

Psim 프로그램에 의한 유도전동기의 간접 벡터제어 해석

양 태 수* · 김 일 환**

Indirect Vector Control Analysis for Induction Motor Drive using Psim Program

Tae-Su Yang* and Eel-Hwan Kim**

ABSTRACT

This paper describes the indirect vector control method for induction motor drive controlled by IGBT PWM inverter system using Psim program. In the computer simulation, it is shown how to make a design for indirect vector control of induction motor with PI speed control loop. Experiments with the induction motor that has 5 hp power ratings under the same condition of simulation status are made to verify the effectiveness of the proposed method.

Key Words : Indirect vector control, Psim program, Induction motor, Computer simulation

1. 서 론

유도전동기는 구조가 간단하고 견고하며 가격이 저렴하여 정속도를 요하는 산업현장에서는 오래전부터 널리 사용되어 왔다. 그러나 유도전동기를 가변속 구동 하기 위해서는 입력 전원의 주파수를 제어하거나 극수를 변환 시켜야 한다. 극수변환 방법은 정밀 속도제어가 어려워 응용 범위가 한정되어 있지만 주파수 변환법은 속도제어를 정밀하게 할 수가 있다. 그렇지만 예전에는 기술적인 문제로 인하여 산업현장에서 주로 직류기가 많이 사용되었다¹⁾. 그런데 1960년

말 독일 과학자가 발표한 벡터제어 이론의 도입과 컴퓨터와 전력용 반도체 기술의 발달로 인하여, 최근에는 유도전동기도 직류전동기와 같은 운전특성으로 제어할 수 있게 되었다. 이로 말미암아 종전에 직류전동기가 주종을 이루던 산업분야에서 지금은 유도전동기가 서보 시스템의 주 전동기로 크게 각광받고 있다²⁾³⁾. 여기서 유도전동기를 직류기와 같이 제어할 수 있는 벡터제어 이론은 유도전동기의 고정자 전류를 동기속도로 회전하는 d-q축으로 변환하여 d축을 자속성분, q축을 토크 성분으로 분리하여 마치 타여자 직류전동기와 유사한 특성으로 제어할 수 있다는 이론이다. 그런데 벡터제어 이론을 유도전동기에 적용하기 위해서는 반드시 인버터 시스템을 채용하여야 한다. 이 시스템을 현장에 적용하기에 앞서 시스템을 제어하기 위한 이론과 용량에 대해서 설계를 하여야

* 제주대학교 산업대학원

Graduate School of Industry, Cheju Nat'l Univ.

** 제주대학교 전기공학과

Dept. of Elec.Eng., Cheju Nat'l Univ.

한다. 설계를 위해서는 시스템의 운전특성에 대해서 분석을 하여야 하는데 이 때 컴퓨터 시뮬레이션이 필요하다¹⁾.

여기서 고전적인 수치해석 방법은 전 제어시스템을 프로그램화 하여 출력을 나타내는데 많은 시간과 기술이 필요하며, 또한 프로그램 버그시 디버깅하기가 어렵다는 문제점을 가지고 있다. 뿐만 아니라 소자의 고유특성에 대한 해석도 하기가 어렵다. 반면에 시뮬레이션을 위한 전용 프로그램들은 이러한 문제들을 어느 정도 해결할 수가 있다. 그러나 개발한 회사의 제품에 따라서 고유한 장단점을 가지고 있기 때문에 사용하고자 하는 용도에 가장 알맞는 프로그램을 선정해야 한다. 이러한 프로그램들 중에서 전기전자 회로시스템 해석 프로그램으로 가장 많이 쓰이고 있는 프로그램은 MATLAB과 Pspice 그리고 Psim 프로그램이다¹⁾. MATLAB은 다양한 라이브러리와 사용자 편의를 위한 GUI(Graphic User Interface) 방식에 의해 처리되기 때문에 해석시간이 길고, 제공되는 라이브러리가 없을 경우 모든 시스템에 대한 수식이 필요하여 시스템이 복잡할 경우 해석하기가 어렵다는 단점을 가진다. 그리고 Pspice는 복잡한 모델 및 소자 특성을 고려하므로써 시뮬레이션 수행시 많은 시간이 필요하다는 것과 convergence error가 자주 발생한다는 단점을 가지고 있다. 뿐만 아니라 유도전동기와 같은 비선형 시스템을 나타내기가 곤란하여 적용하는 데도 어느 정도 제약성을 가지고 있다. 반면에 Psim 프로그램은 아날로그와 디지털 그리고 자동제어의 제어 블록선도 개념까지를 포함한 완전한 사용자위주의 인터페이스를 구성하여, schematic 상에서 프로그램이 수행되기 때문에 다른 어떤 프로그램보다도 이해가 쉽고 사용하기가 편리하도록 되어 있다는 큰 장점을 가진다.

따라서 본 논문에서는 전기전자 회로시스템 해석 프로그램 중 전체 시스템의 토폴로지 및 제어기법을 검증하기가 쉬운 Psim 프로그램을 택하여, 벡터제어 방법 중 구현하기가 쉬운 간접 벡터제어 방법으로 5 [hp]의 정격을 갖는 유도전동기의 속도제어 및 부하 시험시의 해석방법을 제안한다. 제안한 해석방법의 타당성을 검증하기 위해 실험을 통하여 이를 입증하고자 한다.

II. 유도 전동기의 벡터제어

2.1. 유도기의 d-q 등가 모델

3상 유도전동기의 전압방정식을 구하기 위하여 고정자 전원이 대칭이며 고정자의 1차 권선과 회전자의 2차권선의 기자력 분포를 정현파로 하고, 철심의 포화는 없는 것으로 가정하면 고정자 및 회전자의 전압 방정식은 정지 좌표계에서 식(1)과 식(2)와 같이 나타내어진다. Fig. 1은 3상 2극을 갖는 유도전동기의 고정자 및 회전자의 동기좌표축에 의한 d-q변환을 나타내고 있다.

$$V_s = R_s \cdot i_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (1)$$

$$V_r = R_r \cdot i_r + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (2)$$

여기서,

$$V_s = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T \quad (3)$$

$$i_s = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T \quad (4)$$

$$\Phi_s = [\Phi_{as} \quad \Phi_{bs} \quad \Phi_{cs}]^T \quad (5)$$

$$V_r = [V_{ar} \quad V_{br} \quad V_{cr}]^T \quad (6)$$

$$i_r = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T \quad (7)$$

$$\Phi_r = [\Phi_{ar} \quad \Phi_{br} \quad \Phi_{cr}]^T \quad (8)$$

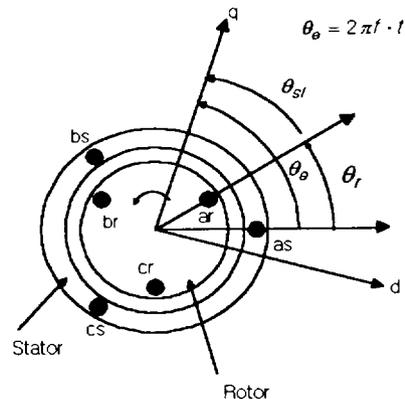


Fig. 1 Idealized three-phase induction motor in d-q synchronously rotating reference frame

일반적으로 유도기는 고정자와 회전자 상호간이 결합 효과 때문에 동특성이 매우 복잡하며, 시변계수를 갖는 상태 미분방정식으로 표현된다. 유도기의 제어나 해석을 위해 동특성을 고찰할 때 자속이 시변원소를 갖기 때문에 해석하기가 매우 어려워진다. 따라서 시변원소를 상수 원소로 만들기 위해 d-q 좌표계 변환을 사용하여 시변계수를 제거하고, 변수와 파라미터 값들은 d-q 좌표계 값으로 표현한다. a-b-c 축으로부터 d-q축으로 변환하기 위한 변환 행렬 T_{dq} 는 다음과 같다.

$$T_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

어떤 변수 X에 대한 3상을 2상으로 변환하는 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_{dq} = T_{dq} \cdot X_{abc} \quad (10)$$

여기서

$X_{dq} = [X_d \ X_q]^T$, $X_{abc} = [X_a \ X_b \ X_c]^T$ 식(9)에서 각속도 ω 는 두 좌표계 사이의 상대 각속도이며 세번째 행은 영상분을 나타내는 것으로 3상 평형조건에서는 0이 된다. 식(1)을 d-q축 값으로 변환하기 위해 양변에 변환행렬 T_{dq} 를 곱하면 다음과 같다.

$$T_{dq} \cdot V_s = T_{dq} \cdot R_s \cdot i_s + T_{dq} \cdot \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (11)$$

이 된다. 식(11)에서

$$T_{dq} \cdot V_s = V_{dqs} \quad (12)$$

이고, $R_s = R_s \cdot I$ 로 나타낼 수 있다. 여기서 I는 Unit Vector이다. 그러므로

$$T_{dq} \cdot R_s \cdot i_s = R_s \cdot I \cdot T_{dq} \cdot i_s = R_s \cdot i_{ds} \quad (13)$$

가 되고

$$\begin{aligned} T_{dq} \cdot \frac{d\Phi_s}{dt} &= \frac{d}{dt}(T_{dq} \cdot \Phi_s) - \frac{d}{dt}(T_{dq}) \cdot \Phi_s \\ &= \frac{d\Phi_{dqs}}{dt} - \frac{d}{dt}(T_{dq}) \cdot \Phi_s \end{aligned} \quad (14)$$

가 된다. 식(14)에서

$$\left(\frac{d}{dt} \cdot T_{dq}\right) \cdot \Phi_s = \omega_e \cdot \begin{bmatrix} -\Phi_{ds}^e \\ +\Phi_{qs}^e \end{bmatrix} \text{로 나타낼 수}$$

있기 때문에 식(11)은 다음과 같이 동기 좌표계에서 d-q식으로 표현할 수 있다.

$$V_{qs}^e = R_s \cdot i_{qs}^e + \frac{d\Phi_{qs}^e}{dt} + \omega_e \cdot \Phi_{ds}^e \quad (15)$$

$$V_{ds}^e = R_s \cdot i_{ds}^e + \frac{d\Phi_{ds}^e}{dt} - \omega_e \cdot \Phi_{qs}^e \quad (16)$$

마찬가지의 방법으로 회전자의 d-q 전압식을 구하면 아래와 같이 된다.

$$V_{qr}^e = R_r \cdot i_{qr}^e + \frac{d\Phi_{qr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \Phi_{dr}^e \quad (17)$$

$$V_{dr}^e = R_r \cdot i_{dr}^e + \frac{d\Phi_{dr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \Phi_{qr}^e \quad (18)$$

식(17)과 식(18)에서 $(\omega_e - \omega_r)$ 은 고정자측과 회전자측 간의 상대속도 즉 슬립 각속도이다. 농형 유도전동기에서는 $V_{qr}^e = V_{dr}^e = 0$ 이 성립한다. 또한 고정자와 회전자의 쇄교자속은 다음과 같이 표현된다.

$$\Phi_{qs}^e = L_k \cdot i_{qs}^e + L_m \cdot (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \quad (19)$$

$$\Phi_{ds}^e = L_k \cdot i_{ds}^e + L_m \cdot (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \quad (20)$$

$$\Phi_{qr}^e = L_{lr} \cdot i_{qs}^e + L_m \cdot (i_{qs}^e + i_{qr}^e) \quad (21)$$

$$\Phi_{dr}^e = L_{lr} \cdot i_{dr}^e + L_m \cdot (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \quad (22)$$

식(19)부터 식(22)까지에서 L_k 와 L_{lr} 은 고정자와 회전자의 누설 인덕턴스이고 L_m 은 상호 인덕턴스이다.

식(15)부터 식(22)까지를 이용하여 동기 좌표계에서의 d-q 등가회로를 구하면 Fig. 2와 같다. 출력 토오크는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr}^e \cdot i_{qs}^e - \Phi_{qr}^e \cdot i_{ds}^e) \quad (23)$$

여기서 P 는 극수이다.

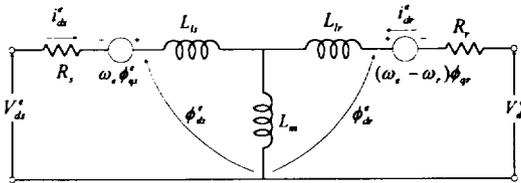
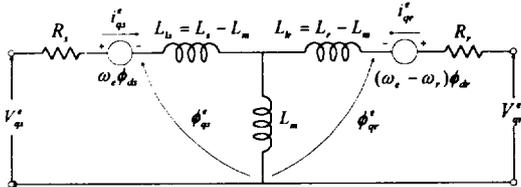


Fig. 2 d-q equivalent circuits at synchronously rotating reference frame

2.2. 유도전동기의 간접 벡터제어

벡터제어는 자속의 회전각을 알아내는 방식에 따라 크게 직접 벡터제어와 간접 벡터제어로 나누어진다. 직접 벡터제어는 직접 측정된 자속을 이용하거나 전압과 전류 그리고 속도 정보 등을 이용하여 간접적으로 추정된 자속을 이용하는 제어 방식이다. 그런데 직접 측정법은 고정자 slot에 홀 소자와 자속 검출 코일을 설치해야 하므로 기계적으로 취부가 어렵고, 비용이 증가하며 고조파 및 노이즈에 취약하여 거의 쓰이지 않고 있다. 또 간접적으로 추정된 자속을 이용하는 방식은 복잡한 제어이론과 제어 시스템의 빠른 응답특성을 요하는 문제 때문에 구현하기가 어렵다는 문제점을 내포하고 있다. 반면에 간접 벡터 제어방식은 고정자 전압이나 전류에 의해 기준 자속을 구하지 않고 기준 토크 전류나 자속 전류로부터 슬립 각속도를 계산하고, 이에 회전자 속도를 더하여 간접적으로 구한 회전자 자속의 순시속도가 동기 각속도 ω_e 되도록 하여 회전 자속이 d축에만 존재하도록 제어하는 것이다. 즉

$$\Phi_{qr}^e = 0 \quad (24)$$

이 되도록 하는 것이다. d-q 변수로부터 표현된 토크와 자속 관계식은 식(21)과 식(24)로부터

$$i_{qs}^e = -\frac{L_r}{L_m} \cdot i_{qr}^e \quad (25)$$

을 얻을 수 있고 또 식(23)과 식(24)로부터 다음과 같은 토크식을 얻을 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{dr}^e \cdot i_{qs}^e \quad (26)$$

식 (26)에서 토크는 자속이 일정할 경우, 토크 분 전류 i_{qs}^e 에 비례함을 알 수 있다. 유도전동기의 동기 좌표계에서는 q축 자속은 0이고 d축 자속은 일정한 값을 가진다. 이러한 조건을 이용하면 식(17)부터 식(22)에서 다음과 같은 슬립 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \omega_e - \omega_r &= \omega_{sl} = -\frac{R_r \cdot i_{qr}^e}{\Phi_{dr}^e} \\ &= \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{qr}^e}{i_{ds}^e} \end{aligned} \quad (27)$$

식(27)에서 ω_e 는 속도 명령값이고 ω_r 은 실제 전동기의 속도값이기 때문에 ω_{sl} 은 전동기의 속도 오차에 해당된다. 따라서 ω_{sl} 를 i_{qr}^e 와 i_{ds}^e 로부터 계산하여 ω_r 과 합산하면 원하는 속도제어를 할 수 있고, 간접 벡터제어가 가능하게 된다. 이것을 공간 좌표상에서 고정자 좌표축과 회전자 좌표축의 관계로 나타내면 Fig. 1과 같다. 이 그림에서 알 수 있듯이 속도 제어시 ω_e 는 속도 명령값이 되고 ω_{sl} 은 속도 오차가 된다. 이 오차가 0 이 되도록 제어하면 회전자 속도가 기준 속도에 도달하게 된다. 결국 간접 벡터 제어방식은 저속에서부터 고속영역까지 운전이 가능하며 시스템 구성이 간단하다는 큰 장점을 가져 유도전동기의 벡터 제어시 많이 사용되고 있다.

III. 컴퓨터 시뮬레이션

시스템을 설계하고 구동하기 앞서 시스템의 특성들을 파악하기 위해 일반적으로 컴퓨터 시뮬레이션을

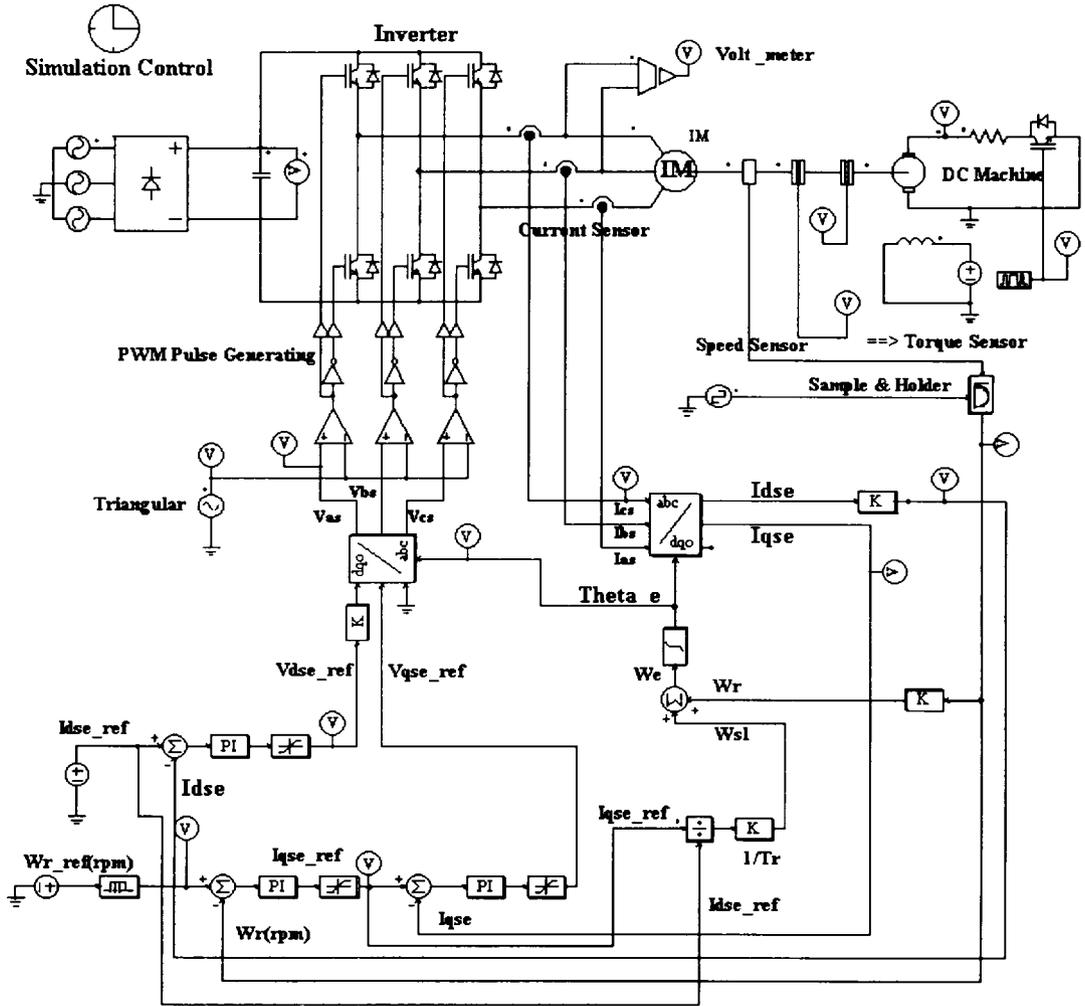


Fig. 3 The proposed control block diagram

행한다. Psim 프로그램으로 유도전동기의 간접 벡터 제어를 위한 시스템 제어 블록선도를 Fig. 3과 같이 만들어 Table 1과 같은 파라미터를 갖는 유도전동기를 모델전동기로 사용하여, PI 제어에 의한 속도제어와 부하변동에 대한 시스템의 응답특성을 해석하였다. Fig. 4는 일반적인 PI 속도 제어 시스템 속도명령으로 1000 [rpm]을 인가했을 때 속도응답, q축 전류, 그리고 전동기 한 상의 전류를 나타내고 있다. 여기서 샘플링 시간은 속도제어 루프에서는 1 [ms], 전류제어 루프에서는 100 [us]로 하고 과전류 방지를 위

Table 1 Parameters of model motor

Rated power	5 [hp]	Rs	1.6282 [ohm]
Rated voltage	220/380 [V]	Ls	0.0044 [H]
Rated current	13.5/7.8 [A]	Rr	1.5042 [ohm]
Rated speed	1730 [rpm]	Lr	0.0044 [H]
J	0.015 [kg·m ²]	Lm	0.158 [H]
Pole number			4

해 전류 제한기로 최대 10 [A]로 제한하였다. 그리고

자속분 전류 i_{ds} 는 3 [A]로 유지 시켰다.

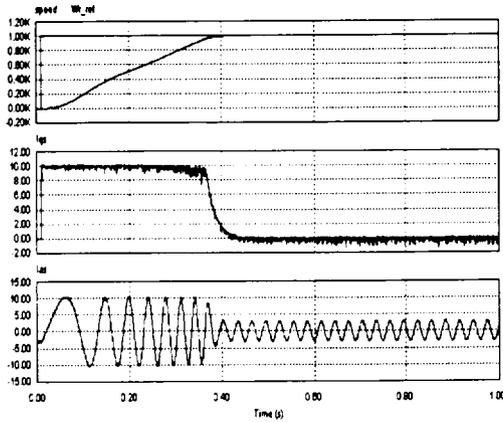


Fig. 4 Simulation results of step response

이 결과에서 정상상태에 도달하는 시간이 약 0.4 [sec] 쯤에 도달하고 있음을 알 수 있다. Fig. 5는 1000 [rpm]의 정역 운전시의 결과를 나타내고 있다. 여기서 정역 속도명령에 실제 속도가 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. Fig. 6은 M-G set에 의한 부하실험을 행한 결과로서 1000 [rpm]으로 운전하고 있는 전동기의 축에 연결된 직류발전기의 출력에 저항 부하를 인가하여 부하변동에 대한 속도 응답특성을 나타내고 있다. 이 결과에서 보면 부하 변동시에도 속도 변화가 거의 없어 제어가 잘되고 있음을 알 수 있다.

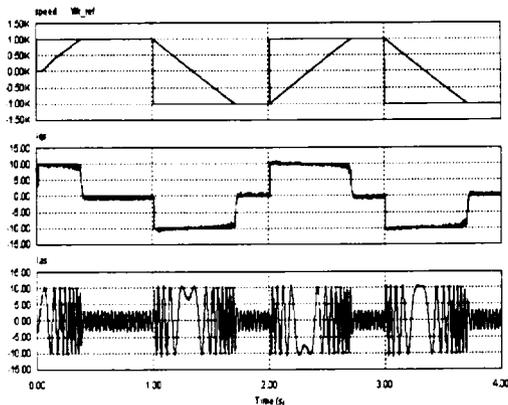


Fig. 5 Simulation results of speed response with CW and CCW

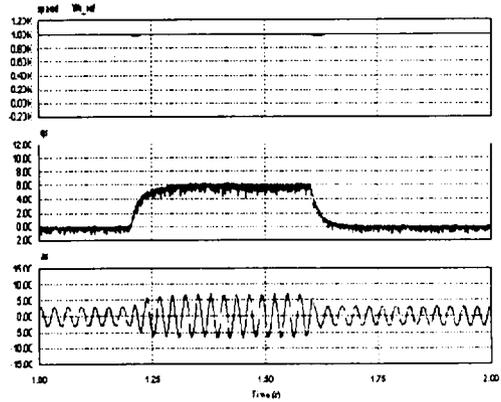


Fig. 6 Simulation results of speed response with load change

IV. 실험결과 및 고찰

제안한 해석방법을 검증하기 위해 3상 IGBT 전압원 인버터와 TMS320C31 DSP를 이용하여, Fig. 3과 같은 형태의 제어 시스템으로 실험을 행하였다. 시뮬레이션에서 이용된 것과 같은 정수를 갖는 유도전동기를 택하여 구동시 속도 제어루프는 1 [ms], 전류제어 루프는 100 [us]의 샘플링 타임으로 제어를 행하였다. Fig. 7은 스텝 속도 명령에 대한 응답 특성을 나타내고 있다. 이 파형을 분석해 보면 속도 명령에 대한 실제 속도가 0.4 [sec]만에 오버슈트없이 정상상

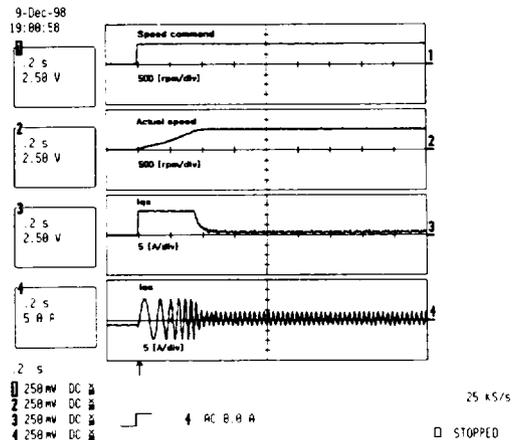


Fig. 7 Experimental results of step response

태에 잘 도달하고 있고, 또한 전동기에 과전류 방지를 위해 전류 제한기 동작이 정상적으로 잘되어 전동기 한상 i_{as} 의 최대치가 10 [A]가 넘지 않고 있다.

이 결과들을 시뮬레이션 결과인 Fig. 4와 비교해보면 서로 거의 일치함을 알 수 있다. Fig. 8은 1000 [rpm]의 속도 명령값으로 정역운전에 대한 결과를 나타내고 있다.

성과 전류특성에 대한 파형을 나타내고 있다. 이 파형들과 Fig. 5와 Fig. 6을 비교해 봐도 정역 운전시와 부하 인가시에도 속도 특성이 거의 일치함을 알 수 있다. 이상의 실험결과와 컴퓨터 시뮬레이션 결과들을 종합해보면 서로 잘 일치함을 알 수 있어, Psim 프로그램이 시스템의 운전특성을 해석하는데 크게 유용함을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 전기전자 회로시스템 해석 프로그램인 Psim 프로그램을 이용하여 유도전동기의 간접 벡터제어에 의한 속도제어와 부하실험에 대한 해석 방법을 제안하였다. 제안한 해석 방법이 타당성을 검증하기 위해 실제 실험과 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 결과들을 서로 비교 검토하였다. 두 결과를 비교해보면 서로 거의 일치하여 제안한 해석 방법이 타당성을 입증하고 있다. 이를 이용하면 전동기 구동 설계시 뿐만 아니라 다른 응용 시스템에도 적용 가능하리라 사료되어 제어 시스템 설계시 전체 시스템의 운전특성을 이해하는데 도움이 될 것으로 기대된다.

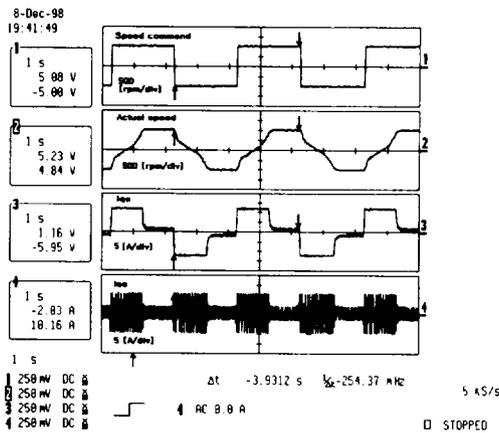


Fig. 8 Experimental results of speed response with CW and CCW

Fig. 9는 외란의 한 예로 전동기 축에 연결된 발전기의 출력에 저항 부하를 변동했을 때 속도 응답특

참고문헌

- 1) 원종수, 원충연, 김광현, 1995. AC 서보모터와 마이컴제어. 동일출판사, pp. 167~236.
- 2) Bimal K. Bose, 1997. Power Electronics and Variable Frequency Drives. IEEE Press, pp. 209~276.
- 3) Andrzej M. Trzynadlowski, 1997. The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors. KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, pp. 1~30.
- 4) 목형수, 1998. Pspice와 PSIM의 특성비교. 전력전자 학회지, Vol. 3, No. 2, pp. 15~18.
- 5) Nagase, Y. Matsua, K. Ohnishi, H. Ninomiya, 1984. High Performance Induction Motor Drive System Using a PWM Inverter. IEEE Trans. on

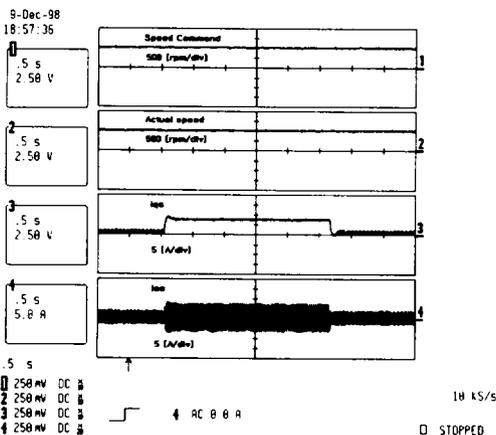


Fig. 9 Experimental results of speed response with load change

Ind. Appl., Vol. IA-20, No. 6, pp. 1482~1489.
6) A. J. Polmann, 1988. Software Pulse Width
Modulation for μ P Control of AC Drives. IEEE

Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, No. 4, pp. 69
1~696.
7) Texas Instrument, 1990. TMS320C3x user's guide.