

# 서보 드라이브 성능 향상을 위한 AC 서보 전동기의 적용형 전류 제어

(An Adaptive Current Control Scheme of an AC Servo Motor for Performance Improvement of a Servo Drive)

김경화\*

(Kyeong-Hwa Kim)

## 요 약

서보 드라이브의 성능 향상을 위해 AC 서보 전동기의 MRAC (Model Reference Adaptive Control) 기반 적용 전류 제어 기법이 제시된다. 인버터 구동 전류 제어 기법 중 예측형 전류 제어 기법은 이상적인 과도 응답 및 정상 상태 응답을 주지만, 전동기 파라미터 변화 시 정상상태 응답 성능이 저하된다. 이러한 제한 점을 극복하기 위해 파라미터 변화에 의한 외란이 MRAC 기법에 의해 추정되어 전향 제어에 의해 보상된다. 제안된 방식은 기존의 외란 추정 방식과 달리 관측기 구성을 위한 인버터의 상전압 측정을 필요로 하지 않는다. 제안된 적용 제어 방식의 접근 안정성과 효과적으로 서보 드라이브에 적용될 수 있음이 입증된다. 제안된 방식이 DSP TMS320C31을 이용하여 구현되고 유용성이 시뮬레이션과 실험을 통해 입증된다.

## Abstract

An MRAC-based adaptive current control scheme of an AC servo motor is presented for the performance improvement of a servo drive. Although the predictive current control is known to give ideal transient and steady-state responses, its steady-state response may be degraded under motor parameter variations. To overcome such a limitation, the disturbances caused by the parameter variations will be estimated by using an MRAC technique and compensated by a feedforward control. The proposed scheme does not require the measurement of the phase voltage unlike the conventional disturbance estimation scheme using observer. The asymptotic stability is proved. The proposed scheme is implemented using DSP TMS320C31 and the effectiveness is verified through the comparative simulations and experiments.

Key Words : MRAC, AC servo drive, PMSM, DSP, Adaptive current control, Parameter variation

\* 주저자 : 서울산업대학교 전기공학과 조교수

Tel : 02-970-6406, Fax : 02-978-2754

E-mail : k2h1@snut.ac.kr

접수일자 : 2006년 6월 2일

1차심사 : 2006년 6월 7일

심사완료 : 2006년 6월 15일

## 1. 서 론

AC 서보 드라이브의 속응성을 위해서는 벡터 제어가 필수적이며 이를 위해서는 고성능의 전류 제어

가 구현되어야 한다[1-2]. PWM 인버터 구동 AC 서보 전동기의 전류 제어 방식으로는 히스테리시스 방식, 삼각파 비교 방식, 동기좌표 PI 제어 방식, 및 예측형 제어 방식 등이 있다[3-6]. 전류 제어기의 기본 요건은 과도 상태에서 빠른 성능, 영의 정상상태 오차, 파라미터 변화에 대한 강인성, 및 안정된 인버터 동작 등을 들 수 있다. 이러한 측면에서 히스테리시스 방식과 삼각파 비교 방식은 큰 정상상태 오차, 불규칙한 PWM 인버터 상태, 및 위상 지연 등으로 인해 고성능 서보 드라이브에서 사용하기 어렵다[4]. 이를 해결하기 위해 동기좌표계 PI decoupling 제어 방식이 제안되었다. 이 방식은 영의 정상상태 오차를 얻을 수 있지만 과도 응답이 느리고 특히 역기전력과 cross-coupling 항의 보상 입력이 파라미터 변화로 부정확해질 때 과도 응답의 성능이 더욱 저하된다. 이상적인 과도 응답 및 정상상태 응답을 주기 위해 예측형 기법이 도입되었다. 예측형 전류 제어 방식은 이산 시간 영역에서 전류가 명령치를 추종하게 하는 전압을 계산하는 Dead-beat 형의 방식으로 과도 응답이 빠르고 일정 스위칭 주파수 및 작은 전류 리플의 특징을 주는 것으로 알려져 있다[4-5]. 하지만, 이 기법은 전동기 파라미터와 동작 조건에 대한 정확한 정보를 필요로 하며 파라미터 변화 시 정상상태 오차를 발생한다.

이를 해결하기 위해 전동기 파라미터 변화에 대해 강인한 응답을 주는 전류 제어 방식이 많이 연구되었다. 이산 영역에서 지연 입력 전압을 이용하여 역기전력을 추정함으로써 역기전력 변화에 무관한 전류 제어 방식이 도입되었지만 이 방식은 저항 및 인덕턴스 등 다른 파라미터를 필요로 하며 불안정한 영역이 존재하고 인버터 상전압의 측정을 필요로 한다[7]. 다변수 상태 궤환 제어 및 일반화된 예측형 제어 등이 도입 되었지만 파라미터 변화를 고려하지 않았으며 제어기 설계가 비교적 복잡하다[6].

최근에 파라미터 변화에 의한 외란에 대해 제어 성능을 향상시키기 위해 관측기를 이용한 제어 기법이 제안되었다[8-9]. 이 방식은 외란 관측기를 이용하여 외란을 추정하고 전향 제어에 의해 보상함으로써 전류 제어 성능을 개선하였다. 하지만 관측기 구성에서 인버터의 상전압을 필요로 하며 인버터의 상

전압은 기본파 성분 이외에 스위칭에 의한 많은 고조파를 포함하고 있어 정확히 측정하기가 쉽지 않다.

본 논문에서는 AC 서보 전동기의 MRAC 기반 적응형 전류 제어 기법이 제안된다. 예측형 전류 제어 기법은 이상적인 과도 및 정상상태 응답을 주지만, 파라미터 변화 시 정상상태 응답 성능이 저하된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 파라미터 변화에 의한 외란이 MRAC 기법에 의해 추정되어 전향 제어에 의해 보상된다. 이를 통해 예측형 제어 방식의 빠른 과도 응답 특성을 유지하면서 정상상태 제어 성능을 상당히 개선할 수 있다. 또한 제안된 방식은 기존의 외란 추정 방식과 달리 관측기 구성을 위해 인버터 상전압의 측정을 필요로 하지 않는다. MRAC 기법에 의해 파라미터를 추정하기 위해 가변(adjustable) 모델과 기준(reference) 모델이 필요하고 각각의 모델에 가해지는 동일한 입력을 구해야 하지만 제안된 방식에서는 변환된 제어 입력을 사용하여 파라미터 추정 시 상전압의 사용을 피하도록 구성된다. 흔히 상전압에는 기본파 외에 많은 고조파와 노이즈가 포함되어 있어 측정회로 설계가 쉽지 않으므로 이는 상당히 효과적인 방법이 될 수 있다. 전체 제어 시스템이 DSP TMS320C31에 의해 구현되어 제안된 방식의 유용성이 시뮬레이션과 실험을 통해 입증된다[13-14].

## 2. PMSM 모델링

영구자석 동기전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM)는 회전자 표면의 영구자석과 120[°]간격의 3상 고정자 정현 분포권으로 이루어져 있다. 동기 좌표계에서 PMSM의 고정자 전압 방정식은 다음과 같다[1].

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \dot{i}_{qs} + L_s \omega_r i_{ds} + \lambda_m \omega_r \quad (1)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \dot{i}_{ds} - L_s \omega_r i_{qs} \quad (2)$$

여기서  $R_s$ 는 고정자 저항,  $L_s$ 는 고정자 인덕턴스,  $\omega_r$ 은 전기 각속도, 및  $\lambda_m$ 은 쇄교 자속을 나타낸다. Nominal 값을 사용하여 식 (1)과 (2)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

서보 드라이브 성능 향상을 위한 AC 서보 전동기의 적응형 전류 제어

$$v_{qs} = R_{so}i_{qs} + L_{so}\dot{i}_{qs} + L_{so}\omega_r i_{ds} + \lambda_{mo}\omega_r + f_{qs} \quad (3)$$

$$v_{ds} = R_{so}i_{ds} + L_{so}\dot{i}_{ds} - L_{so}\omega_r i_{qs} + f_{ds} \quad (4)$$

여기서  $f_{qs}$ 와  $f_{ds}$ 는 파라미터 변화에 의한 외란 성분을 나타내며 다음과 같이 표현된다.

$$f_{qs} = \Delta R_s i_{qs} + \Delta L_s \dot{i}_{qs} + \Delta L_s \omega_r i_{ds} + \Delta \lambda_m \omega_r \quad (5)$$

$$f_{ds} = \Delta R_s i_{ds} + \Delta L_s \dot{i}_{ds} - \Delta L_s \omega_r i_{qs} \quad (6)$$

여기서  $\Delta R_s = R_s - R_{so}$ ,  $\Delta L_s = L_s - L_{so}$ ,  $\Delta \lambda_m = \lambda_m - \lambda_{mo}$ 이며 첨자 "o"는 nominal 값을 나타낸다. 식 (3)과 (4)로부터  $i_{qs}^*$ 와  $i_{ds}^*$ 를 상태 변수로 하여 PMSM의 상태 방정식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\dot{x} = Ax + Bv_s + d - Bf_s \quad (7)$$

### 3. 전류 제어 알고리즘

식 (7)에서와 같이 PMSM의 상태 방정식은 cross-coupling 항과 역기전력 성분을 포함하고 있다. 이러한 성분에 의한 제어 성능 저하를 막기 위해 기존의 동기 좌표계에서의 전류 제어기는 다음과 같은 decoupling 전압 입력을 사용한다.

$$v_{qs}^* = u_{qs} + L_{so}\omega_r i_{ds} + \lambda_{mo}\omega_r \quad (8)$$

$$v_{ds}^* = u_{ds} - L_{so}\omega_r i_{qs} \quad (9)$$

여기서  $v_{qs}^*$ 와  $v_{ds}^*$ 는 PMSM 인가전압,  $u_{qs}$ 와  $u_{ds}$ 는 전류 오차를 이용한 제어 입력이다. 그림 1은 식 (8)과 (9)를 사용한 전류 제어기와 PMSM의 블록 다이어그램을 나타낸다. 그림 1의 왼쪽 부분은 전류 제어기와 decoupling 제어를 나타내며 계산된 전압 명령은 PWM 인버터에 의해 PMSM에 인가된다. 전압 명령이 PWM 인버터에 의해 이상적으로 인가되는 경우 시스템 모델은 새로운 입력의 형태로 변환되며[10], 제어기 설계를 위한 간소화된 변환 모델은 그림 2에 나타난다. 식 (8)~(9)의 제어기 입력과 PMSM의 파라미터가 일치하지 않는 경우 그림 2에서와 같이 외란이 존재하며 이러한 외란은 제어 성능에 직접적인 영향을 주기 때문에 신속히 보상되어야 한다. 동기좌표 PI decoupling 전류 제어에서는 그림 2의 전달함수  $G_c(s)$ 를 위해 PI 제어

기를 사용하며  $u_{qs}$ 와  $u_{ds}$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$u_{qs} = \left(k_p + \frac{k_I}{s}\right) \cdot (i_{qs}^* - i_{qs}) \quad (10)$$

$$u_{ds} = \left(k_p + \frac{k_I}{s}\right) \cdot (i_{ds}^* - i_{ds}) \quad (11)$$

여기서  $i_{qs}^*$ 와  $i_{ds}^*$ 는 각각 q축 및 d축 전류 명령,  $k_p$ 와  $k_I$ 는 각각 PI 제어기의 비례 및 적분 이득,  $s$ 는 라플라스 연산자, 위첨자 "\*"는 명령 값을 나타낸다. 제어기와 PMSM의 파라미터가 일치하는 경우, 즉  $f_{qs}=0$ ,  $f_{ds}=0$ 이면, 그림 2로부터 다음의 q축 전류 페루프 전달함수를 얻을 수 있다.

$$T(s) = \frac{I_{qs}(s)}{I_{qs}^*(s)} = \frac{k_p s + k_I}{L_{so} s^2 + (R_{so} + k_p)s + k_I} \quad (12)$$

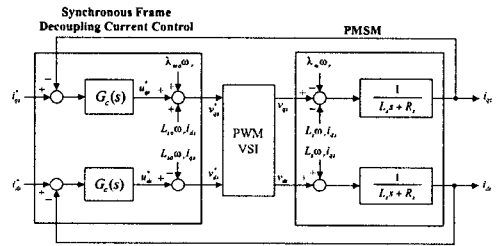


그림 1. 동기 좌표계의 전류 제어기와 PMSM 블록 다이어그램

Fig. 1. Block diagram for the synchronous frame decoupling current control and PMSM

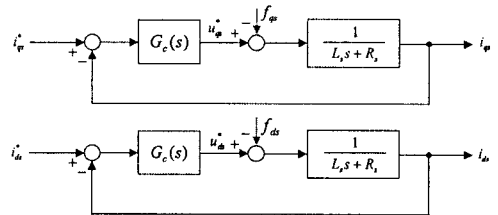


그림 2. 제어기 설계를 위한 간소화된 블록 다이어그램  
Fig. 2. Simplified block diagram for controller design

예측형 전류 제어는 식 (8)과 (9)의  $u_{qs}$ 와  $u_{ds}$ 를 위해 다음 상태에서의 전류 오차를 영으로 하기 위한 전압 입력을 전류 명령과 현재의 전류를 이용하여 이산 영역에서 다음과 같이 구한다.

$$u_{qs} = R_{so}i_{qs} + \frac{L_{so}}{T} \cdot [i_{qs}^*(k+1) - i_{qs}(k)] \quad (13)$$

$$u_{ds} = R_{so}i_{ds} + \frac{L_{so}}{T} \cdot [i_{ds}^*(k+1) - i_{ds}(k)] \quad (14)$$

위의 제어입력을 사용함으로써 빠른 과도 응답 특성을 가지는 Dead-beat 형 제어기 설계가 가능해진다[5].

#### 4. MRAC 기반 적응형 전류 제어

PMSM의 파라미터를 정확히 알고 있을 때  $f_{qs}=0$ ,  $f_{ds}=0$ 이 되며 식 (8)~(11)의 제어기를 이용하면 그림 2의 외란이 제거되어 식 (12)와 같은 전달함수를 구할 수 있고 원하는 제어기의 대역폭이 선정될 수 있다. 예측형 제어에서는 식 (8)~(9)의 전압과 식 (13)~(14)의 입력으로 Dead-beat 형 제어기를 설계할 수 있다. 하지만 파라미터 변화 시  $f_{qs}$ 와  $f_{ds}$ 는 더 이상 영이 아니며 제어 모델에 외란으로 작용하게 된다. 외란의 영향을 보상하기 위한 제안된 MRAC 기반의 적응형 전류 제어 방식에서는 추정치를 이용하여 전압 명령이 다음과 같이 계산된다.

$$v_{qs}^* = u_{qs} + L_{so}\omega_r i_{ds} + \lambda_{mo}\omega_r + \hat{f}_{qs} \quad (15)$$

$$v_{ds}^* = u_{ds} - L_{so}\omega_r i_{qs} + \hat{f}_{ds} \quad (16)$$

여기서 “^”은 추정치를 나타내며  $u_{qs}$ 와  $u_{ds}$ 를 위해 식 (13)~(14)의 예측형 기법이 사용된다. 식 (15)~(16)이 식 (7)에 인가되면 전동기의 상태 방정식은 외란 오차를 포함한 다음의 모델로 변환된다.

$$\dot{x} = A_1x + Bu_s - B_1 \cdot \Delta f_{qs} - B_2 \cdot \Delta f_{ds} \quad (17)$$

여기서  $u_s = [u_{qs} \ u_{ds}]^T$

$$\Delta f_{qs} = f_{qs} - \hat{f}_{qs}, \quad \Delta f_{ds} = f_{ds} - \hat{f}_{ds}$$

$$B_1 = \left[ \frac{1}{L_{so}} \ 0 \right]^T$$

$$B_2 = \left[ 0 \ \frac{1}{L_{so}} \right]^T$$

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_{so}}{L_{so}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{so}}{L_{so}} \end{pmatrix}$$

MRAC 기법으로 파라미터를 추정하기 위해서는

가변 모델과 기준 모델이 필요하다[10-11]. 가변 모델로는 식 (17)이 사용되며 기준 모델은 식 (17)의 파라미터 매칭 조건, 즉  $\Delta f_{qs}=0$ 과  $\Delta f_{ds}=0$ 으로부터 다음과 같이 구해진다.

$$\dot{x}_M = A_1x_M + Bu_s \quad (18)$$

여기서  $x_M = [x_{1M} \ x_{2M}]^T$ 이다. 식 (18)은 파라미터 변화가 없는 경우의 전류의 원하는 동적 응답을 나타낸다. 가변 모델과 기준 모델의 오차는 다음과 같이 정의된다.

$$e = x - x_M \quad (19)$$

식 (17)과 (18)을 이용하여 다음의 오차 동특성을 구할 수 있다.

$$\dot{e} = A_1e - B_1 \cdot \Delta f_{qs} - B_2 \cdot \Delta f_{ds} \quad (20)$$

식 (20)을 이용한 적응 제어 설계 문제는 다음과 같이 요약된다[11].

1. 모든 초기조건  $e(0)$ ,  $\Delta f_{qs}(0)$ ,  $\Delta f_{ds}$ 에 대해  $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ 을 보장한다.
2.  $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{f}_{qs}(t) = f_{qs}$ 와  $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{f}_{ds}(t) = f_{ds}$ 를 만족하는 적응 법칙을 구한다.

시스템의 점근 안정성과 파라미터 수렴 입증을 위한 Lyapunov 함수가 다음과 같이 선정된다.

$$V = e^T P e + \frac{1}{k_2} (\Delta f_{qs})^2 + \frac{1}{k_2} (\Delta f_{ds})^2 \quad (21)$$

여기서 P는 symmetric positive definite 행렬이고  $k_2$ 는 양의 상수이다. 식 (21)의 미분은 다음과 같다.

$$V = \dot{e}^T P e + e^T P \dot{e} + \frac{2}{k_2} (\Delta f_{qs}) \frac{d}{dt} (\Delta f_{qs}) + \frac{2}{k_2} (\Delta f_{ds}) \frac{d}{dt} (\Delta f_{ds}) \quad (22)$$

만약  $f_{qs}=0$ ,  $f_{ds}=0$ 이면,  $\frac{d}{dt} (\Delta f_{qs}) = -\frac{d}{dt} \hat{f}_{qs}$ ,  $\frac{d}{dt} (\Delta f_{ds}) = -\frac{d}{dt} \hat{f}_{ds}$ 이 되고 식 (22)는 다음과 같이 표현된다.

$$V = -e^T Q e - 2\Delta f_{qs} (e^T P B_1 + \frac{1}{k_2} \frac{d}{dt} \hat{f}_{qs}) - 2\Delta f_{ds} (e^T P B_2 + \frac{1}{k_2} \frac{d}{dt} \hat{f}_{ds}) \quad (23)$$

여기서 Q는 symmetric positive definite 행렬로 다음과 같이 구해진다.

$$A_1^T P + P A_1 = -Q \quad (24)$$

외란 추정을 위한 적응 법칙(adaptation rule)이 다음과 같이 선정되면

$$\frac{d}{dt} \hat{f}_{qs} = k_2 \cdot (-e^T P B_1) \quad (25)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{f}_{ds} = k_2 \cdot (-e^T P B_2) \quad (26)$$

식 (23)은 다음과 같이 표현 되어

$$V = -e^T Q e \leq 0 \quad (27)$$

식 (17)의 가변 모델이 식 (18)의 기준 모델로의 접근 안정성이 입증된다[10]. 추정 성능을 향상시키기 위한 비례 이득을 추가하면 식 (25)~(26)의 외란 추정은 다음과 같이 표현될 수 있다[11].

$$\dot{\hat{f}}_{qs} = \left(k_1 + \frac{k_2}{s}\right) \cdot (-e^T P B_1) \quad (28)$$

$$\dot{\hat{f}}_{ds} = \left(k_1 + \frac{k_2}{s}\right) \cdot (-e^T P B_2) \quad (29)$$

여기서  $k_1$ 과  $k_2$ 는 각각 비례 및 적분 이득이다.

### 5. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 MRAC 기반 적응형 전류 제어 방식의 전체 블록 다이어그램은 그림 3과 같다. 전체 시스템은 전류 제어기, PWM 인버터, PMSM, 파라미터 추정을 위한 적응 알고리즘으로 구성된다. 전류 제어로는 외란의 전향 보상을 가지는 예측형 전류 제어기가 사용되며 파라미터 변화에 의한 외란의 실시간 추정을 위해서 적응 알고리즘이 사용된다. 적응 알고리즘에 의해 추정된 값은 식 (15)와 (16)에서 전압 명령 계산을 위해 사용된다. 제안된 방식의 전압 명령이 PMSM에 인가될 때 변환 시스템 모델은 그림 2와 달

리 외란이  $\Delta f_{qs}$ 와  $\Delta f_{ds}$  형태로 존재하며 식 (28)과 (29)를 사용한 외란의 추정치가 실제 외란에 수렴함에 따라 영으로 나타난다. 또한 제안된 방법은 파라미터 추정을 위해 기준 모델, 가변 모델 및 식 (13)과 (14)만을 사용하므로 기존의 관측기에서와 같이 관측기 입력을 위해 상전압의 측정을 필요로 하지 않는다[9]. PWM 인버터에 의해 구동되는 전동기의 전압은 스위칭에 의한 많은 고조파와 노이즈를 포함하고 있어 정확히 측정하기가 쉽지 않아 이는 상당한 장점이 될 수 있다. 식 (15)~(16)에서 계산된 전압 명령은 PWM을 통해 PMSM에 인가된다[12].

실험 시스템의 구성은 그림 4와 같다. 전체 알고리즘은 DSP TMS320C31 프로그램에 의해 구현되며 샘플링 시간은 128[μsec]로 설정되었다 [13-14]. PMSM은 7.8[kHz] 스위칭 주파수의 3상 PWM 인버터로 구동된다. 회전자 속도와 위치는 12[bit/rev]의 RDC를 통해 감지되고 각 상전류는 홀 센서를 통해 측정되어 8/2<sup>11</sup>[A] 분해능의 12-bit A/D converter로 DSP에 입력된다. PMSM의 정격 및 nominal 파라미터는 표 1에 나타난다.

그림 5는 전동기의 각 파라미터 변화시( $\Delta \lambda_m = -0.5 \lambda_{m0}$ ,  $\Delta L_s = 1.0 L_{s0}$ ,  $\Delta R_s = 1.0 R_{s0}$ ) 동기좌표 PI decoupling 전류 제어 방식에 대한 시뮬레이션 결과이다. q축 및 d축 전류 명령은 각각 2[A]와 영으로 주어지며 동작 속도는 1200[rpm]이다. 전류 제어기의 대역폭은 2000[rad/sec]로 설정되었으며 이 때 PI 제어기의 이득은  $k_p=17$ ,  $k_I=20000$ 이 된다. 그림은 첫 번째 과형부터 각각 q축 전류, d축 전류, 샘플링 순간의 a 상전류, 및 실제 상전류 응답을 나타낸다. 비교적 큰 오버슈트와 약 4.5 [msec]에 과도 응답이 사라짐을 확인할 수 있다. 이러한 성능 저하는 고속에서 더 심각해 질 수 있다.

그림 6은 그림 5와 동일한 조건에서 예측형 전류 제어 방식에 대한 시뮬레이션 결과이다. 파라미터 변화 시 보상 전압의 불일치로 q축 및 d축 전류 응답에 정상상태 오차가 존재함을 확인할 수 있다. 이러한 정상상태 오차를 개선하기 위해 제어기에 적분기를 추가할 수 있으나 적분기의 추가는 과도 상태가 느려지게 하는 원인이 된다.

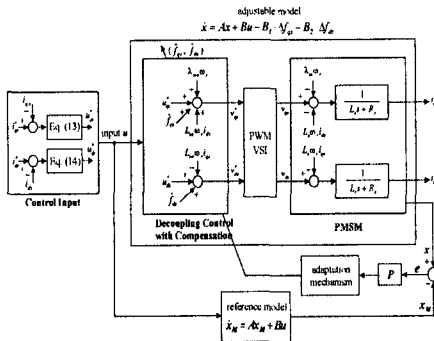


그림 3. 제안된 MRAC 기반 적응형 전류 제어 방식  
Fig. 3. Overall block diagram for the proposed adaptive current control scheme

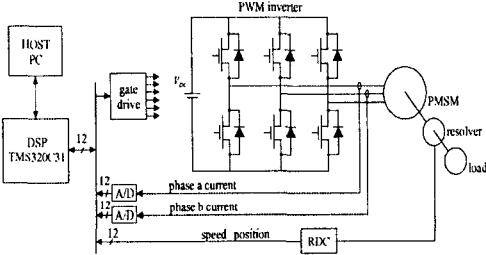


그림 4. 실험 시스템 구성  
Fig. 4. Configuration of the experimental system

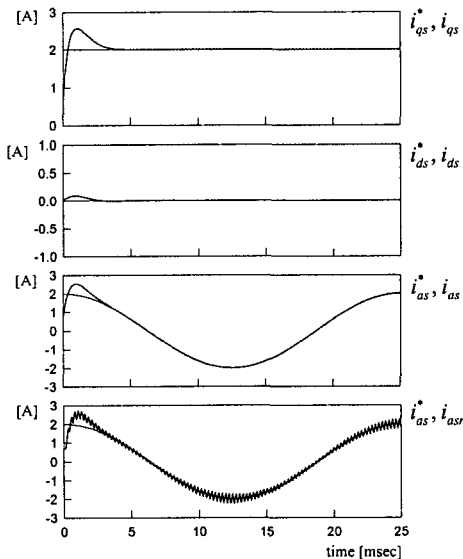


그림 5. 파라미터 변화 시 동기좌표 PI decoupling 전류 제어 성능  
Fig. 5. Synchronous PI decoupling current control under the parameter variations

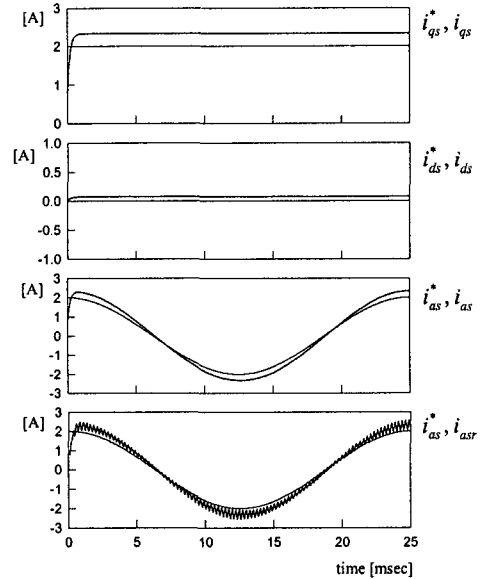


그림 6. 파라미터 변화 시 예측형 전류 제어 성능  
Fig. 6. Predictive current control under the parameter variations

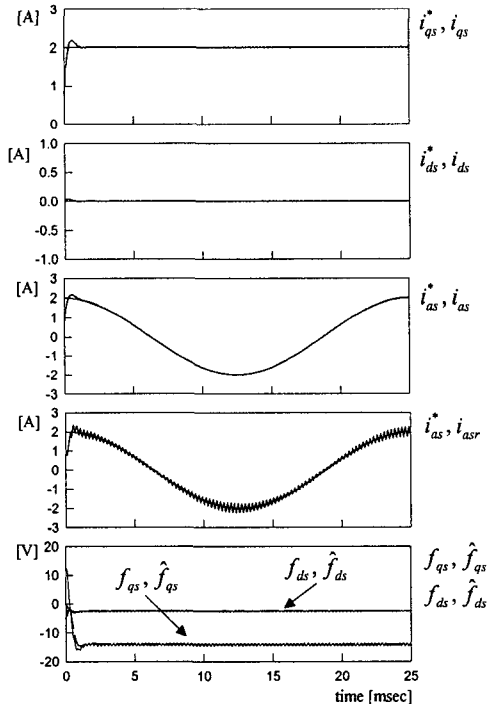


그림 7. 파라미터 변화 시 MRAC 기반 적응 전류 제어 성능  
Fig. 7. MRAC-based adaptive current control under the parameter variations

표 1. PMSM의 정격  
Table 1. Specifications of a PMSM

정격 용량	400[W]	정격 속도	3000[rpm]
정격 토크	1.274[Nm]	극 수	4
쇄교 자속	0.16[Wb]	고정자 저항	3.0[Ω]
인덕턴스	5[mH]	관성	$1.54 \times 10^{-4}$ [Nm · s <sup>2</sup> ]

그림 7은 동일한 조건에서 제안된 적응형 전류 제어 방식에 대한 시뮬레이션 결과이다. 외란 추정을 위한 적응 알고리즘의 이득은  $k_1 = 120$ ,  $k_2 = 50000$ , 및 행렬 Q는  $2 \times 2$  단위행렬로 선정되었다. 그림은 첫 번째 파형부터 각각 q축 전류, d축 전류, 샘플링 순간의 a 상전류, 실제 상전류, 및 외란 응답을 나타낸다. 제안된 기법에 의해 추정된 외란이 전향 제어에 의해 효과적으로 보상되어 전류 제어 성능이 상당히 개선됨을 볼 수 있으며 영의 정상상태 오차 및 과도 응답이 상당히 빨라 파라미터 변화 시에도 약 1.5[msec] 이내에 정상상태에 도달함을 확인할 수 있다. 실제로 그림 7은 그림 5에 비해 과도 응답이 상당히 개선되며 그림 6에 비교해 정상상태 오차가 제거되어 파라미터 변화에 의한 외란의 영향이 효과적으로 억제됨을 확인할 수 있다.

그림 8은 파라미터 변화가 없는 경우의 예측형 전류 제어 방식에 대한 실험 결과이다. q축 및 d축 전류 명령은 각각 2[A]와 영으로 주어지며 샘플링 주기 등 전류 제어기의 조건은 시뮬레이션과 똑같이 주어진다.

그림 9는 파라미터 변화시( $\Delta \lambda_m = -0.5 \lambda_{mo}$ ) 예측형 전류 제어 방식에 대한 실험 결과이다. 그림에서 q축 전류, d축 전류, 샘플링 순간의 a 상전류, 및 실제 상전류 응답에 모두 파라미터 변화의 영향으로 정상상태 오차가 나타남을 확인할 수 있다.

그림 10은 같은 파라미터 변화 시 제안된 적응형 전류 제어 방식에 대한 실험 결과이다. 적응형 기법에 의해 추정된 외란이 전향 제어에 의해 효과적으로 보상되어 전류 제어 성능이 상당히 개선되고 영의 정상상태 오차를 가지며 그림 7의 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 확인할 수 있다.

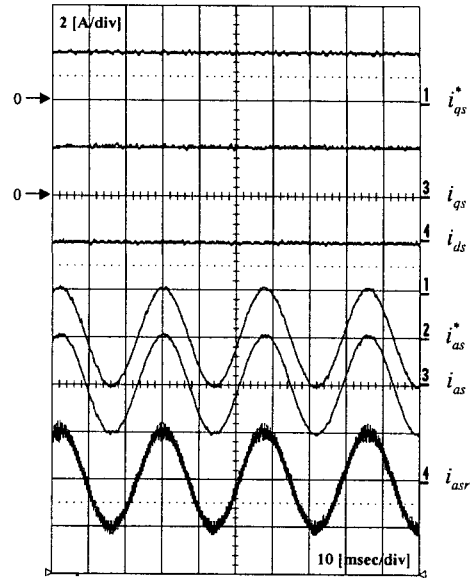


그림 8. 파라미터 변화 없는 경우의 예측형 전류 제어 성능

Fig. 8. Predictive current control without parameter variations

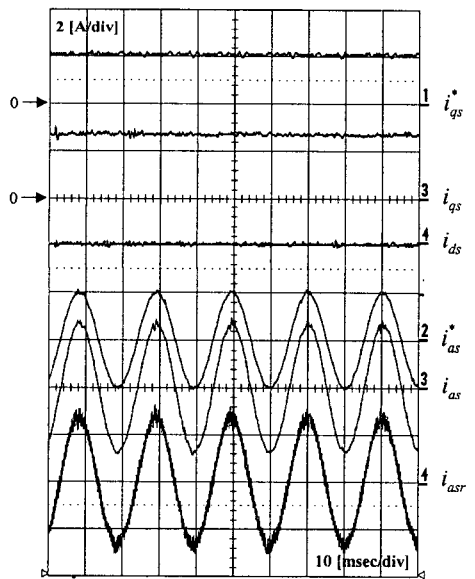


그림 9. 파라미터 변화 시 예측형 전류 제어 성능  
Fig. 9. Predictive current control under the parameter variations

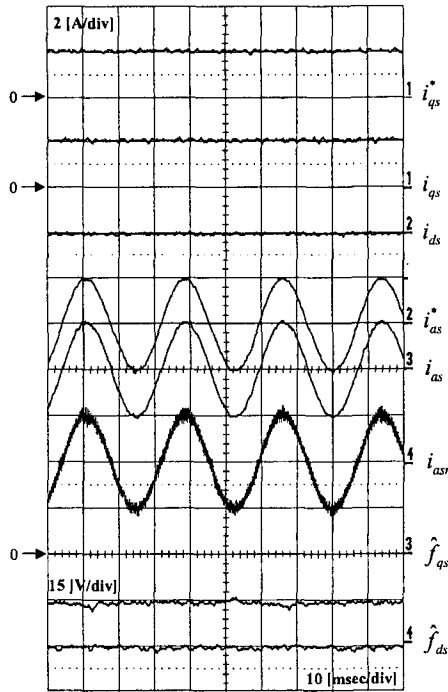


그림 10. 파라미터 변화시 MRAC 기반 적응 전류 제어 성능  
 Fig. 10. MRAC-based adaptive current control under the parameter variations

### 6. 결 론

서보 드라이브의 성능 향상을 위해 AC 서보 전동기의 MRAC 기반 적응형 전류 제어 기법이 제안된다. 서보 드라이브를 구성하기 위한 예측형 전류 제어 기법은 파라미터 변화 시 정상상태 응답 성능이 저하된다. 이를 해결하기 위해 파라미터 변화에 의한 외란이 MRAC 기법에 의해 추정되어 전향 제어에 의해 보상된다. 제안된 적응 제어 방식의 접근 안정성이 입증되고 효과적으로 서보 드라이브에 적용될 수 있음을 증명하였다. 제안된 방식은 기존의 외란 추정 방식과 달리 관측기 구성을 위해 인버터 상 전압의 측정을 필요로 하지 않으며 상전압에는 많은 고조파와 노이즈가 포함되어 있음을 고려할 때 이는 상당히 효과적인 방법이 될 수 있다.

### References

- [1] P. C. Krause, Analysis of Electric Machinery. New York: McGraw-Hill, 1986.
- [2] D. W. Novotny and R. D. Lorenz, Introduction to field orientation and high performance AC drives. IEEE IAS Tutorial Course, 1986.
- [3] T. M. Rowan and R. J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 22, no. 4, pp. 678-690, 1986.
- [4] H. L. Huy and L. A. Dessaint, "An adaptive current control scheme for PWM synchronous motor drives: analysis and simulation", IEEE Trans. Power Elec., vol. 4, no. 4, pp. 486-495, 1989.
- [5] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "Digital control of induction motor current with deadbeat response using predictive state observer", IEEE Trans. Power Elec., vol. 7, no. 3, pp. 551-559, 1992.
- [6] L. Zhang, R. Norman, and W. Shepherd, Long-range predictive control of current regulated PWM for induction motor drives using the synchronous reference frame, IEEE Trans. Contr. Syst. Tech., vol. 5, no. 1, pp. 119-126, 1997.
- [7] D. S. Oh, K. Y. Cho, and M. J. Youn, A discretized current control technique with delayed input voltage feedback for a voltage-fed PWM inverter, IEEE Trans. Power Elec., vol. 7, no. 2, pp. 364-373, 1992.
- [8] K. H. Kim, I. C. Baik, and M. J. Youn, "Simple and robust digital current control scheme of permanent magnet synchronous motor using time delay control approach," IEE Electronics Letters, vol. 35, no. 12, pp. 1027-1028, 1999.
- [9] K. H. Kim, I. C. Baik, G. W. Moon, and M. J. Youn, "A current control for a permanent magnet synchronous motor with a simple disturbance estimation scheme," IEEE Trans. on Contr. Syst. Tech., vol. 7, no. 5, pp. 630-633, 1999.
- [10] J. J. E. Slotine and W. Li, Applied Nonlinear Control. Prentice-Hall International Editions, 1991.
- [11] Y. D. Landau, Adaptive Control - The Model Reference Approach. Marcel Dekker, New York, 1979.
- [12] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1988.
- [13] TMS320C3x Users Guide. Texas Instrument, 1990.
- [14] TMS320C30 Assembly Language Tools Users Guide. Texas Instrument, 1990.

### ◆ 저자소개 ◆

**김경화 (金庚和)**  
 1969년 3월 11일생. 1991년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1993년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1998년 2월 동 대학원 졸업(박사). 1998~2000년 삼성전자 선임연구원. 2000~2002년 한국과학기술원 연구교수. 2002년~현재 서울산업대 전기공학과 조교수.