

# PMSM 교류 서보모터의 적응형 전류 제어기 설계

(Design of an Adaptive Current Controller for a PMSM AC Servo Motor)

김경화\*

(Kyeong-Hwa Kim)

## 요 약

서보 모터의 순시 토크 제어 능력의 개선을 위해 PMSM 서보 모터의 적응형 전류 제어기 설계 방법을 제안한다. 동기좌표 전류 제어기에서 비결합 제어 입력을 이용하여 새로운 제어 입력 항을 얻을 수 있으며 이를 통해 제어기의 원하는 대역폭을 선정할 수 있지만 모터의 파라미터 변화, 데드타임에 의한 인버터의 왜곡 등의 외란에 의해 제어 성능이 저하된다. 이러한 단점을 개선하기 위해 PMSM 서보 모터의 적응형 전류 제어기의 설계 방법을 제안하며 설계 방법이 초안정(hyperstability) 이론에 의해 구해진다. 제안된 제어 방식의 점근안정성을 이론적으로 증명하고 DSP TMS320C31을 이용한 시뮬레이션과 실험을 통해 입증한다.

## Abstract

To improve the capability of instantaneous torque control, a design method of an MRAC-based adaptive current controller for a PMSM servo motor is proposed. In the synchronous frame current controller, a new control inputs can be obtained through the decoupling compensation. Using this, a desired controller bandwidth can be assigned. However, the control performance may be degraded due to disturbances caused by the parameter variations or dead time of the switch. To improve these drawbacks, an adaptive current controller is proposed and the design method is obtained using the hyperstability theory. The asymptotic stability is proved and the effectiveness is verified through simulations and experiments using DSP TMS320C31.

Key Words : Adaptive current control, Hyperstability, Inverter, DSP TMS320C31, PMSM

## 1. 서 론

PMSM 서보 모터의 순시 토크 제어 능력을 개선하기 위해서는 고 응답 성능의 전류 제어가 필수적

으로 요구되어지며 이러한 전류 제어가 가져야 하는 기본 요건으로는 빠른 과도 응답, 영의 정상상태 오차, 강인성, 및 안정된 동작 등이다.

PMSM 서보 모터의 토크 제어를 위한 전류 제어 기법에는 히스테리시스 제어, 삼각파 비교 제어, 예측형 제어, 동기좌표계 PI 제어, 및 상태 궤환 제어 등이 있다[1-6]. 하지만, 히스테리시스 제어와 삼각파 비교 제어 방식은 큰 정상상태 오차와 위상 지연

\* 주저자 : 서울산업대학교 전기공학과 조교수

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

E-mail : k2h1@snut.ac.kr

접수일자 : 2007년 7월 13일

1차심사 : 2007년 7월 23일, 2차심사 : 2007년 8월 7일

심사완료 : 2007년 8월 16일

및 불안정한 인버터 스위치 동작 등으로 인해 고성능의 토크 제어 능력을 요구하는 현재의 산업 구동장치용으로는 거의 사용하지 않고 있는 실정이다[1].

예측형 전류 제어 기법은 이산 시간 영역에서 전류가 전류명령을 추종하는 전압을 계산하는 기법으로 과도 응답이 빠르고 스위칭 주파수가 일정하며 전류 리플이 작은 우수한 특징을 주지만 모터의 파라미터에 상당히 민감하고 정확한 동작 상태를 필요로 하는 단점이 있어 단독으로는 거의 사용이 어려우며 특별한 파라미터 보상 알고리즘과 같이 적용되어야만 한다[2].

동기좌표계 전류 제어는 DC 양인 dq축 변수를 이용하여 전류 제어를 수행하는 방식으로 영의 정상상태 오차를 주지만 역기전력과 결합 항의 존재로 인해 과도 응답이 다소 느리다[3]. 이를 개선하기 위해 최근에 동기좌표계 PI 비결합 제어 방식이 도입되었다. 이 방식은 역기전력과 결합 항의 보상을 통해 전압 명령을 새로운 제어 입력 형태로 변환한 후 제어기 설계를 수행하는 방식으로[7] 이상적인 응답 성능을 제공할 수 있지만 파라미터 변화로 인해 역기전력과 결합 항의 보상 성분이 부정확해질 때 응답이 느리고 오버슈트가 증가하는 등 과도응답의 성능 저하가 일어난다. PMSM에서 역기전력과 결합 항은 속도에 직접 비례하므로 이는 고속 구동 시 더욱 심각해진다[6].

최근에 이러한 문제를 해결하기 위해 상태 제한 제어 등 파라미터 변화에 대해 강인한 전류 제어 기법 등이 도입되었다. 하지만 상태 제한 제어는 파라미터 변화를 고려하지 않았으며 제어기 설계가 비교적 복잡하고 PMSM에 적용된 바가 없다[4]. 또한 역기전력 변화에 무관한 전류 제어 기법이 도입되었지만 이 기법은 다른 파라미터에 민감하고 불안정한 영역이 존재 하게 된다[5].

본 논문에서는 서보 모터의 순시 토크 제어 능력을 개선하기 위해 PMSM 서보 모터의 적응형 전류 제어기 설계 방법을 제안한다. 동기좌표계 PI 비결합 제어 방식에서 파라미터 변화로 인해 보상 성분의 전압이 부정확해질 때의 성능 저하를 개선하기 위해 외란을 적응형 기법에 의해 추정하여 전향 제어 방식으로 보상하고자 한다. 제안된 방식의 접근

안정성과 설계 방법을 MRAC 초안정(hyperstability) 이론에 의해 유도한다. 제안된 방식에서는 외란 추정을 위해 인버터 상전압의 측정을 필요로 하는 기존의 관측기 방법을 사용하지 않고 PI 선형 제어기의 출력치를 이용하므로 상전압의 직접적인 측정이 필요하지 않다. 또한 기존의 RLSM을 사용한 적응제어 방식과 달리 노이즈에 민감하거나 지속 여기(persistent excitation) 조건을 크게 요구하지 않아 안정적으로 동작하는 서보 제어기 구현에 유리하다. 전체 제어 시스템을 DSP TMS320C31에 의해 구현하고 제안된 기법의 유용성을 시뮬레이션과 실험을 통해 입증한다[8].

## 2. PMSM 모델링

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 회전자 표면의 영구자석과 3상 고정자 정현 분포 권으로 이루어져 있으며 전압 방정식은 다음과 같이 나타낸다[9].

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

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

여기서  $R_s$ 는 저항,  $L_s$ 는 인덕턴스,  $\omega_r$ 은 전기 각속도,  $\lambda_m$ 은 쇠교 자속,  $v_{qs}$ 와  $v_{ds}$ 는 각각 q축과 d축 전압, 및  $i_{qs}$ 와  $i_{ds}$ 는 각각 q축과 d축 전류이다. 공칭 값을 이용해 식 (1)과 (2)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

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

여기서  $f_{qs}$ 와  $f_{ds}$ 는 파라미터 변화 및 인버터의 왜곡 등에 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  $\Delta R_s = R_s - R_{s0}$ ,  $\Delta L_s = L_s - L_{s0}$ ,  $\Delta \lambda_m = \lambda_m - \lambda_{m0}$ 이며 기호 "0"는 공칭 값을 나타낸다. 식 (3)과 (4)로부터  $i_{qs}$ 와  $i_{ds}$ 를 상태 변수로 하여 PMSM의 상태 방정식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\dot{x} = Ax + B_1 v_{qs} + B_2 v_{ds} + d - B_1 \cdot f_{qs} - B_2 \cdot f_{ds} \quad (7)$$

여기서  $x = [i_{qs} \ i_{ds}]^T$ ,

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{s0}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{s0}} \end{bmatrix}^T, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_{s0}} \end{bmatrix}^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s0}}{L_{s0}} - \omega_r & \\ \omega_r & -\frac{R_{s0}}{L_{s0}} \end{bmatrix}$$

$$d = \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_{m0}}{L_{s0}} \omega_r & 0 \end{bmatrix}^T$$

### 3. 적응형 전류 제어기 설계

PMSM의 상태 방정식은 결합 항과 역기전력 성분을 포함하고 있으며 또한 파라미터 변화 및 데드타임 등에 의한 외란 성분을 포함한다. 이러한 결합 항, 역기전력 성분 및 외란 항에 의한 성능 저하를 막기 위해 제안된 적응형 전류 제어기는 동기 좌표계에서 다음과 같이 전압 명령이 계산된다.

$$v_{qs}^* = u_{qs}^* + L_{s0} \omega_r i_{ds} + \lambda_{m0} \omega_r + \hat{f}_{qs} \quad (8)$$

$$v_{ds}^* = u_{ds}^* - L_{s0} \omega_r i_{qs} + \hat{f}_{ds} \quad (9)$$

여기서  $\hat{f}_{qs}$ 과  $\hat{f}_{ds}$ 은 외란의 추정치를 나타내며,  $v_{qs}^*$ 와  $v_{ds}^*$ 는 PMSM 전압명령,  $u_{qs}^*$ 와  $u_{ds}^*$ 는 전류 오차를 이용하여 구해지는 새로운 제어 입력이고 나머지 항은 비결합 입력이다. 그림 1은 식 (8)과 (9)에 나타나는 제안된 적응형 전류 제어기와 PMSM의 블록 다이어그램을 나타낸다.  $u_{qs}^*$ 와  $u_{ds}^*$ 는 전류 오차를 이용하여 다음과 같이 PI 제어기를 통해 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 비례 및 적분 이득,  $s$ 는 라플라스 연산자이다. 그림 1의 왼쪽 블록은 PI 제어 입력, 비결합 입력 및 외란의 전향 보상 항으로 구성된 제안된 제어 기법의 전압 명령 계산을 보여주며 이 값은 PWM 인버터에 의해 PMSM에 인가된다. 그림 1의 오른쪽 블록은 PMSM 모델을 나타낸다.

전압 명령이 PWM 인버터에 의해 이상적으로 인

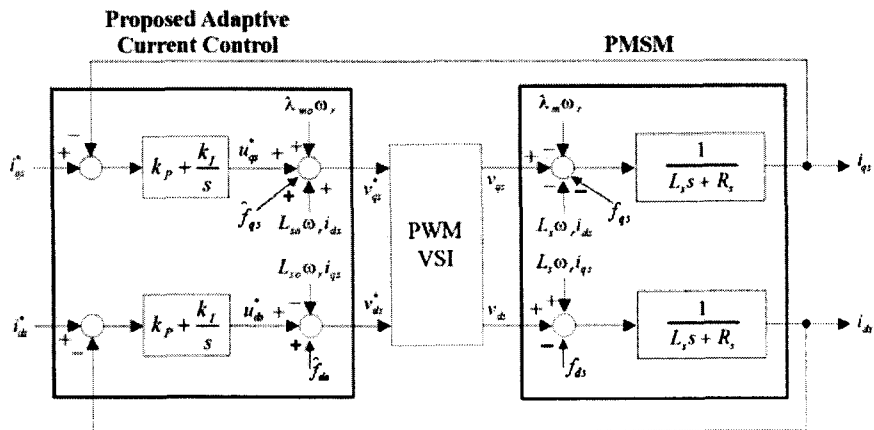


그림 1. 제안된 적응형 전류 제어기와 PMSM의 블록 다이어그램  
Fig. 1. Block diagram for the proposed adaptive current controller and PMSM

가될 때 시스템 모델은 새로운 제어 입력 형태로 변환되며[7], 제어기 설계를 위한 간소화된 변환 모델은 그림 2와 같다. PMSM 파라미터를 정확히 알고 있고 인버터의 왜곡이 존재하지 않을 때  $f_{qs}$ 와  $f_{ds}$ 는 영이 되어 식 (3)과 (4)의 전압 방정식에 외란이 존재하지 않고 기존의 동기 좌표계 비결합 방식의 전류 제어를 이용하여 다음과 같은 폐루프 전달함수  $T(s)$ 를 얻을 수 있다.

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

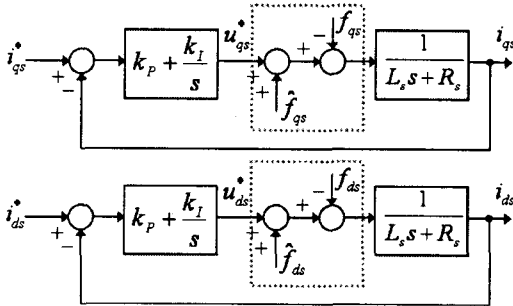


그림 2. 제안된 방식의 제어기 설계를 위한 간소화된 블록 다이어그램

Fig. 2. Simplified block diagram for the controller design of the proposed scheme

제어기 대역폭  $\omega_B$ 는 표준형 2차 전달함수의 경우 대략적으로 감쇄율  $\xi$ 와 고유 주파수  $\omega_n$ 의 함수로 다음과 같이 구해진다[10].

$$\omega_B = (-1.196\xi + 1.85\omega_n) \text{ for } 0.3 \leq \xi \leq 0.8 \quad (13)$$

전압 방정식에 외란이 존재하는 경우 그림 2에서와 같이 외란이 전류 제어 루프 내에 존재하며 이러한 외란은 제어 성능에 직접적인 영향을 주기 때문에 적응형 방법을 사용하여 이를 추정 보상한다.

#### 4. 외란 추정기 설계

전압 방정식에 외란이 존재하는 경우 외란의 영향을 보상하여 제어 성능 저하를 막기 위해 외란이 추정된다. 제안된 추정기는 MRAC 기법의 초안정

(hyperstability) 개념을 이용하여 설계된다. MRAC 방식으로 파라미터를 추정하기 위해서는 가변모델과 기준모델이 필요하다[11]. 가변 모델을 구하기 위해 식 (3)과 (4)의 모델과 식 (8)~(11)의 제어 명령이 사용된다. 식 (8)~(11)을 식 (3)과 (4)에 대입하면 다음과 같은 가변모델이 얻어진다.

$$\dot{x} = A_o x + B_1 \cdot u_{qs}^* + B_2 \cdot u_{ds}^* - B_1 \cdot \Delta f_{qs} - B_2 \cdot \Delta f_{ds} \quad (14)$$

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

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

기준모델은 식 (14)에서 파라미터 매칭 조건, 즉  $\Delta f_{qs} = 0$ 과  $\Delta f_{ds} = 0$ 으로부터 다음과 같이 구한다.

$$\dot{x}_M = A_o x_M + B_1 u_{qs}^* + B_2 u_{ds}^* \quad (15)$$

여기서  $x_M = [x_{1M} \ x_{2M}]^T$ 이다. 식 (15)는 파라미터 변화가 없는 경우, 즉  $f_{qs}$ 와  $f_{ds}$ 가 영일 때 동기좌표계 비결합 전류 제어가 사용된 경우로 이때 전류 제어기의 대역폭은 식 (12)와 (13)을 이용하여 설정될 수 있으며 이를 통해 전류의 원하는 동적 응답 특성을 결정한다.

가변모델과 기준모델의 오차를  $e = x - x_M$ 으로 정의하면 식 (14)와 (15)로부터 다음의 오차 동특성을 구할 수 있다.

$$\dot{e} = A_o e - W \quad (16)$$

여기서  $W = B_1 \cdot \Delta f_{qs} + B_2 \cdot \Delta f_{ds}$

식 (16)의 오차 동특성으로부터 다음과 같은 적응 제어 법칙이 정의된다.

$$v = P e \quad (17)$$

$$\hat{f}_{qs}(v, t) = \int_0^t \Phi_{q1}(v, t) \tau + \Phi_{q2}(v, t) + \hat{f}_{qs}(0) \quad (18)$$

$$\widehat{f}_{ds}(v, t) = \int_0^t \Phi_{d1}(v, \tau) d\tau + \Phi_{d2}(v, t) + \widehat{f}_{ds}(0) \quad (19)$$

여기서  $\Phi_{q1}$ ,  $\Phi_{q2}$ ,  $\Phi_{d1}$ , 및  $\Phi_{d2}$ 는 각각 외란 추정을 위한 적응 제어 규칙을 나타낸다. 점근 안정성을 위한 적응 제어 설계 문제는 다음과 같이 요약된다[11].

1. 초기조건  $e(0)$ ,  $\Delta f_{qs}(0)$ ,  $\Delta f_{ds}(0)$ 에 대해  $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ 이 되도록 하는  $P$ ,  $\Phi_{q1}$ ,  $\Phi_{q2}$ ,  $\Phi_{d1}$ , 및  $\Phi_{d2}$ 를 결정한다.
2.  $\lim_{t \rightarrow \infty} \widehat{f}_{qs}(v, t) = f_{qs}$ 와  $\lim_{t \rightarrow \infty} \widehat{f}_{ds}(v, t) = f_{ds}$ 를 만족하도록 한다.

식 (16)~(19)로부터 외란 추정을 위한 적응제어 구조는 그림 3과 같이 나타나며 이는 시불변 전향 블록과 비선형 궤환 블록으로 구성된다. 만약 전향 블록의 전달함수 행렬이 양실(strictly positive real) 특성을 만족하고 비선형 궤환 블록이 다음과 같은 Popov의 적분 부등식을 만족한다면 이러한 시스템은 초안정(hyperstability)의 점근 안정성을 가진다[11].

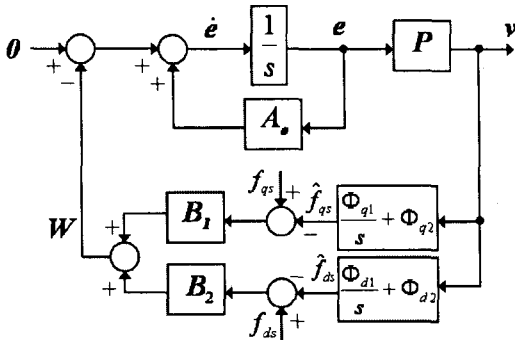


그림 3. 외란 추정을 위한 적응제어 구조  
Fig. 3. Adaptive structure for the disturbance estimation

$$\int_0^{t_1} v^T W dt = \int_0^{t_1} (v^T B_1 \cdot \Delta f_{qs} + v^T B_2 \cdot \Delta f_{ds}) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (20)$$

여기서 모든  $t_1$ 에 대해  $t_1 \geq 0$ 이고  $\gamma_0^2$ 은 유한 상수이다. 주어진 행렬  $A_0$ 에 대해 행렬  $P$ 를 다음 방정식의 해로 결정하여

$$A_0^T P + P A_0 = -Q \quad (21)$$

항상 전향 블록의 전달함수 행렬

$$H(s) = P(sI - A_0)^{-1} \quad (22)$$

를 양실 (strictly positive real) 조건으로 만들 수 있으며 이 때  $Q$ 는 symmetric positive definite 행렬이고  $I$ 는 단위행렬이다.

적용 제어 법칙을 유도하기 위해 식 (18)과 (19)를 식 (20)에 대입하면 다음 식을 구할 수 있다.

$$\int_0^{t_1} v^T B_1 \cdot \left( f_{qs} - \int_0^t \Phi_{q1} d\tau - \Phi_{q2} - \widehat{f}_{qs}(0) \right) dt + \int_0^{t_1} v^T B_2 \cdot \left( f_{ds} - \int_0^t \Phi_{d1} d\tau - \Phi_{d2} - \widehat{f}_{ds}(0) \right) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (23)$$

식 (23)의 부등식에 포함된 각각의 적응 제어 법칙을 다음과 같이 선정함으로써 식 (23)이 만족될 수 있다[11].

$$\Phi_{q1} = k_{AI}(-v^T B_1) \quad (24)$$

$$\Phi_{q2} = k_{AP}(-v^T B_1) \quad (25)$$

$$\Phi_{d1} = k_{AI}(-v^T B_2) \quad (26)$$

$$\Phi_{d2} = k_{AP}(-v^T B_2) \quad (27)$$

여기서  $k_{AP}$ 와  $k_{AI}$ 는 각각 적응 제어를 위한 비례 및 적분 이득이다. 다시 식 (24)~(27)을 식 (18)과 (19)에 대입함으로써 다음과 같이 외란 추정을 위한 적응 제어 법칙을 유도할 수 있다.

$$\widehat{f}_{qs}(v, t) = \left( k_{AP} + \frac{k_{AI}}{s} \right) \cdot (-v^T B_1) + \widehat{f}_{qs}(0) \quad (28)$$

$$\widehat{f}_{ds}(v, t) = \left( k_{AP} + \frac{k_{AI}}{s} \right) \cdot (-v^T B_2) + \widehat{f}_{ds}(0) \quad (29)$$

여기서  $\widehat{f}_{qs}(0)$ 와  $\widehat{f}_{ds}(0)$ 는 초기 추정치를 나타낸다. 이것으로 가변모델이 기준모델로의 점근 안정성과 추정 파라미터의 수렴성을 입증할 수 있다.

### 5. 시뮬레이션 결과

제안된 적응형 전류 제어 방식의 유용성을 입증하기 위해 시뮬레이션이 수행된다. 전체 시스템은 전류 제어기, 인버터, PMSM, 및 적응 알고리즘으로 구성된다. PMSM의 전압 명령을 계산하기 위해 식 (8)~(11)을 사용하며 이는 PWM을 통해 PMSM에 인가된다[12]. 전류 제어에서 외란의 전향 보상을 위해 파라미터 변화에 의한 외란이 식 (17), (28) 및 (29)를 사용한 적응 제어 방식에 의해 실시간 추정된다. 적응 알고리즘에 의해 구해진 추정치는 식 (8)과 (9)에서 전압 명령의 계산을 위해 사용한다. 제안된 방식의 전압 명령이 인가되는 경우 그림 2에서와 같이 PMSM에 존재하는  $f_{qs}$  및  $f_{ds}$ 와 적응 제어 방식에서 추정된  $\hat{f}_{qs}$  및  $\hat{f}_{ds}$ 가 효과적으로 상쇄되어 이상적인 제어 특성을 얻을 수 있게 된다. 시뮬레이션은 C언어에 의해 수행되며 Runge-Kutta 4차 방법이 미분 방정식의 해를 구하기 위해 사용된다. PMSM의 정격과 파라미터는 표 1에 나타난다.

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

|       |           |        |  |
|-------|-----------|--------|--|
| 정격 용량 | 690[W]    | 정격 속도  | 3000[rpm]                              |
| 정격 토크 | 2.2[Nm]   | 극 수    | 6                                      |
| 쇄교 자속 | 0.18[Wb]  | 고정자 저항 | 3.4[Ω]                                 |
| 인덕턴스  | 10.5[mH]  | 관 성    | 1×10 <sup>-4</sup> [Nm]·s <sup>2</sup> |
| 정격전압  | 220[Vrms] | 토크 상수  | 0.9[Nm/A]                              |
| 부하시정수 | 0.8[sec]  |        |  |

그림 4는 PMSM의 파라미터 변화가 없는 경우의 동기좌표계 PI 비결합 전류 제어 시뮬레이션 결과이다. q축과 d축 전류 명령은 각각 2[A]와 영으로 주어지며, 동작 속도는 2000[rpm], 부하 토크는 2[Nm]이다. 제어기 대역폭은 2000 [rad/sec]로 설정하였고 이 때 PI 제어기 이득은  $k_p=26.3$ ,  $k_f=42000$ 이다. 그림에서와 같이 q축 전류 파형에서 비교적 작은 오버슈트와 약 2[msec]의 정착시간을 가짐을 확인할 수 있다.

그림 5는 PMSM의 각 파라미터 변화 시 ( $\Delta\lambda_m = -0.5\lambda_{m0}$ ,  $\Delta L_s = 1L_{s0}$ ,  $\Delta R_s = 1R_{s0}$ ) 동기좌표계 PI 비

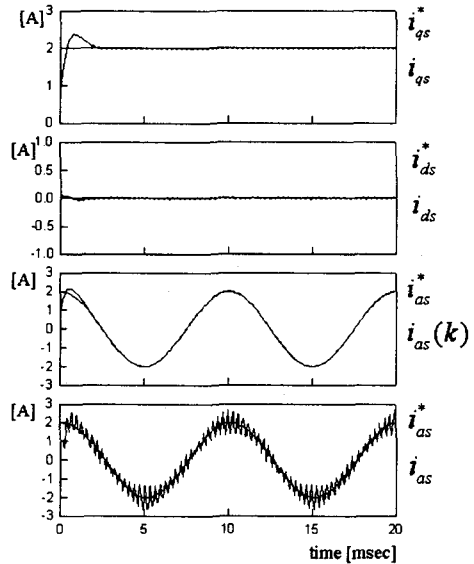


그림 4. 파라미터 변화가 없는 경우의 동기좌표 PI 비결합 전류 제어 성능

Fig. 4. Synchronous PI decoupling current control without parameter variations

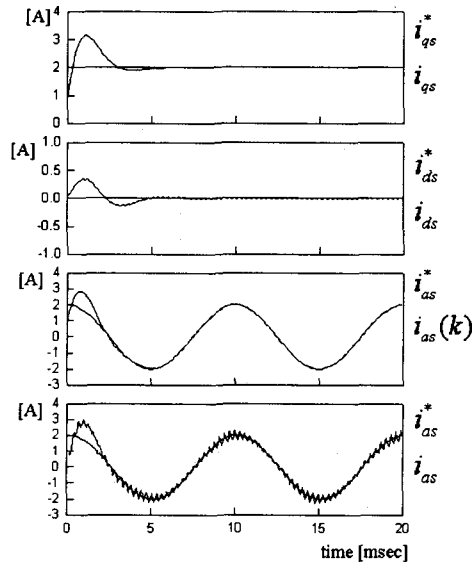


그림 5. 파라미터 변화 시 동기좌표계 PI 비결합 전류 제어 성능

Fig. 5. Synchronous PI decoupling current control under the parameter variations

결합 전류 제어의 시뮬레이션 결과이다. q축과 d축 전류 명령, 동작 속도, 제어기 대역폭 및 이득은 그림

4와 똑같이 설정된다. 그림에서 파라미터 변화 시 q 축 전류 파형에서 약 60[%] 정도의 오버슈트와 정착시간이 약 5.5[msec] 정도로 과도 응답의 성능 저하가 일어남을 확인할 수 있다. 이는 파라미터 변화 시 보상 전압의 불일치로 인해 나타나며, 이러한 현상은 PMSM의 역기전력과 결합 항이 동작 속도에 직접 비례하므로 고속 구동에서 더 심각해질 것으로 생각된다.

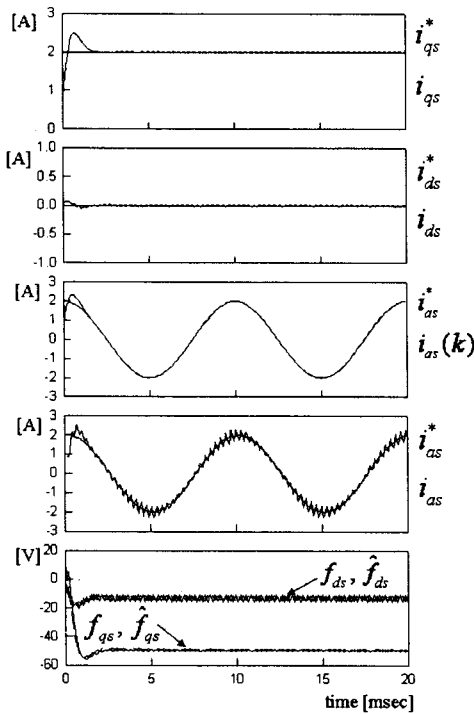


그림 6. 파라미터 변화 시 제안된 전류 제어 성능  
Fig. 6. Proposed current control under the parameter variations

그림 6은 그림 5와 동일한 조건에서의 제안된 적응형 전류 제어 방식의 시뮬레이션 결과이다. 적응 알고리즘의 이득은  $k_{AP} = 900$ ,  $k_{AI} = 60000$ , 및 행렬 Q는  $2 \times 2$ 의 단위행렬로 선정되었다. 그림은 첫 번째 파형부터 각각 q축 전류, d축 전류, 샘플링 순간의 a상 전류, 실제 a상 전류, 및 외란 추정 응답을 나타낸다. 제안된 적응 제어 방식에 의해 추정된 외란을 효과적으로 전향 제어에 의해 보상함으로써 제어 성능이 개선됨을 볼 수 있으며 파라미터 변화가 없는 그림

4와 비슷한 크기의 오버슈트와 정착시간 약 2[msec]의 유사한 응답을 가짐을 확인할 수 있다.

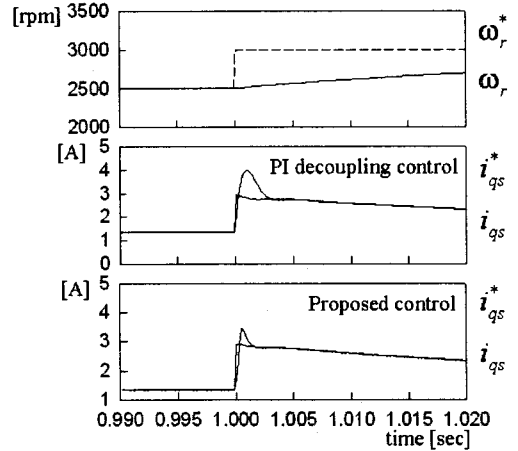


그림 7. 가변속 구간에서의 성능 비교  
Fig. 7. Performance comparison at variable speed

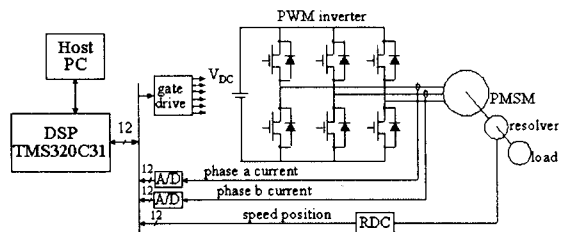


그림 8. 실험 시스템 구성  
Fig. 8. Configuration of the experimental system

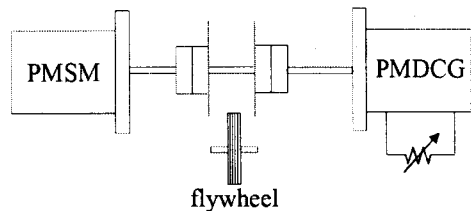


그림 9. 실험 구성 장치  
Fig. 9. Experimental test setup

그림 7은 PMSM의 파라미터 변화 시 PI 비결합 전류 제어 기법과 제안된 방식의 가변속 구간에서의 성능 비교를 나타낸다. 속도 명령으로는 2500~3000 [rpm]으로 변하는 구형파 명령이 사용되었으며, 속도

## PMSM 교류 서보모터의 적응형 전류 제어기 설계

명령이 3000[rpm]으로 변한 직후의 전류 성능이 비교되었다. 제안된 방식이 더 작은 오버슈트와 정착시간을 줄일 수 있다.

### 6. 실험 결과

이 절에서는 제안된 제어 기법의 유용성과 적응 제어 안정성을 입증하기 위한 실험 결과가 제시된다. 실험 시스템의 구성은 그림 8과 같다. 전체 알고리즘은 DSP TMS320C31 프로그램을 사용하여 구현하였으며 샘플링 시간은 150[μsec]로 설정하였다[8]. PMSM은 6.67[kHz] 스위칭 주파수의 3상 PWM 인버터로 구동된다. 인버터 공급전압은 220[V] 교류를 다이오드로 전파 정류하여 사용하였으며 부하는 PMDC 발전기의 저항을 통해 조정하였다. 회전자 속도와 위치를 감지하기 위해 12[bit/rev]의 RDC를 사용하며 각 상전류는 홀 센서를 통해 측정되어 14/211[A] 분해능의 12-[bit] A/D converter에 의해 DSP에 입력된다.

그림 9는 PMSM, 관성부하, 및 PMDC 발전기로 구성된 실험 장치를 나타내고 그림 10은 전체 실험 시스템의 사진을 나타낸다.

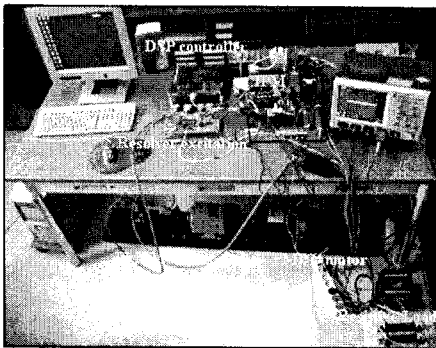


그림 10. 실험 시스템 사진  
Fig. 10. Experimental system

그림 11은 파라미터 변화 시 제안된 적응형 전류 제어 기법의 기동 성능에 대한 실험 결과이다. 그림 5의 실험 장치에서 부하로 사용된 PMDC 발전기의 낮은 속도 정격으로 인해 동작 속도가 작은 점을 제외하고는 시뮬레이션과 같은 조건에서 실험이 수행

되었으며 같은 파라미터 변화 조건을 사용하였다. q 축 및 d축 전류 명령은 각각 2[A]와 영이고 샘플링 주기도 시뮬레이션과 같다. 적응형 제어 방식에 의해 외란  $\hat{f}_{qs}$ 이 효과적으로 추정되어 보상됨으로서 우수한 과도응답 및 안정된 구동 성능을 확인할 수 있다.

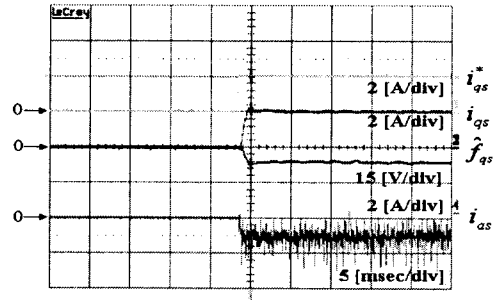


그림 11. 파라미터 변화 시 제안된 적응형 전류 제어의 기동 성능  
Fig. 11. Proposed adaptive current control scheme under the parameter variations at start-up

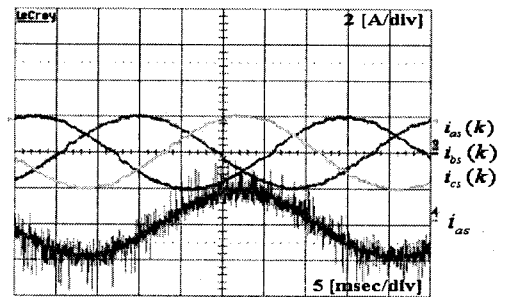


그림 12. 파라미터 변화 시 제안된 적응형 전류 제어의 정상상태 성능  
Fig. 12. Proposed adaptive current control scheme under the parameter variations at steady-state

그림 12는 파라미터 변화 시 제안된 적응형 전류 제어 기법의 정상상태 성능을 보여주기 위한 3상 전류 파형을 나타낸다. 정상상태에서도 안정된 응답 성능을 제공할 수 있다.

그림 13과 그림 14는 다른 부하 조건에서의 제안된 기법의 응답 성능을 평가하기 위해 q축 전류 명령을 3[A]로 증가시킨 경우의 실험 결과이다. 부하의 증가로 인해 전류의 크기가 증가하더라도 제안된



기법의 응답 성능이 만족스러우며 그 외의 다른 부하 조건에서도 안정된 구동 성능을 줄 수 있으리라 예측할 수 있다.

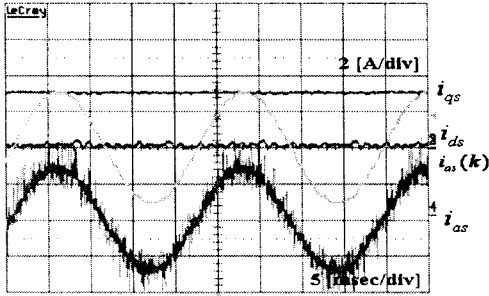


그림 13. 전류 명령이 3(A)일 때 제안된 전류 제어  
Fig. 13. Proposed current control scheme when the current command is 3(A)

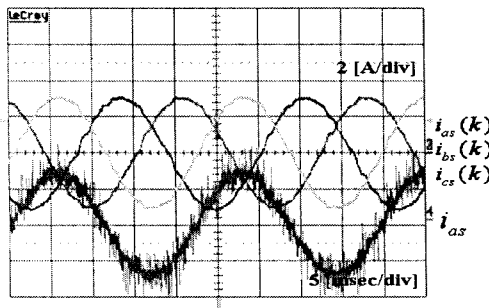


그림 14. 제안된 방식의 3상전류 파형  
Fig. 14. 3 phase current waveforms of the proposed control scheme

## 7. 결 론

서보 모터의 순시 토크 제어 능력을 개선하기 위해 PMSM 서보 모터의 적응형 전류 제어기 설계 방법을 제안하였다. 일반적으로 동기좌표계 전류 제어기는 비결합 제어 입력을 보상하여 새로운 제어 입력 항을 얻고 이를 통해 원하는 대역폭을 선정할 수 있지만 모터의 파라미터 변화나 데드타임에 의한 인버터의 왜곡 등의 외란에 의해 제어 성능이 저하된다. 이를 해결하기 위해 PMSM 서보 모터의 적응형 전류 제어기를 제안하였으며 제안된 방식은 약 50%의 파라미터 변화 시에도 성능 저하 없이 동일한 과도 응답 성능을 유지할 수 있다.

제안된 방식의 접근 안정성과 설계 방법을 MRAC 초안정 이론에 의해 유도 하였으며 제안된 제어 방식의 유용성을 입증하기 위해 시뮬레이션과 DSP TMS320C31을 이용한 실험을 수행하였다.

## References

- [1] D. W. Novotny and R. D. Lorenz, "Introduction to field orientation and high performance AC drives," IEEE IAS Tutorial Course, 1986.
- [2] 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.
- [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] D. C. Lee, S. K. Sul, and M. H. Park, "High performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drive," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, no. 5, pp. 1247-1257, Sep./Oct. 1994.
- [5] 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, March, 1992.
- [6] 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.
- [7] J. J. E. Slotine and W. Li, "Applied Nonlinear Control," Prentice-Hall International Editions, 1991.
- [8] TMS320C3x Users Guide. Texas Instrument, 1990.
- [9] P. C. Krause, "Analysis of Electric Machinery," New York McGraw-Hill, 1986.
- [10] R. C. Dorf and R. H. Bishop, "Modern Control Systems," Prentice-Hall International Editions, 2005.
- [11] Y. D. Landau, "Adaptive Control - The Model Reference Approach," Marcel Dekker, New York, 1979.
- [12] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelyny, 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.

## ◆ 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. 2000년~2002년 한국과학기술원 연구교수. 2002년~현재 서울산업대 전기공학과 조교수.