 벡터공간상의 위치에 기준을 두어 스위칭 시간을 결정하는 기법이다. Fig.2 와 같이 3상 인버터는 모두 6개의 스위칭 소자로 구성되어 있으며, 스위칭 소자의 동작에 있어서 6개의 유효전압 벡터(V1-V6)과 2개 영전압벡터(V0, V7)이 있다. 이렇게 8가지 동작 모드에서의 출력전압을 벡터도로 표시하면 Fig. 3 과 같이 정육각형을 형성한다.

이 6각형의 꼭지점을 형성하는 전압벡터(V1-V6)은 인버터의 최대 출력 전압이 된다. 따라서 6각형 내부의 임의의 출력전압 벡터는 이것이 위치한 삼각형의 두 변에 해당하는 전압벡터를 이용하여 시간적으로 벡터를 합성하여 스위칭 시간을 구하는 방식이다. 6개의 유효벡터 정전압이 차례대로 전동기에 인가하면 시간적으로 한 주기 즉, 360° 로 회전하는 전압이 전동기에 인가되는 효과를 얻을 수 있다. 그러므로 각 벡터의 간격은 60° 이며, 전동기 부하의 각상이 평형이라면 각 유효벡터의 크기는 $\frac{2}{3} V_{dc}$ 가 된다.

Fig. 3 에서와 같이 섹터1에 기준전압벡터가 있는 경우, 전압은 V1 벡터와 V2 벡터의 시간적인 합성에 의해 한주기 내에서 얻어진다. 이러한 원리에 의해 한주기 내에서의 적분으로부터 각 유효벡터의 인가 시간을 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt \quad (8)$$

$$T_s \cdot V^* = (T_1 \cdot V_n + T_2 \cdot V_{n+1}) \quad (9)$$

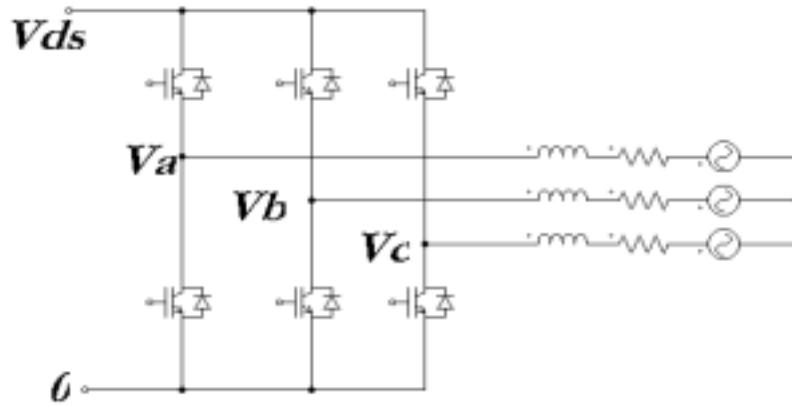


Fig. 2 Inverter System

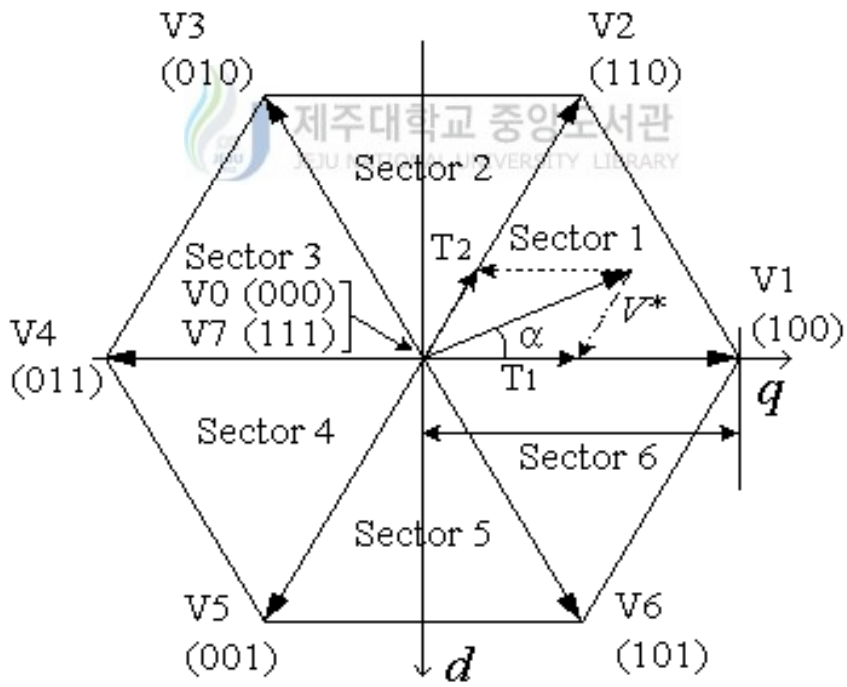


Fig. 3 Space vector diagram of available switching vector

3. 관성 부하와 물리모델

질량을 가지는 물체는 다른 일을 시키지 않는 한 현재의 상태를 지속하려고 하는 성질, 즉 관성을 가지고 있다. 전동기가 일정한 속도로 부하를 구동하고 있을 때는 구동계의 관성도 아무런 영향을 미치지 않지만, 정역회전과 같이 주기적으로 변동하는 부하시나 질량이 변화에 따른 관성의 크기 변화에 따라 현저한 영향을 받는다.

전동기에 관성 부하를 연결하여 기동하는 경우에는 전기회로에 발생하는 전기적 과도 현상과 관성체를 가속하기 위해 발생하는 기계적인 과도 현상을 수반하고 있다. 일반적으로 전자의 시정수는 후자의 시정수에 비해 훨씬 작고 전기적인 과도 현상은 빠르게 감쇠되는 것이라 보아도 된다.

전동기에서 기동, 정지, 역회전 등과 같이 속도 변화에 중점을 두어 특별히 고려 되어야 하므로, 본 논문에서는 유도전동기의 회전자 측에 직접 아-암을 Fig. 4와 같이 연결한 관성 부하의 질량 m 의 변화에 따른 주기적인 변동부하의 속도 응답을 파악한다.

즉, 관성 부하의 물리모델에 대한 운동 방정식은 다음과 같다(小杉, 1988)

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = PI_{(t)} - mglsin\theta \quad (10)$$

$$J = J_m + J_a \quad (11)$$

여기서

J_m : 전동기의 관성모우멘트[kgm²]

J_a : 아-암의 관성모우멘트[kgm²]

P : 컨버터 출력과 토크의 비례정수

$I_{(t)}$: 토크 전류 지령[A]

m : 아-암의 질량[kg]

l : 전동기축에서 아-암의 중심까지의 거리[m]

θ : 아-암의 위치[rad]

식(10)의 우변 제2항이 아-암에 의한 변동 부하에 영향이 있으며 전체 관성의 크기 J 는 전동기 관성과 아-암 관성의 합으로 시뮬레이션 및 실험에 적용된다.

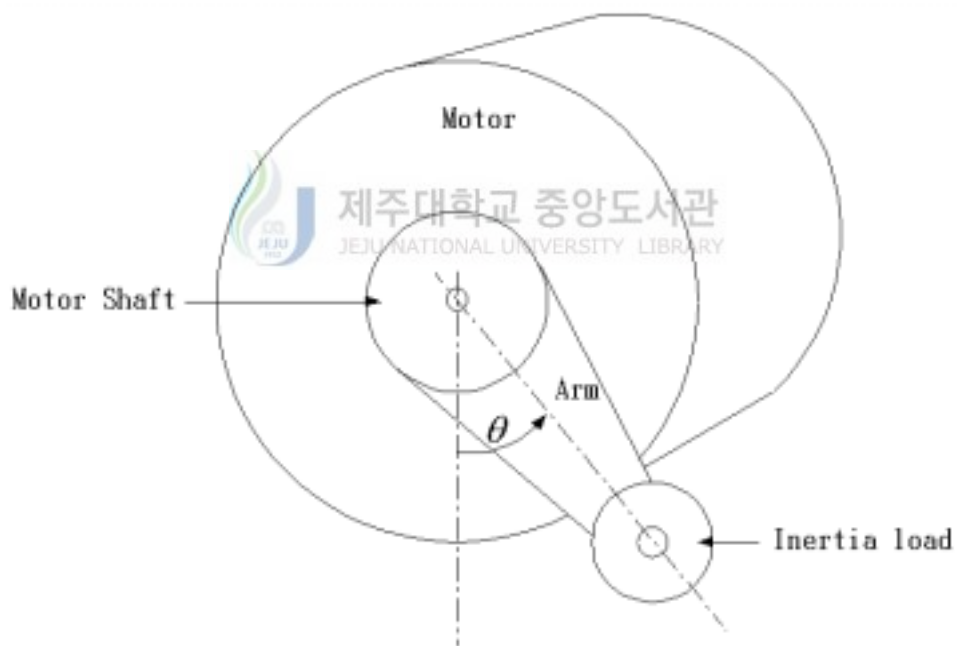


Fig. 4 The model of inertia load

III. 시스템 구성

본 논문에서는 유도전동기의 정역 속도제어를 구현하기 위하여 Fig. 5와 같은 시스템으로 TECHNOSOFT에서 개발한 3상 유도전동기 제어 시스템과 Toolbox를 이용하였다. 따라서 본 논문에서의 실험은 벡터제어기법을 이용한 속도제어이다. 이 제어기법은 기존의 V/F 제어를 대체해 나가고 있는 제어방법으로, 3상의 제어변수들을 d-q 2상분리를 통해 DC 타여자 전동기를 제어하는 방식으로 운전하는 방법으로 유도전동기 구동에서 동적인 특성을 향상시킨다. 실험에 사용한 전동기 파라미터를 입력하고 PWM 동작을 세트하기 위하여 PWM주파수, Dead band, DC 링크 전압과 최대정격전류를 입력한다. 그리고 전류제어기 셋팅에서 PI제어기의 Pass band와 Damp factor를 적절히 조절하여 K_P , K_I 게인 튜닝을 하고 또한 속도제어기 셋팅도 동일한 방법으로 입력하여 안정된 실험을 행한다 (TECHNOSOFT, 1998).

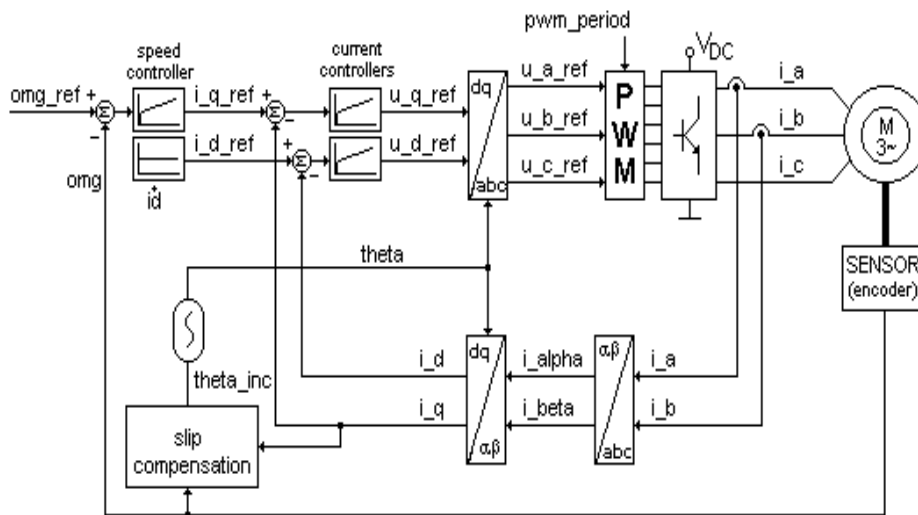


Fig. 5 System configuration

1. TMS320F240 개요

TMS320F240은 TMS320F/C 2xx 시리즈의 전동기 제어용, 고정 소수점 방식의 첫 번째 표준 디바이스인 TMS320C240와 같은 제품군으로 flash EEPROM이 있는 것을 제외하고는 TMS320C240과는 같은 구조를 이루고 있다. TMS320F240은 거의 모든 명령을 50[ns]의 단일 사이클에 처리할 수 있으며, 이런 고속 처리 능력은 적응제어와 Kalman filter 같은 복잡한 제어 알고리즘을 real-time으로 해석할 수 있게 해 준다. 이로 인해 산업용 모터, 전력 인버터의 제어, ABS 시스템, 온도 제어등 많은 분야에서 폭넓게 사용되고 있다.

Fig. 6 은 TMS320F240의 Functional block diagram으로 C3x나 C5x와는 다른 구조를 이루고 있음을 쉽게 알 수 있다. TMS320F240은 개량된 하드 구조로 범용 마이크로 프로세스와는 달리 Program Bus와 Data Bus가 분리 되어 있는 형태로 이런 다중구조의 버스 형태는 같은 사이클 내에 명령어 페치와 데이터의 액세스를 병렬로 수행하기 때문에 고속 연산이 가능하게 된다.

TMS320F240은 C3x나 C5x에서는 없는 Analog-to-Digital Converter, Event manager module, Watchdog timer등 제어를 위한 필요한 기능들이 내장되어 있다. ADC module은 2개의 Sample-and-Hold와 10bit ADC로 구성되어 있으며, 이로 인해 외부 센서로부터 받은 데이터를 쉽게 디지털화하여 처리할 수 있게 해준다. 본 실험에서는 전류 제어와 속도 제어를 목적으로 이 module을 사용하였다.

C3x, C5x등을 이용하여 Space-vector PWM을 구현하려면 소프트웨어 구성도 힘들거니와 하드웨어가 커지는 단점이 있었으나, TMS320F240에서는 register의 셋팅만으로, EV module을 제어하여 SVPWM을 쉽게 구현할 수 있다는 큰 장점이 있다. 그 외 4개의 low-power 모드와 외부장치 혹은

다른 제어기와 통신을 지원하는 SPI(Serial Peripheral Interface) module, CPU와 비동기 주변장치와의 디지털 통신을 지원하는 SCI(Serial Communications Interface) module이 내장되어 있어서, 하드웨어를 좀 더 쉽게 구현 할 수 있다.

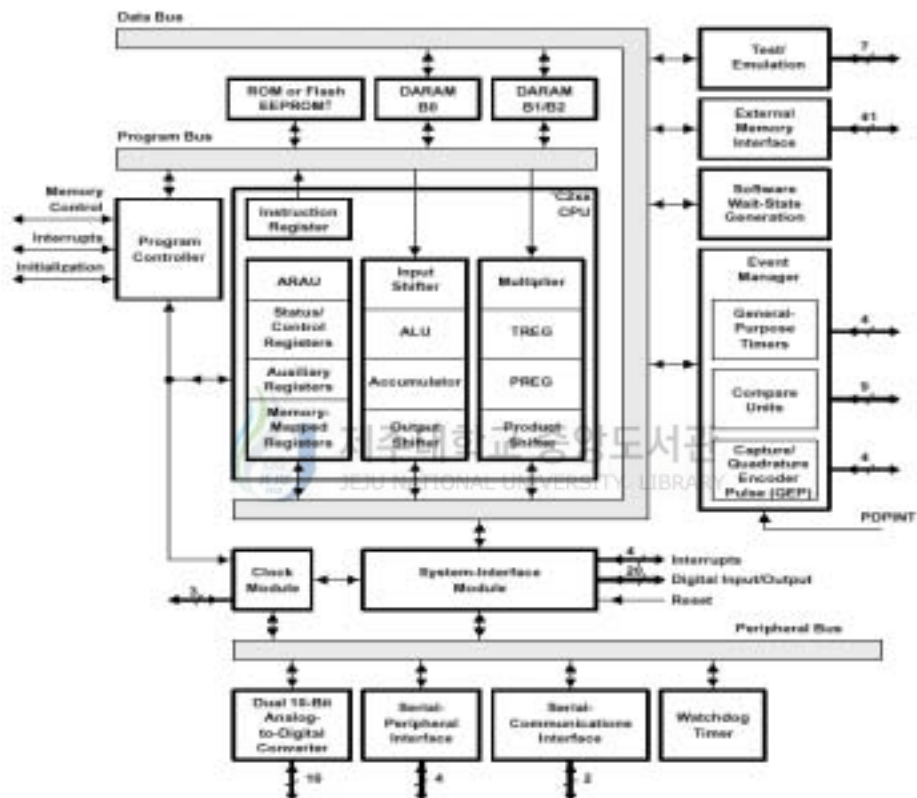


Fig. 6 DSP TMS320F240 System

2. 전력변환부

본 시스템에서의 전원부는 IR사의 전력용 소자인 IRPT1056C를 사용하였다. 이는 전력용 소자내에 3상 브릿지 회로와 IGBT 인버터 회로가 내장된 형태로 손쉽게 전력 부분을 구성할 수 있을 뿐만 아니라 제어가 용이하고 전원부와 제어부가 절연된점이 장점이다. 그리고 이 장치는 3상 전력을 공급받아 3상 브릿지 회로에 의해 정류가 되고, Ultra-fast IGBT의 사용으로 최대 스위칭 주파수는 24[kHz]까지이며, 각각의 IGBT의 게이팅 펄스는 ($G_1 \sim G_6$)에 의해 제어가 되고, 결국 F240의 94번핀~99번핀에서 나오는 Space-vector PWM에 의해서 게이팅 펄스가 제어가 된다.

전력용 소자 내부에서는 전원부와 제어부를 절연 시켜 줄 뿐만 아니라, 과전류시 스위칭 소자가 동작을 정지시키도록 시스템의 안전을 보장해 주는 역할을 한다. 그러나 소자의 특성상 Deadtime은 $0.8[\mu s]$ 이며, 출력되는 전력은 1[hp]으로 제한이 되어져 있으므로 1[hp]보다 큰 모터는 제어할 수 없다는 단점이 있다.



3. PI 제어기

본 논문에서는 제어특성이 우수하고 구현이 쉬운 PI제어기를 이용하여, 속도제어와 전류제어를 하였다. PI 제어기의 제어동작을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int e(t) dt \quad (12)$$

위 식을 라플라스 변환하여 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_P + \frac{K_I}{S} \quad (13)$$

Fig. 7 은 PI제어기의 블록선도이다. PI제어기는 제동을 개선하고 최대오버슈트를 줄이고, 이득여유와 위상여유를 개선한다. 그리고 제어기를 구동시킬때는 비례이득과 적분이득을 서로 고려하여 적절한 이득 튜닝을 위하여 K_P 와 K_I 값의 설정이 중요하다.

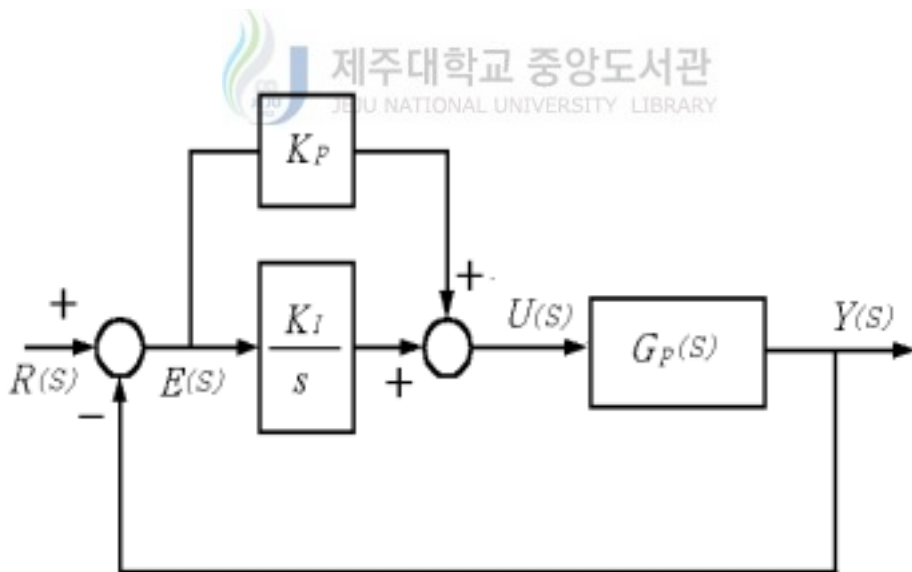


Fig. 7 PI Controller

IV. 시뮬레이션

Fig. 5 에 제시한 유도전동기 속도제어 시스템의 응답특성을 알아보기 위하여 실험에 앞서 컴퓨터를 이용한 디지털 시뮬레이션을 수행하였다. 본 논문에서 시뮬레이션 및 실험에 사용한 샘플 전동기는 SIEBER사의 LS71 타입으로서 시뮬레이션에 앞서 유도전동기의 파라미터를 얻기 위하여 무부하 시험, 구속 시험, 그리고 고정자의 저항값을 알아내기 위하여 전압강하법을 이용하여 Table 1과 같은 파라미터를 얻었다. 이 값을 가지고 시뮬레이션 응용 프로그램인 MATLAB을 이용하여 PI제어에 의한 관성부하의 주기적 변동에 따른 속도제어에 대한 응답 특성을 해석하였다.

벡터제어 이론을 적용하여 유도전동기의 수학적 모델링에 의해 미분 방정식을 세워 관성부하의 변화에 따라 속도와 전류특성을 해석하였다. 이 때 속도제어기를 1[ms]으로 전류제어기는 100[μ s]의 샘플링 시간으로 제어하였으며, 구동 시스템을 보호하기 위하여 전류 리미터는 12[A]로 제한하였다. 이때 관성부하를 무부하, 200[g], 400[g]에서 주기적 변동에 따른 속도 응답에 대한 결과를 얻었다. 속도지령은 1200[rpm]을 주었고, 0.5[sec] 간격으로 정역회전 하도록 하여 2[sec]동안 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다. Fig. 8은 관성부하가 무부하일 때 결과파형을 나타낸 그림이다. 상단으로부터 지령속도 파형, 실제속도, 토오크분 전류파형, 회전자 한 상분 전류파형에 대한 시뮬레이션한 결과를 나타냈다. 속도응답을 보면 오버슈트없이 0.1[sec] 이내에 정상상태에 도달하고 있고, 전류파형 결과에서 전류를 제한하여 기동에 대한 큰 전류가 걸리지 않고 있다. Fig. 9는 관성부하를 200[g]으로 하여 시뮬레이션한 결과 파형이다. 속도응답에서 오버슈트없이 나타나고 있지만, 정상상태 도달시간이나 전류에 대한 응답을 보면 무부하보다 응답이 조금 늦어짐을 알 수 있다. Fig. 10은 관성부하를 400[g]으로 하여 결과를 나타낸 파형이다. 앞에

시뮬레이션 결과파형에 비교하여 보면 응답이 조금 늦어졌다. 관성부하가 커질수록 속도응답시간이 조금 길어지고, i_{as} , i_{qs} 의 응답특성이 변화하고 있음을 알 수 있지만, 변화에 대하여 속도와 전류에 대하여 동요없이 결과파형이 안정하게 나타나고 있다. 이 시뮬레이션 결과를 토대로 하여 전동기 전용 제어 마이크로프로세서인 DSP TMS320F240를 이용하여 실험에 임하였다.

Table 1 Parameters of induction motor

Rated power	370 [W]	R_s	6.6[Ω]
Rated Speed	2820 [rpm]	R_r	6.2[Ω]
Rated Current	0.95 [A]	L_{ls}	0.00171[H]
Starting Current	4.8 [A]	L_{lr}	0.00171[H]
Power Factor	0.53	L_m	0.349[H]
Starting Torque	3 [Nm]	P	2
Maximum Torque	3.5 [Nm]		
Rotor Inertia	3.5×10^{-4} [kgm ²]		

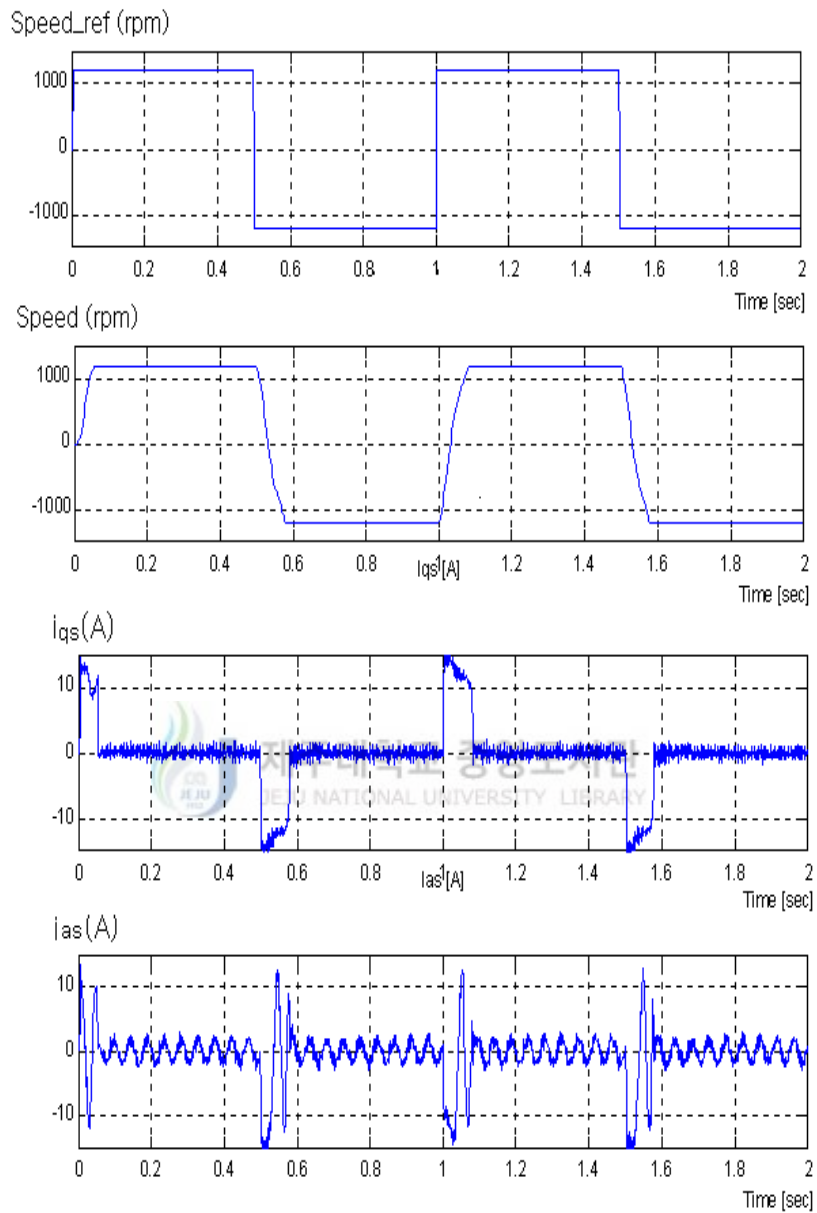


Fig. 8 Simulation results of speed response with CW and CCW in no inertia load

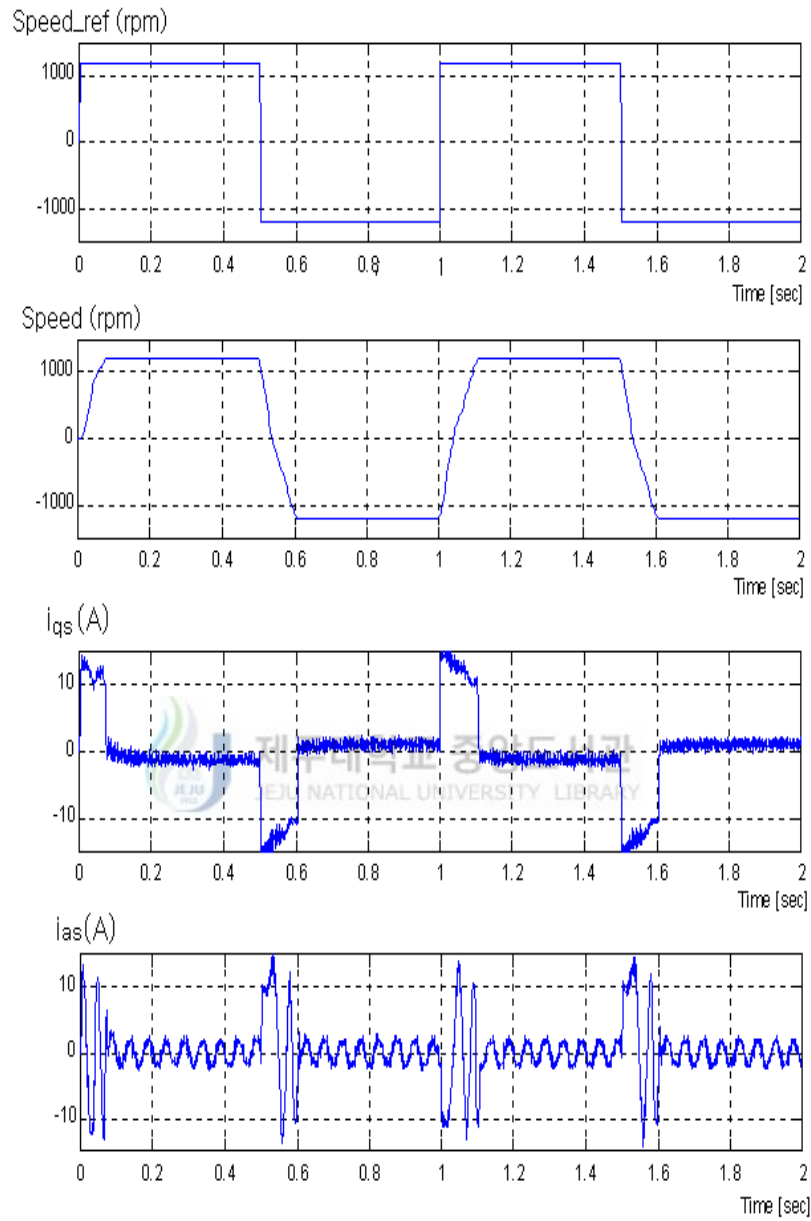


Fig. 9 Simulation results of speed response with CW and CCW
in $m=200$ [g]

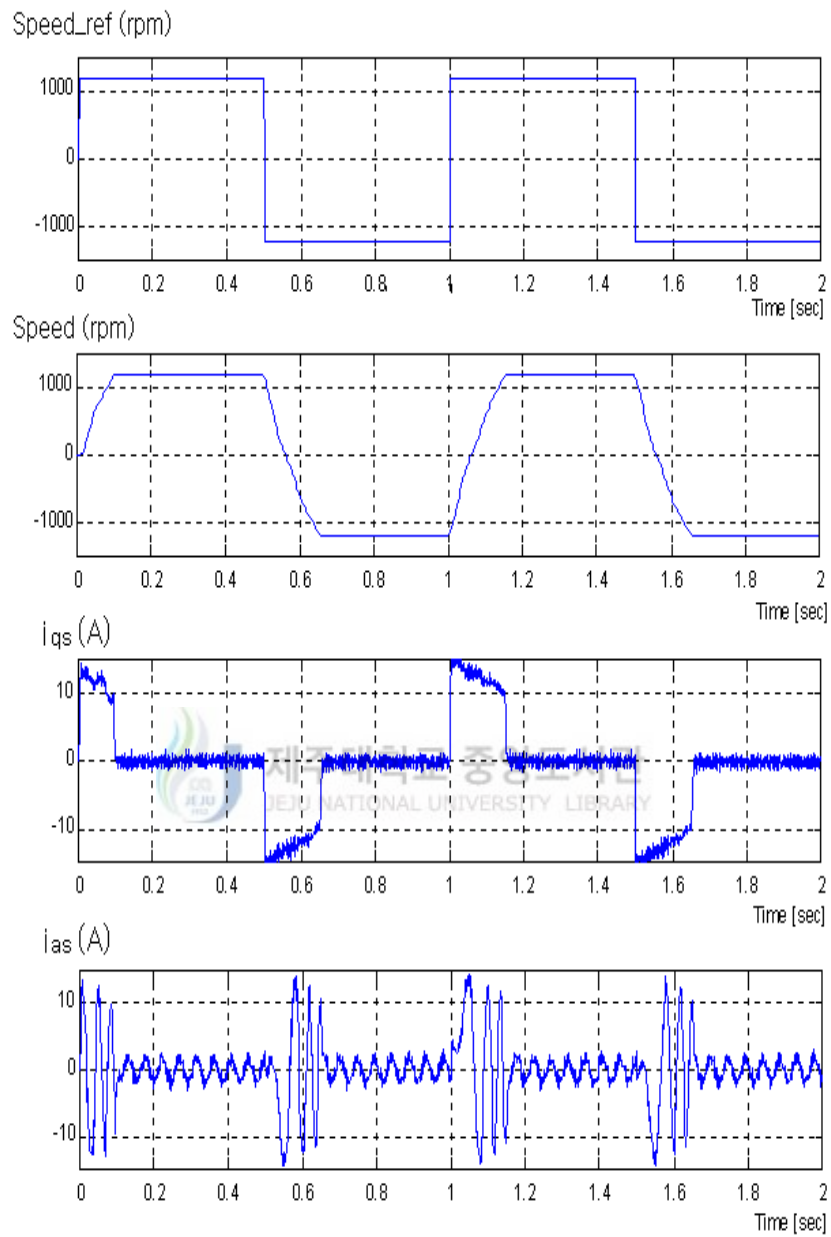


Fig. 10 Simulation results of speed response with CW and CCW
in $m=400[g]$

V. 실험 결과 및 검토

컴퓨터 시뮬레이션 해석 결과를 검증하기 위하여 Fig. 5에서 제안한 속도제어 시스템을 적용하여 주어진 시간에 따라 주기적으로 변동하는 부하, 즉 Fig. 4와 같은 관성 부하용 아-암을 직접 회전축에 연결하여 무부하시, 아-암 질량 200[g]과 400[g]의 관성 부하시 속도 지령을 1200[rpm]으로 주어 0.5[sec]마다 정역 회전케하여 정역 속도제어 실험을 수행하였다.

이 때 속도제어기를 1[ms]으로 전류제어기는 100[μ s]의 샘플링 시간으로 제어하였으며 구동 시스템을 보호하기 위하여 전류 리미터는 12[A]로 제한하였다. 속도 응답 특성을 보면, Fig.11은 관성부하 없이 정역 속도제어 응답과 전류에 대한 응답을 실험 결과에서 나타낸 파형이다. 실험결과에서도 시뮬레이션과 마찬가지로 속도에 대한 응답이 오버슈트 없이 0.1[sec]이내에 정상상태로 도달하는 것을 확인할 수 있고, 전류응답도 앞에 시뮬레이션과 거의 일치하고 있는 것을 알 수 있다. Fig. 12는 주기적 변동부하인 관성부하용 아-암 질량이 200[g]일 때 실험결과 파형이다. 무부하일 때 비해서 약간 변동이 있음을 알 수 있다. Fig. 13은 관성부하에 대하여 아-암 질량이 400[g]시의 속도응답과 전류응답에 대한 결과를 보여 주고 있다. 실험에서 관성부하가 변동함에 따라 속도 응답과 전류 응답이 큰 동요없이 동작이 잘 되고 있다는 것을 실험을 통해서 확인할 수 있다. 각각의 토크분 전류 i_{qs} 의 최대치, 회전자 한 상분 전류 i_{as} 의 최대치 및 정상 상태 도달 시간은 시뮬레이션 결과에 추종함을 알 수 있으며, 각 경우의 속도 응답 파형의 데이터를 분석해 보면 오버슈트 없이 정정시간에 안정되게 접근하여 속도 명령에 추종됨을 알 수 있었다.

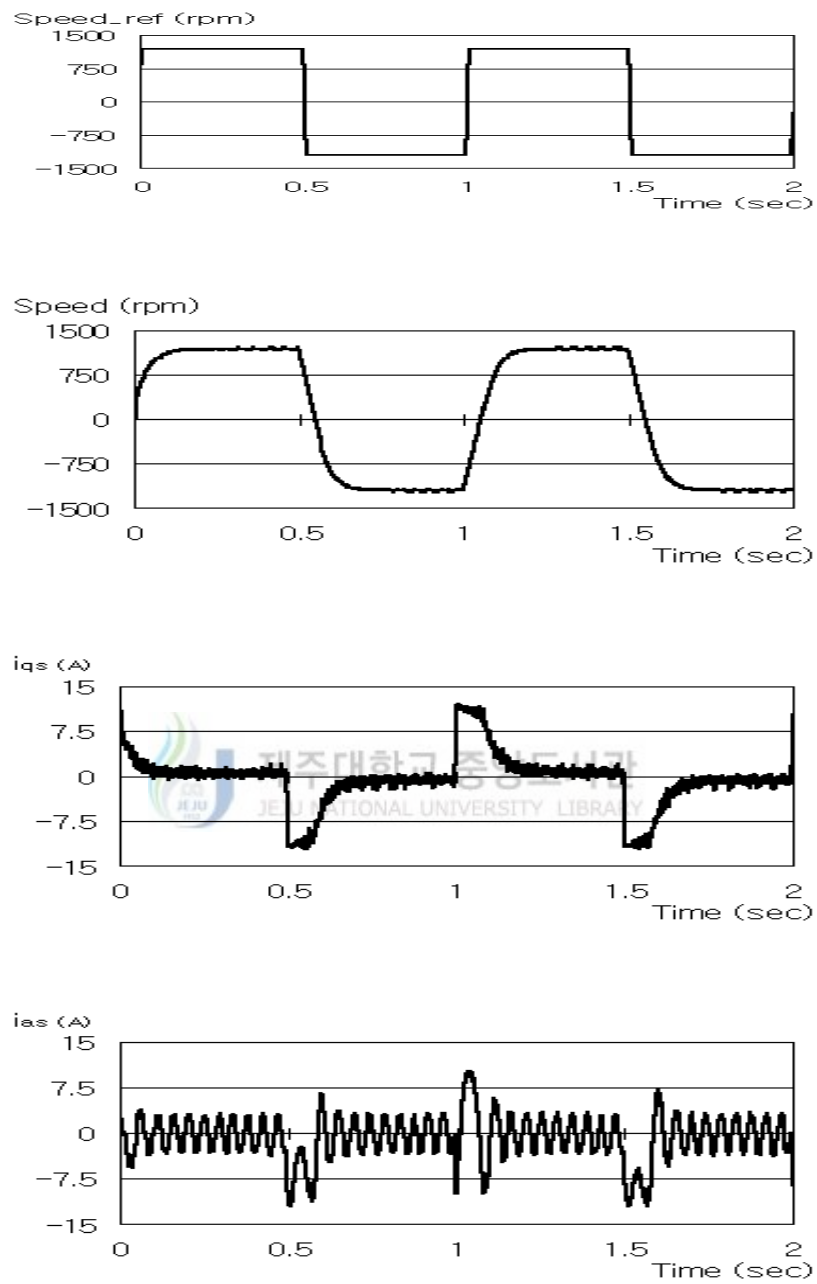


Fig. 11 Experimental results of speed response with CW and CCW in no inertia load

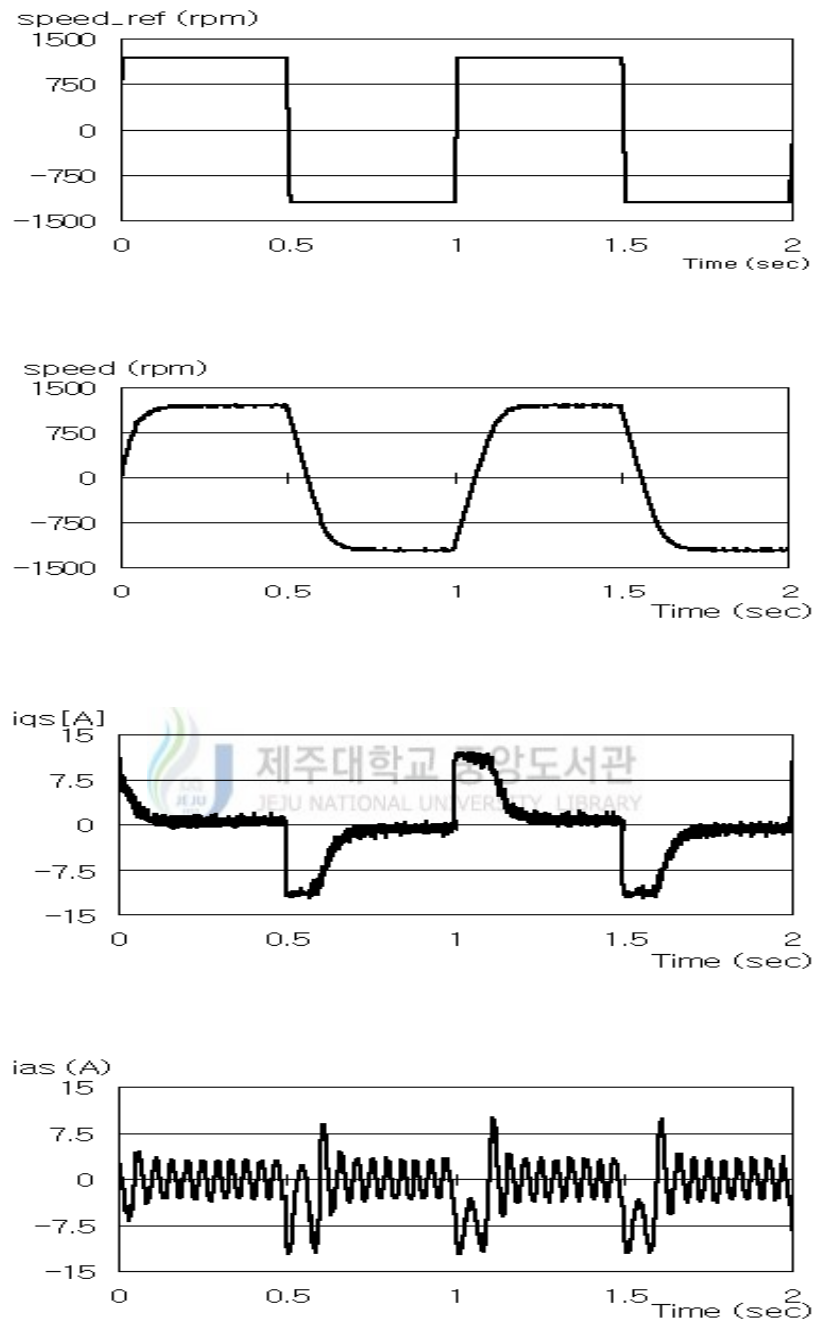


Fig. 12 Experimental results of speed response with CW and CCW
in $m=200[g]$

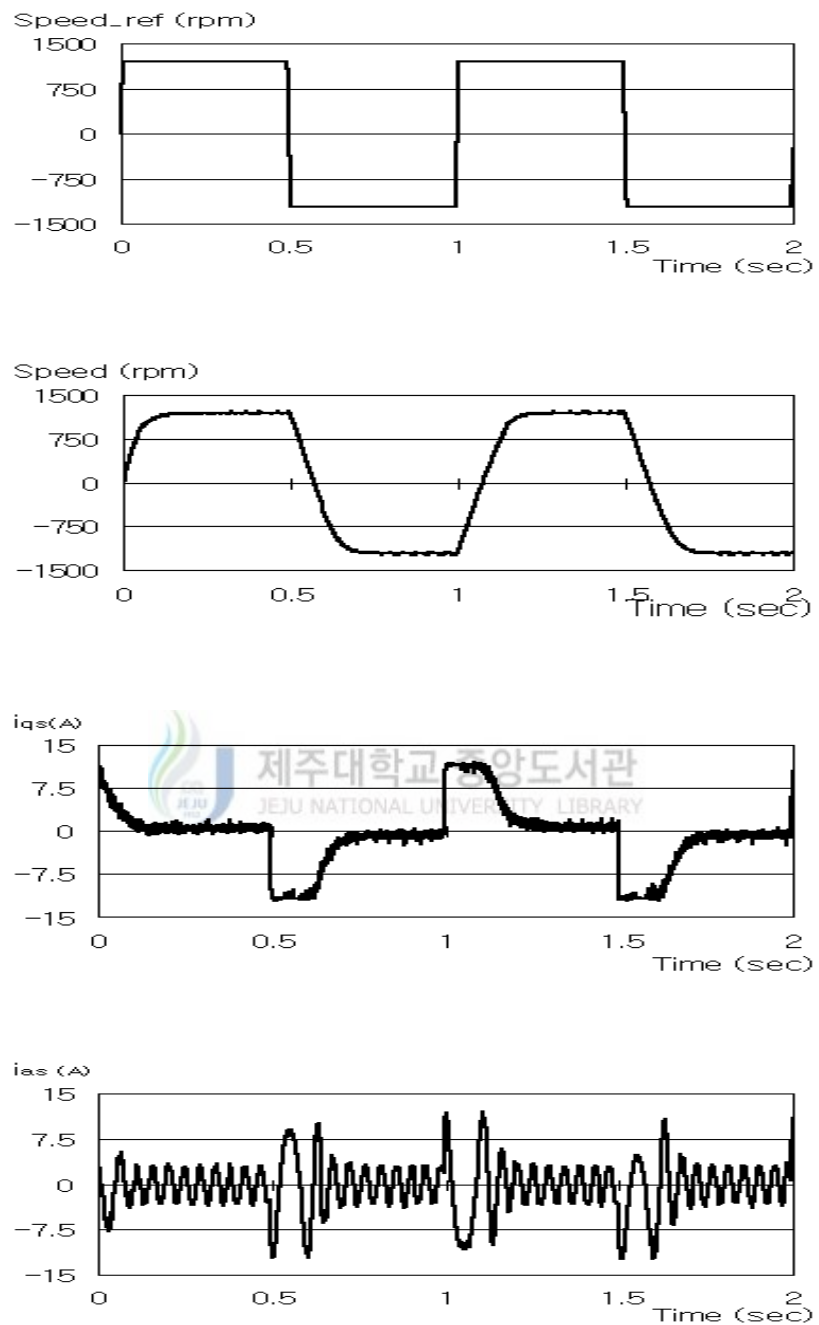


Fig. 13 Experimental results of speed response with CW and CCW
in $m=400[g]$

VI. 결 론

본 논문에서는 구조가 간단하고 경제적이며 가감속 운전특성에 장점을 가지는 유도전동기를 이용하여 벡터제어 알고리즘 및 공간전압벡터 PWM 기법을 이용하여 주기적으로 변동하는 관성부하의 변화에 따른 정역 속도제어 시뮬레이션과 이를 검증하기 위한 실험을 행하였다. 속도제어기 및 전류제어기에 PI제어기를 사용하였으며, 벡터제어 알고리즘을 고속연산처리를 위하여 가격이 저렴하고 전동기 전용 제어용으로 성능이 뛰어난 마이크로 프로세서 DSP TMS320F240 CPU로 이용하였다.

MATLAB으로 시뮬레이션 한 결과와 실험을 통한 속도응답 특성이 거의 일치한 것을 확인할 수 있었다. 유도전동기의 주기적 변동 부하인 관성부하의 변화에 따른 정역 속도제어 방법이 양호함을 확인할 수 있었다. 따라서, 가격이 저렴한 DSP TMS320F240를 변동부하 속도제어 시스템에 적용하여 산업용 공작 기계의 Motion control분야에 적용은 물론, 정역 및 가감속 제어가 요구되는 새로운 서보 구동 방법에 응용되리라 기대된다.

참 고 문 헌

김민회, 1988, 유도전동기의 벡터제어시 선형화 특성에 관한 연구, 중앙대학교 학위논문

中野孝良 , 1996, 交流モータのベクトル制御

중앙대학교 전력전자연구실, 1996, 유도전동기제어

문상호, 오성보, 1999, 공간전압벡터PWM 기법을 이용한 유도전동기의 구동특성 해석, 제주대학교 산업기술연구소, 제10권 1호, pp.167-174

오성보, 1995, 브러쉬 없는 직류 전동기의 디지털 속도제어, 제주대학교 산업기술연구소, 제6권, pp.114-118

TEXAS INSTRUMENTS, 1998, AC Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320-F240

小杉辰産, 1988, ロボットアームのダイレクト駆動に関する研究”, 長崎大學

Technosoft, 1998, DSP Motion Solutions

감사의 글

이 논문을 완성하기까지 끊임없이 지도하고 격려를 아끼지 안으신 오성보 지도 교수님께 깊은 감사를 드리며, 항상 관심을 가지고 본 연구를 돌봐주신 좌종근 교수님, 이계명 교수님, 김일환 교수님, 김세호 교수님, 김호찬 교수님께도 감사를 드립니다.

또한 항상 바쁜 가운데서도 많은 도움을 준 제어응용 연구실에서 연구하는 문상호 대학원생, 고군택 학부에게 감사를 드립니다.

그리고 업무에 시달리면서 많을 지도와 편달을 배려해준 제주 직업전문학교 원장님 이하 교직원 여러분에게도 깊은 감사의 마음을 전해드립니다.

또, 이 논문이 완성되기까지 항상 곁에서 용기를 북돋아 주고 내조를 아끼지 않은 사랑하는 아내 성례씨에게 고마움을 전하며 그리고 아들 유근이와 딸 경미, 경혜, 수은이에게 사랑하는 딸과함께 이결실의 기쁨을 맺기까지 보이지않게 물신 양면으로 도움을 주신 모든 분들에게 이 논문을 바칩니다.