

## 약계자 영역에서의 스피들 모터 고속운전

柳在成<sup>†</sup>, 朴世桓<sup>‡</sup>, 尹柱晩<sup>\*\*\*</sup>, 申守徹<sup>\*\*\*\*</sup>, 元忠淵<sup>\*\*\*\*</sup>, 崔 哲<sup>§</sup>, 李相勳<sup>§§</sup>

### High Speed Operation of Spindle Motor in the Field Weakening Region

J-S Yu, S-H Park, J-M Yoon, S-C Shin, C-Y Won, C. Choi, and S-H Lee

#### 요 약

본 논문에서는 산업체 CNC(Computer Numerical Control) 분야에서 사용되는 빌트인 타입 스피들 모터를 구동하기 위한 기법을 제시하였다. 저속 영역에서 유리한 전류 모델과 고속 영역에서 유리한 전압 모델을 혼합해서 사용하는 고퍼나스 모델 지속추정기는 회전자 지속추정을 위하여 이용하였다. 그리고 약계자 제어를 사용하여 스피들 모터를 고속 운전하였다. 시뮬레이션과 실험을 통해 약계자 영역에서의 스피들 모터 고속운전을 확인하였다.

#### ABSTRACT

This paper presents a strategy to drive built in-type spindle induction motor which is used as CNC(Computer Numerical Control) in the industry. Gopinath model flux estimator which is composed of current model to be profitable in the low speed range and voltage model to be profitable in the high speed range is used for rotor flux estimation. Moreover this paper presents to drive the spindle motor in the high speed range by using the flux weakening control. High speed operation of spindle motor in the field weakening region is verified through simulations and experiments.

**Key Words :** Gopinath model flux estimator, Field weakening control, Digital Signal Processor

#### 1. 서 론

현재 고성능의 생산 시스템을 구축하는데 있어서 머시닝센터의 고속화, 고정밀화 시스템화는 필수적이다. 특히 고속화의 기술은 비약적으로 발전하고 다양한 기술에 이르고 있다. 이러한 머시닝 센터의 고속화기술과 함께 사용자의 엄격한 요구, 공작물의 다양화 그리고 공구의 진보에 의해 머시닝 센터의 고속화가 실현

되고 있다.

한편 공작기계에서는 모터의 동력을 전달하기 위해서 커플링, 벨트, 기어 등을 사용하고 있지만 주축이 고속회전 할수록 커플링 구동방법에서는 주축과 모터의 불일치에 의한 진동과 소음이 커진다.

벨트 구동방법에서는 원심력에 의한 벨트장력의 과손현상, 벨트와 풀리간의 미끄럼현상 등이 발생하며, 기어 구동방법에서는 기어간의 금속접촉에 의한 진동과 소음이 증대하게 된다.

고속주축계를 개발하기 위해서 커플링, 벨트, 기어등과 같은 동력 전달요소가 배제된 내장형 모터(Built-in Motor)에 의한 구동방법이 많은 주목을 받게 되었다.

모터 내장형 주축계는 그 구조가 간단하고 주축계가 운동하는 구조에 적합하기 때문에 공작기계의 가공 유연성을 대폭적으로 향상시킬 수 있다는 장점을 가지고 있다.

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 성균관대 메카트로닉스공학과 박사과정  
E-mail : jaesung1975@hotmail.com

<sup>‡</sup>학생회원, 성균관대 대학원 에너지시스템공학과 졸업(석사)

<sup>\*\*\*</sup>학생회원, 성균관대 대학원 메카트로닉스공학과 졸업(석사)

<sup>\*\*\*\*</sup>학생회원, 성균관대 대학원 에너지시스템공학과 석사과정

<sup>§</sup>정회원, 성균관대 정보통신공학부 교수

<sup>§§</sup>정회원, OTIS-LG 서보R&D팀 부장

<sup>§§§</sup>정회원, OTIS-LG 서보모터설계팀 대리

접수일자 : 2004. 8. 31 1차 심사 : 2004. 10. 11

2차 심사 : 2004. 12. 1 심사완료 : 2005. 1. 4

belt인 스핀들 모터는 모터와 스핀들이 일체형 구조로 되어 있기 때문에 주축의 고속회전 대응이 유리할 뿐 아니라 콤팩트한 구조로 머시닝 센터용 주축 및 복합 선반용 주축 등으로 그 적용범위가 증가하는 추세이다. 스핀들용 모터로는 유도전동기가 많이 사용되고 있다<sup>[1]</sup>.

유도전동기의 벡터제어를 수행하기 위해서 정확한 자속의 위치를 연구하는 논문이 많이 발표되고 있다. 이것들을 크게 세가지로 분류하면 오타니가 제시한 자속 추정기, 고피나스가 제시한 자속 추정기, 그리고 전차원 자속 추정기 등이다. 그 외에도 잡음과 왜란을 고려한 자속 추정법도 개발되었으며 최근에는 위상 차이를 보정한 고피나스 모델 자속 추정기가 연구되었다<sup>[4, 7]</sup>.

그리고 약계자 영역에서 고속운전에 대한 연구 중에서 특히 속도 증가에 따라 자속을 줄이는  $1/\omega_r$  방법과 최대 토크를 낼 수 있도록 약계자 영역 I 과 영역 II로 나누어 제어하는 방법으로 나눌 수 있다<sup>[3][8]</sup>.

본 논문에서는 직접 벡터제어에 사용될 회전자 자속은 역기전력이 큰 고속 영역에서 유리한 전압모델과 역기전력이 작은 저속 영역에서 유리한 전류모델을 혼합한 고피나스 모델 자속 추정기를 이용하여 추정하였다<sup>[6]</sup>.

그리고 스핀들 모터 특성상 정격 속도 이상의 고속운전을 하기 위하여 약계자 영역 I 과 영역 II로 나누어 제어하는 약계자 제어 방법을 사용하였다<sup>[3]</sup>.

## 2. 스핀들 모터 구동방식과 제어

### 2.1 스핀들 모터 구동방식<sup>[2]</sup>

그림 1은 본 논문에서 사용한 스핀들 모터 구동 알고리즘을 블럭도로 보여준다. 본 논문에서는 스핀들 모터의 고속운전을 위하여 전압과 전류를 이용해서 자속을 간접적으로 추정하는 직접 벡터제어 방법을 이용하였고 회전자 자속을 추정하기 위해 고피나스 모델 자속추정기를 사용하였다.

그리고 정격 속도 이상의 고속운전을 하기 위하여 약계자 제어를 하였다.

### 2.2 약계자 제어<sup>[3]</sup>

유도전동기의 약계자 영역에서의 운전은 고정자 전류를 토크발생 전류성분( $i_{qs}^*$ )과 자속발생 전류성분( $i_{ds}^*$ )으로 분리하여 독립적인 제어가 가능한 벡터제어 방식의 기본적인 특성을 사용한다.

그런데 약계자 제어는 정격속도 이상에서 전동기 회전자의 회전속도가 증가함에 따라 자속발생 전류성분

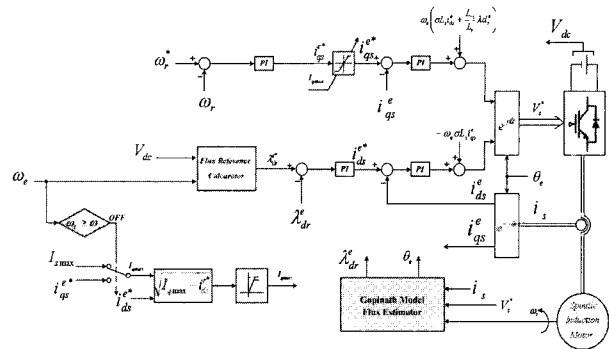


그림 1 스핀들 모터 구동 알고리즘  
Fig. 1 Spindle motor operation algorithm

을 감소시킴으로써 구현된다.<sup>[8]</sup>

그 이유는 자속발생 전류성분을 줄임으로써 토크발생 전류성분을 증가시키기 위해서이다.

일반적으로 유도전동기의 출력토크는 인버터가 전동기에 공급할 수 있는 최대전압과 전류로 제한된다.

그러므로 약계자 운전영역에서 이들 제한조건을 만족하면서 전동기의 출력토크를 최대로 발생시키려면 고정자 전류에 토크발생 전류성분과 자속발생 전류성분을 최적으로 분해하여 운전하여야 한다.

### 2.2.1 전압 제한 조건

인버터가 인가할 수 있는 최대 고정자 전압( $V_{smax}$ )은 직류링크 전압  $V_{dc}$ 와 사용된 PWM기법에 따라 크게 달라진다. 식 (1)은 전압 제한 조건식을 나타낸다.

$$V_{ds}^{e*2} + V_{qs}^{e*2} \leq V_{smax}^2 \quad (1)$$

여기서 벡터제어시 동기좌표계에서 유도전동기의 고정자 전압방정식은 다음과 같으며

$$V_{ds}^{e*} = r_s i_{ds}^{e*} + \sigma L_s \frac{d i_{ds}^{e*}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d \lambda_{dr}^{e*}}{dt} - w_e \sigma L_s i_{qs}^{e*} \quad (2)$$

$$V_{qs}^{e*} = r_s i_{qs}^{e*} + \sigma L_s \frac{d i_{qs}^{e*}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d \lambda_{qr}^{e*}}{dt} + w_e \sigma L_s i_{ds}^{e*} \quad (3)$$

약계자 영역에서 정상상태시 간략화 된 고정자 전압방정식은 다음과 같이 나타낸다.

$$V_{ds}^{e*} \approx -w_e \sigma L_s i_{qs}^{e*} \quad (4)$$

$$V_{qs}^{e*} \approx w_e L_s i_{ds}^{e*} \quad (5)$$

식 (4)와 식 (5)를 식 (1)에 대입하면 전압 제한 조건식은 다음과 같이 나타낸다.

$$(w_e \sigma L_s i_{qs}^{e*})^2 + (w_e L_s i_{ds}^{e*})^2 \leq V_{smax}^2 \quad (6)$$

### 2.2.2 전류 제한 조건

인버터가 전동기에 인가할 수 있는 최대 고정자 전류( $I_{smax}$ )는 인버터의 전류 정격과 전동기의 열정격에 의해 결정된다. 식 (7)은 전류 제한 조건식을 나타낸다.

$$i_{ds}^{e*2} + i_{qs}^{e*2} \leq i_{smax}^2 \quad (7)$$

### 2.2.3 제어 가능한 기준전류의 영역

그림 2는 전압제한타원을 나타내며 제어 가능한 기준전류의 영역은 운전주파수  $w_e$ 의 함수인 타원의 내부로 주어진다.

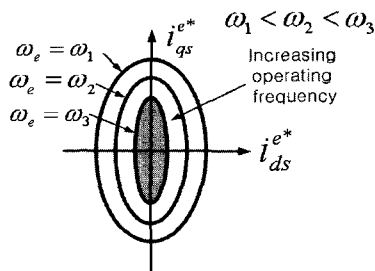


그림 2 전압 제한 타원  
Fig. 2 Voltage-limit ellipse

이 타원의 영역은 운전 주파수 증가에 따라 점점 작아지며 이는 제어 가능한 기준전류의 범위가 줄어든다는 것을 나타낸다.

그림 3은 전류제한원을 나타내며 전류 제한 조건하에서 제어 가능한 전류의 영역은  $I_{smax}$ 를 반지름으로 하는 원의 내부로 표현된다.

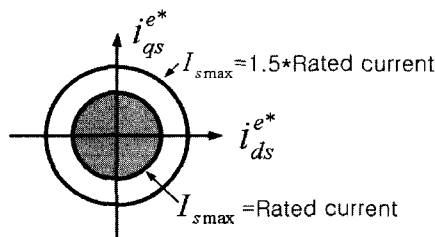


그림 3 전류 제한원  
Fig. 3 Current-limit circle

그림 4는 전압과 전류의 두 제한 조건을 모두 고려한 경우의 제어 가능한 기준전류 영역으로서 전압제한 타원과 전류제한원의 공통된 영역이다.

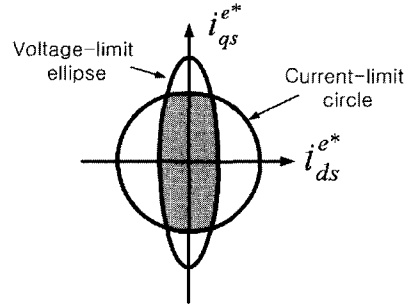


그림 4 전압 제한 타원과 전류 제한원의 공통영역  
Fig. 4 Common region between voltage-limit ellipse and current-limit circle

### 2.2.4 최대토크 발생을 위한 최적 기준전류

전압 제한 조건과 전류 제한 조건을 동시에 만족하는  $i_{ds}^{e*}$ 와  $i_{qs}^{e*}$ 는 수없이 많다. 이들의 조합중에서 출력토크를 최대로 하는 조합을 구하기 위해 함수  $F$  식 (8)로부터 구할 수 있다.

$$\tau_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^{e*} i_{qs}^{e*} \quad (8)$$

$$F = \frac{\tau_e}{k} = i_{ds}^{e*} \cdot i_{qs}^{e*} \quad (9)$$

여기서,  $\tau_e$ =토크,  $k = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r}$

함수  $F$ 를 최대로 하는 기준전류를 구하면 최대 토크를 발생하는 최적의 기준전류를 구할 수 있다.

그림 5는 전압제한타원과 전류제한원의 공통영역, 그리고 함수  $F$ 를 표시하였다.

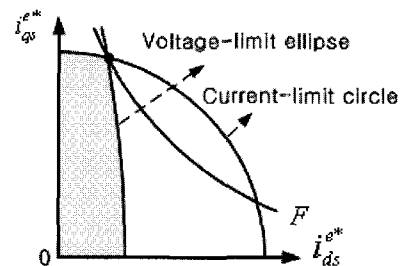


그림 5 최적의 기준 전류 벡터  
Fig. 5 Optimal reference current vector

2.2.5 약계자 영역 I ( $w_{base} < w_e < w_1$ )

이 영역의 범위는 기준주파수  $w_{base}$ 로부터 최대슬립에 도달할 때까지의 주파수  $w_1$ 까지이다. 여기서 기준주파수  $w_{base}$ 는 그림 6과 같이 정토크구간에서 속도가 더 증가하여, 전압제한타원의 반경이 감소하고 최대토크를 발생시키는 d축 전류가 정격 d축 전류와 일치할 경우일 때이며, 약계자 운전의 시작 주파수로 정의된다. 식 (10)은  $w_{base}$ 를 나타낸 것이다<sup>[3]</sup>.

$$w_{base} = \sqrt{\frac{(V_{smax})^2}{\lambda_{rate}^2 \frac{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}{L_m^2} + (\sigma L_s I_{smax})^2}} \quad (10)$$

여기서  $\lambda_{rate}$  : 정격 자속

이 영역에서는 운전주파수 증가에 따른 자속성분 전류의 감소에 의하여 슬립주파수는 증가한다. 운전주파수가 더욱 증가하여, 슬립이 최대치에 이르면 약계자 영역II가 시작된다.

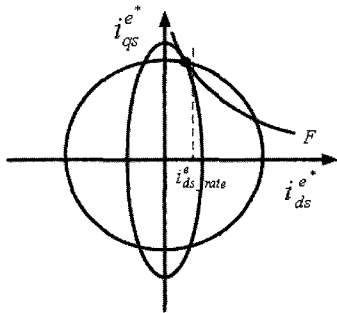


그림 6 약계자 영역 I  
Fig. 6 Field Weakening Region I

2.2.6 약계자 영역 II ( $w_e > w_1$ )

운전주파수가 더욱 증가하여, 전압제한 타원의 반경이 더욱 감소하게 되면, 그림 7과 같이 최대토크를 발생시키는 점이 전압제한타원과 전류제한원의 교점이 아니라, 전압제한타원과 토크곡선의 접점에서 발생하게 되는 약계자 영역II에 이르게 된다. 여기서  $w_1$ 은 약계자 영역II의 시작주파수이며 식 (11)에 나타내었다<sup>[3]</sup>.

$$w_1 = \sqrt{\frac{L_s^2 + (\sigma L_s)^2}{2(L_s \sigma L_s)^2} \times \frac{V_{smax}}{I_{smax}}} \quad (11)$$

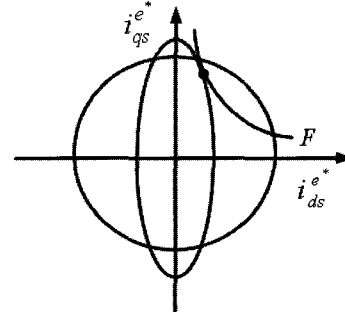


그림 7 약계자 영역 II  
Fig. 7 Field Weakening Region II

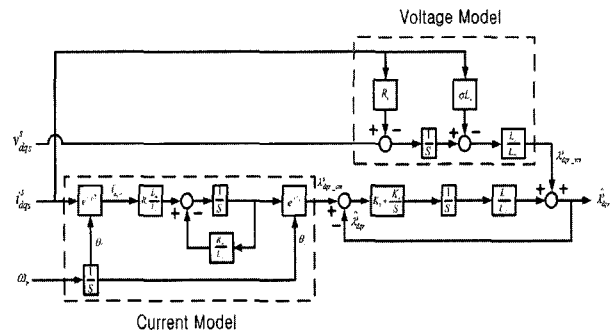


그림 8 고피나스 모델 자속추정기  
Fig. 8 Gopinath model flux estimator

2.3 고피나스(Gopinath) 자속추정기<sup>[4]</sup>

일반적으로 역기전력이 큰 고속영역에서는 고정자전압을 적분하여 구한 전압모델이 유리하고 역기전력이 작은 저속영역에서는 회전자 회로를 이용한 전류모델이 유리하다.

이렇게 저속에서 우세한 전류모델과 고속에서 우세한 전압모델을 함께 사용하는 것이 고피나스(Gopinath) 모델 자속추정기이다<sup>[6]</sup>.

고피나스 모델은 전압모델이 자속지령치와 PI제어기로 구성된 궤도내에 존재하게 함으로써 저속에서 전압모델의 단점인 전압 오프셋에 강인한 특성을 가지고 있다.

그림 8에서 보면 회전자 자속이 PI제어기의 주파수 대역보다 낮은 주파수에서는 전류모델에서 추정된 자속으로, 그리고 높은 주파수에서는 전압모델에서 추정된 자속으로 구하여진다.

이것을 전달함수로 나타내면 식 (12)와 같다.

$$\hat{\lambda}_{dqr}^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{dqr\_vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{dqr\_cm}^s \quad (12)$$

식 (12)에서 보면 전류모델에서 구한 자속에 LPF (Low Pass Filter)가, 그리고 전압모델에서 구한 자속에 HPF(High Pass Filter)가 각각 곱해진 형태로 재해석 될 수 있다.

이 경우, PI제어기의 이득을 2차 butterworth 필터의 개념으로 설계하면 차단각 주파수  $w_c$ 를 사용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$K_P = \frac{L_r}{L_m} K_1 = \sqrt{2}w_c, \quad K_i = \frac{L_r}{L_m} K_2 = w_c^2 \quad (13)$$

### 3. 시뮬레이션

#### 3.1 시뮬레이션 구성

시뮬레이션은 컨버터 및 모터 드라이브 전용 시뮬레이션 툴인 PSIM6.0을 사용하였고, 회로는 그림 9와 같다. 그림 9의 A블럭도는 제안한 알고리즘을 구현한 DLL(Dynamic Link Library) 파일을 링크한 것이다. 제안한 알고리즘을 ANSI-C언어로 코딩하였다.

시뮬레이션에서는 스피들 모터로 2.2[kW] 유도전동기를 사용하였으며 고퍼나스 모델 자속추정기를 이용한 직접 벡터제어를 사용하여 0[rpm]부터 8,000[rpm]까지 구동하였다.

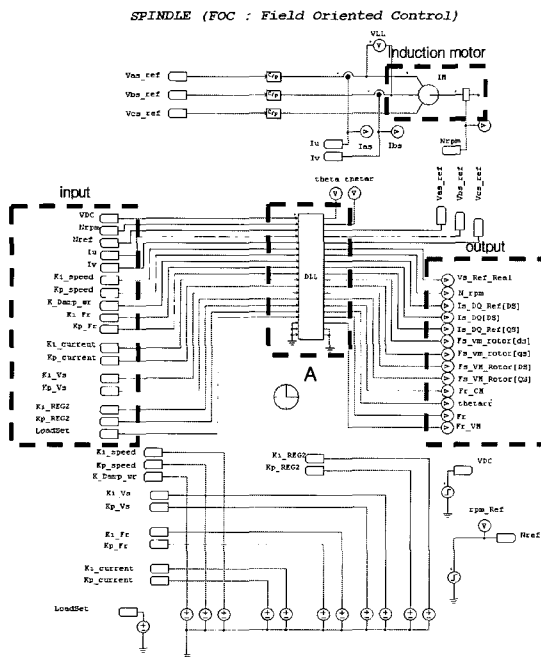


그림 9 시뮬레이션 전체 블록도  
Fig. 9 Overall simulation block diagram

표 1에 시뮬레이션과 실험에서 사용된 유도전동기의 파라미터를 나타내었다.

표 1 유도전동기 파라미터  
Table 1 Induction motor parameter

정격출력	2.2[kW]	Rs	2.3562[Ω]
정격전압	180[V]	Rr	0.2839[Ω]
정격전류	11.16[A]	Ls	146.8[mH]
극수	4	Lr	148.9[mH]
정격주파수	50[Hz]	Lm	142.75[mH]
정격속도	1,460[rpm]	J	0.035[kg • m <sup>2</sup> ]

#### 3.2 시뮬레이션 결과

그림 10은 속도지령에 대한 속도 응답특성과 이에 따르는 토크 성분전류와 토크를 시뮬레이션 파형으로 보여준다.

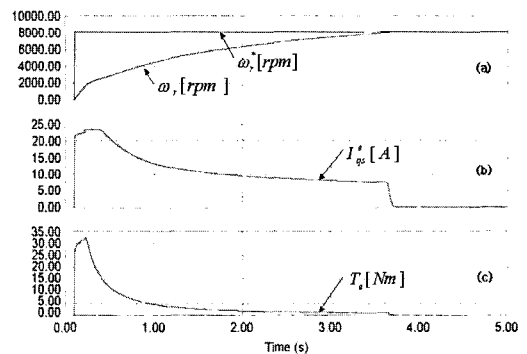


그림 10 토크 성분 파형  
Fig. 10 Torque component wave form

속도제어에서 기준속도 변화에 대한 시스템의 과도 응답 특성과 이에 따르는 토크 성분을 살펴보기 위한 시뮬레이션으로서, 무부하 상태에서 기준속도를 t=0.1초에서 8,000[rpm]을 주었을때를 나타내었다.

(a)는 속도 지령치와 실제속도파형, (b)는 이에 상응하는 토크성분 전류, (c)는 토크이다. 시뮬레이션 결과 기준속도에 대하여 0[rpm]부터 8,000 [rpm]까지 잘 응답하고 있는 것을 볼 수 있다.

그림 11은 기준 속도에 따른 자속성분 전류를 나타낸 것으로 (a)는 속도 지령치와 실제속도파형, (b)는 자속성분 전류 지령치, 그리고 (c)는 실제 자속성분 전류를 나타낸 것이다. 정격속도인 1,460[rpm] 이상에서 약계자 제어가 잘 수행되는 것을 볼 수 있다.

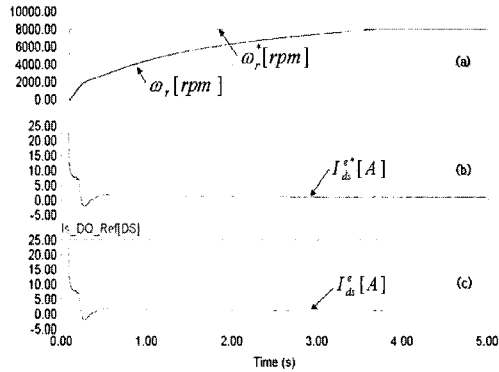


그림 11 자속성분 전류파형  
Fig. 11 Flux component current wave form

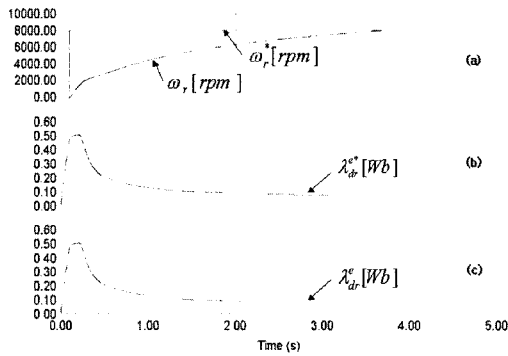


그림 12 약계자 영역에서의 자속추정  
Fig. 12 Flux estimation in the field weakening region

그림 12는 약계자 영역에서의 자속추정기의 특성을 보여준다. (a)는 속도 지령치와 실제속도파형, (b)는 자속 지령치, (c)는 고퍼나스 모델을 이용한 회전자 자속 추정치이다.

이 결과로 약계자 영역에서 회전자 자속이 잘 추정 되는 것을 볼 수 있다.

#### 4. 실험 결과

실험에 사용한 스피들 모터는 정격속도가 1,460 [rpm]인 2.2[kW] 유도전동기이다.

그림 13은 실험을 위하여 제작된 실험셋트의 전체 시스템 구성 블록도이다.

여기서 제어보드에 DSP로 클럭 주파수가 150[MHz]인 TMS320VC33을 사용하였다.

실험에서도 시뮬레이션과 마찬가지로 정격 속도 1,460[rpm] 이상에서 약계자 제어 영역인 8,000[rpm]까지 동작시켰다. 그림 14와 그림 15는 실험 결과 파형을 나타냈다.

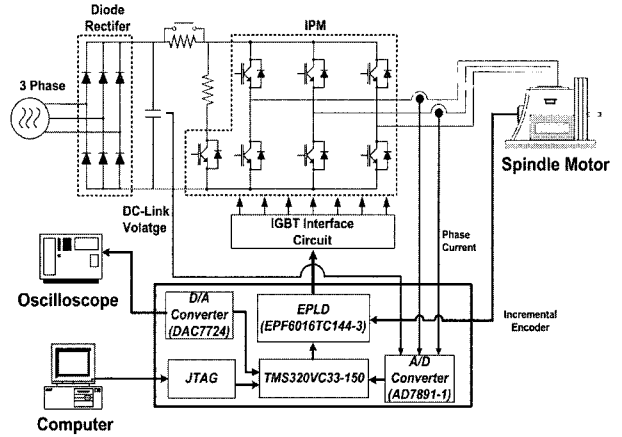


그림 13 실험 시스템 블록도  
Fig. 13 Block diagram of experimental system

그림 14는 속도에 따른 토크성분 전류를 나타낸 것으로 1은 속도 지령치를 나타내며 2는 실제 회전자 속도파형, 3은 토크성분 전류 지령치, 4는 실제 토크성분 전류파형이다.

0[rpm]부터 8,000[rpm]까지 속도 지령치를 주었을때 실제 회전자 속도는 잘 추종하며 실제 토크성분 전류도 토크성분 전류 지령치에 거의 일치하므로 제어가 잘 되고 있는 것을 알 수 있다.

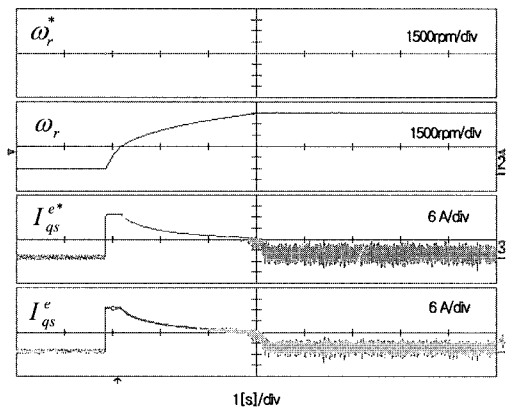


그림 14 토크성분 전류 파형  
Fig. 14 Torque component current wave form

그림 15는 속도에 따른 자속 성분을 나타낸 것이다. 1은 속도 지령치, 2는 실제 회전자 속도파형, 3은 자속 지령치, 그리고 4는 실제 자속파형을 나타냈다. 속도 지령치를 8,000[rpm]으로 주었을 때 자속 파형을 보면 정격속도인 1,460[rpm] 이상에서 약계자 제어가 잘 수행되는 것을 볼 수 있다.

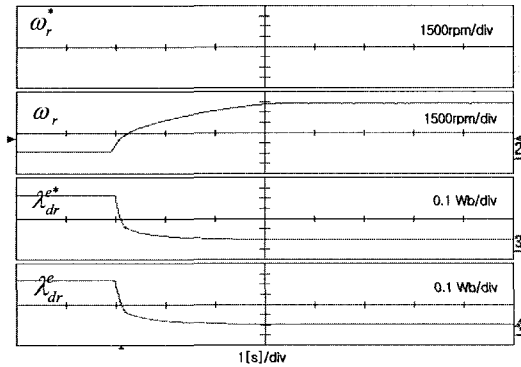


그림 15 자속성분 파형  
Fig. 15 Flux component wave form

### 5. 결 론

본 논문에서는 산업계에서 많이 사용되고 있는 Built in-type 스핀들 유도전동기 구동시스템을 구성하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

1) 기존의 직접 벡터 제어 시스템에 고피나스 모델 자속추정기와 약계자 제어 알고리즘을 추가하여 모터를 구동하였다.

2) 저속에서 유리한 전류모델과 고속에서 유리한 전압모델을 함께 이용한 고피나스 모델 자속추정기를 사용하여 시뮬레이션과 실험을 통하여 회전자 자속을 추정하였다.

3) 정격속도 1,460[rpm]부터 약계자 제어 영역인 8,000[rpm]까지 고속운전을 확인하였다.

이 논문은 산업자원부의 중기거점사업 일환으로 진행되고 있는 "IT 기반 나노제어 시스템 개발" 사업의 지원을 받아 연구되었습

### 참 고 문 헌

[1] T. Kume, et al, "High speed Vector Control without Encoder for a High Speed Spindle Motor", Conference Record of the 1990 IEEE, Vol.1 7-12 pp. 390-394, Oct. 1990.  
 [2] B.K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives" pp. 363-368. 2002 Prentice Hall PTR.  
 [3] S.H. Kim, and S.K. Sul, "Voltage Control Strategy for • Maximum Torque Operation of an Induction Machine in the Field-Weakening Region" IEEE, Trans on Ind,

Volume: 44 , Issue: 4 , pp. 512-518, Aug. 1997.

[4] J.H. Kim, J.W. Choi, and S.K. Sul, "Novel Rotor Flux Observer using Observer Characteristic Function in Complex Vector Space for Field-Oriented Induction Motor Drives", IEEE Trans. IA. Vol. 38, No. 5, pp. 1334-1343, Sep/Oct 2002.  
 [5] T.Ohtani, N.Takada, and T.Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", in IEEE Trans. on IA, Vol.28, No.1, pp. 157-164, Jan./Feb. 1992.  
 [6] Patrick L. Jansen and Rbert D.Lorenz, "A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 30, No.1, pp. 101-110, Jan./Feb.,1994.  
 [7] 박용환, 최중우, 김홍근, 김진규, 최영태, 노의철, 전태원, "자속관측기를 이용한 유도 전동기 센서리스제어의 특성 해석", 전력전자 학회지 pp. 299-306, 2003. 8.  
 [8] X.Xu and D.W. Novotny, "Selection the Flux Reference for Induction Machine Drives in the Field Weakening Region," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.28, No.6, pp. 1353-1358, Nov./Dec. 1992.

### 저 자 소 개



#### 유재성(柳在成)

1975년 9월 2일생. 2002년 서울산업대 전기공학과 졸업. 2004년 성균관대 대학원 에너지시스템공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 메카트로닉스공학과 박사과정.



#### 박세환(朴世桓)

1980년 10월 13일생. 2003년 서울산업대 전기공학과 졸업. 2005년 2월 성균관대 대학원 에너지시스템공학과 졸업(석사).



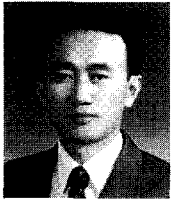
#### 윤주만(尹柱晩)

1980년 11월 15일생. 2003년 서울산업대 전기공학과 졸. 2005년 2월 성균관대 대학원 메카트로닉스공학과 졸업(석사).



**신수철(申守澈)**

1977년 2월 27일생. 2004년 수원대 전기  
전자공학부 졸업. 현재 성균관대 대학원  
에너지시스템공학과 석사과정.



**원충연(元忠淵)**

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 전  
기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학  
원 전기공학과(석사). 1987년 동 대학원  
전기공학과 졸업(공학박). 1991년 12월~  
1992년 12월 미국 테네시주립대학 전기공  
학과 방문교수. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수.



**최철(崔哲)**

1963년 11월 3일생, 1987년 중앙대 전기  
공학과 졸업. 1995년 경남대 전자공학과  
졸업(석사). 1998년 부산대 전기공학과 졸  
업(석사). 2001년 부산대 전기공학과 박사  
수료. 1987년~1999년 LG산전 창원공장  
주차설비팀장. 1999년~현재 OTIS-LG 서보R&D팀 부장.



**이상훈(李相勳)**

1972년생. 1997년 경성대 전기공학과 졸  
업. 1999년 부산대 대학원 전기공학과 졸  
업(석사). 2001년 동 대학원 박사과정 수  
료. 2001년~2002년 9월 KT전기 기술연  
구소 주임연구원. 2002년 9월~현재  
LG-OTIS 서보모터설계팀 대리.