

PMSM의 위치 및 속도 센서리스 벡터제어를 위한 관측기의 설계

Design of an Observer for Position and Speed Sensorless Vector Control of PMSM

정 동 화*

Dong-Hwa Chung

(1997년 7월 28일 접수, 1998년 2월 27일 채택)

ABSTRACT

This paper proposes a theoretical analysis of a closed loop adaptive speed control system for control the inverter driven permanent magnet synchronous motor(PMSM). This control system utilizes a mechanically sensorless state observer for the generation of all controller feedback information. The oberver processes measurements of stator frame voltage and current to produce estimates of rotor position and speed and rotor frame currents.

It is shown that the identity observer, when properly formulated, has the same linearized error dynamics as the extended kalman filter(EKF). Consequently, it is shown that the gains within the identity observer can be designed in a manner identical to that of the EKF. In this way, the designability of the nonlinear observer is assured, as is the optimality of its performance for small errors.

A sequence of simulation are performed and they demonstrate the sucessful performance.

1. 서론

전동기는 다양한 공학환경에 매우 광범위하게 적용될 수 있는 원동력이다. 본 연구에서 PMSM은 로봇틱스 적용을 위하여 특수하게 설계된 전동기이며 비교적 크기는 작지만 큰 토크

를 발생한다. 로봇틱스 관점에서 보면 PMSM은 전동기의 속도와 위치를 정밀하게 제어하는 것이 매우 중요하다. 리졸버와 축 엔코더와 같은 큰 위치센서는 속도와 위치 정보를 위하여 제어기로 사용하고 있지만 작은 규모의 전동기에는 적합하지 않다. 전동기 시스템의 관측기를 설계

* 순천대학교 공과대학 전기제어공학과

하여 전자적 하드웨어의 추가로 구현이 가능하며 이 관측기는 전동기 시스템에 대한 여러 상태, 즉 직류와 횡류전류, 각속도 및 회전자위치의 추종이 가능하다. 또한 이 정보는 전동기보다 전류와 속도제어를 효율적으로 하기 위하여 적응제어를 적용하여 얻을 수 있다. Fig. 1은 PMSM을 제어하기 위한 관측기를 나타내며 속도 및 위치 센서를 제거하고 관측기로부터 속도 및 위치를 추종한다. 센서의 제거는 시스템의 가격을 대폭적으로 저감하며 열악한 온도, 습도 및 진동과 같은 환경요인에도 매우 양호하게 적용할 수 있다. 또한 시스템사이애 결선수를 감소하여 전자파 장애와 신호간섭 등을 저감할 수 있어 산업안전에도 기여할 수 있다.

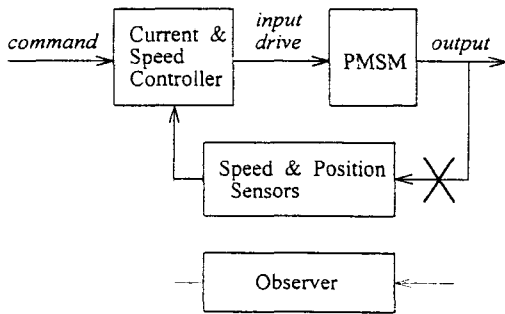


Fig. 1 An Observer for the PMSM

PMSM 시스템은 매우 비선형이므로 일정 관측기의 이득을 사용할 수 없다. 전동기의 각 동작점에서 관측기의 이득은 시스템의 안정도를 위하여 튜닝되어야 한다. 본 연구에서는 비선형 관측기에 대한 설계 알고리즘을 제시한다. 항등 관측기의 형태에서 회전축 비선형관측기는 Jones¹⁾에 의해 개발되었지만 이 관측기의 이득은 쉽게 선정할 수 없다. 따라서 본 연구의 관측기 이득은 성능사양을 일치시키는 값으로 시뮬레이션을 통하여 선정한다. EKF는 모든 동작점에서 전동기 시스템을 선정하고 랜덤 화이트 프로세서와 측정 노이즈에서 동작점에 대해 선형관측기를 설계한다. 이러한 선형오차 동특성은 항등관측기 방법의 정확한 선형오차 동특성을 일치시키기 위하여 구할 수 있다. EKF 이득에 의해 비선형 항등관측기의 이득표현이 가능하며 시뮬레이션을 통해 쉽게 얻을 수 있다. 관측기의 설

계를 위해 전동기의 동특성을 시뮬레이션 할 경우에 양자화 영향과 노이즈 측정과 같은 실질적인 조건은 전동기 응답을 더욱 실제적으로 표현하기 위하여 추가한다. 이득설계 알고리즘을 관측기 설계를 위하여 제시하고 전동기의 특정 동작범위에 대한 관측기 이득을 설계한다. 전동기의 여러 동작특성에서 관측기 이득의 새로운 형태를 구하여 전동기의 안정응답을 얻는다. 이 관측기 이득은 다중 EKF 문제를 수행하기 위하여 선정하고 특정 이득행렬 요소에서 일반적인 영향도 관측하고 해석한다.

2. PMSM 모델링

3상 PMSM의 구성도는 Fig. 2와 같고 영구자석은 회전자의 여자를 발생시키기 위하여 사용한다. PMSM의 동작은 축 위치센서로부터 회전자 위치정보에 기초하고 전동기의 상권선은 구동 토크와 속도를 발생함에 따라 여자된다. 회전자 속도와 위치를 측정하는 능력과 PMSM에서 가변 주파수와 크기의 상여자를 공급하기 위한 능력 때문에 이 전동기는 최근에 매우 각광을 받고 있다. 또한 이 전동기는 고도의 제어가 가능성과 적절한 하드웨어를 구비할 때 광범위한 동작특성을 수행할 수 있기 때문에 다양한 산업 적용에 사용된다.

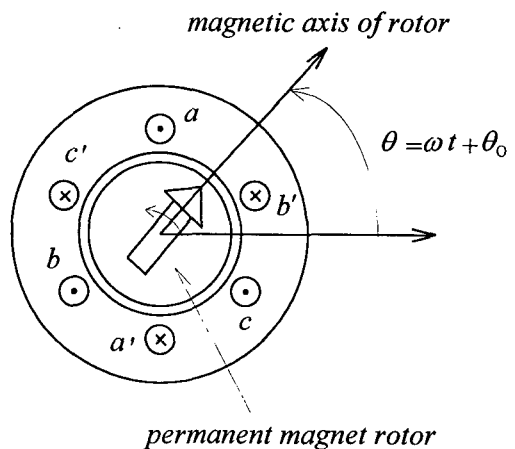


Fig. 2 Schematic diagram for a 3-phase PMSM

PMSM의 모델링은 인덕턴스를 고려하여 수정이 필요하며 여러 가지 가정을 하고 적절한 수정을 추가한다.

1) 인덕턴스 행렬은 전기적 주파수 $\omega_e = N\omega$ 를 가진다.

N 은 회전자에서 쌍극수를 나타내고 각 쌍극수가 같기 때문에 인덕턴스 행렬은 축이 $2\pi/N$ (rad) 회전하여 일정하다. 인덕턴스 행렬은 ω_e 의 주파수를 가지며 회전자 주파수의 N 배이다. 이와 유사하게 전기각 θ_e 는 기계각의 N 배로 다음과 같이 정의한다.

$$\theta_e = N\theta \dots\dots\dots (1)$$

2) 자석의 투자율이 공기와 거의 같기 때문에 회전자 표면은 고정자로부터 알 수 있듯이 균일한 투자율이다.

3) 자석에 의해 공급된 고정 자속은 일정 전류원에 의한 권선에서와 유사하다.

4) 전기적 주기내에서 하나의 권선은 근접 S극에 의해 N 극으로 나타난다.

5) 권선은 이상적이라고 가정하고 포화의 영향은 무시한다.

6) 회전자 전기적 동특성은 나타나지 않는다고 가정한다. 이는 회전자 권선회수로서 일정 회전자여자의 원인이다.

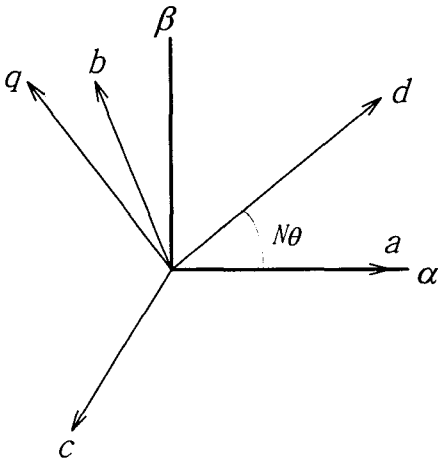


Fig. 3 Coordinate axes rotation from $\alpha\beta$ onto dq frame

Fig. 3은 $\alpha\beta$ 와 dq로 회전하는 좌표축을 나

타내며 대부분 전동기에서 3상전동기 모델을 2상 모델로 저장하는 변환은 유용하며 3상중 2상은 독립적이다. 이 변환은 다음과 같다.

$$i_{\alpha,\beta,o} = S i_{abc} \dots\dots\dots (2)$$

$$v_{\alpha,\beta,o} = S v_{abc} \dots\dots\dots (3)$$

여기서 S 는 다음과 같다.

$$S = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}$$

PMSM의 고정축에서 2상 상태공간 모델은 다음식과 같다^{2,3}.

$$\frac{d\vec{i}}{dt} = -\frac{R}{L} \vec{i} - \frac{K}{L} N\omega e^{N\theta} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \vec{v} \dots\dots\dots (5)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{B}{H} \omega + \frac{KN}{H} \vec{i}^T e^{N\theta} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} - \frac{C}{H} \frac{\omega}{|\omega|} - \frac{1}{H} \tau \dots\dots\dots (6)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \dots\dots\dots (7)$$

전류벡터 i 는 i_α 와 i_β 의 두 성분으로 구성되고 제어 시스템 하드웨어에서 설치한 센서를 통하여 측정된다. 전압벡터 v 는 v_α 와 v_β 의 두 성분으로 구성되고 이 전압은 알고 있는 값으로 가정한다. 고정자 상 인덕턴스는 L , 고정자 저항은 R , 자석정수는 K , 자극의 쌍극수는 N , 회전자속도는 ω 및 회전자 위치각은 θ 이다.

모델을 간단하게 하기 위하여 행렬 J 를 사용하며 다음과 같다.

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

$$e^{N\theta} = \begin{bmatrix} \cos N\theta & -\sin N\theta \\ \sin N\theta & \cos N\theta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

마찰 댐핑계수는 B , 회전자관성은 H , 부하토크는 τ 이고 coulomb 마찰계수는 C 이다.

고정축과 회전축의 관계는 다음과 같다.

$$\vec{i} = ie^{N\theta} \dots\dots\dots (10)$$

$$\bar{v} = v e^{jN\theta} \dots\dots\dots (11)$$

식(10)-(11)을 식(5)-(6)에 대입하면 PMSM의 dq축 변환 회전자축 모델을 다음식과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{di}{dt} = -\left(\frac{R}{L} I + jN\omega\right) i - \frac{K}{L} N\omega \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{1}{L} v \dots\dots\dots (12)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{B}{H} \omega + i^T \frac{KN}{H} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} - \frac{C}{H} \frac{\omega}{|\omega|} - \frac{1}{H} \tau \dots\dots\dots (13)$$

여기서 $i = [i_d, i_q]^T, v = [v_d, v_q]^T$ 이다.

회전자 돌극의 영향으로 자기 인덕턴스 변화의 크기로 정의되는 P의 영향을 고려한다면 시스템은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{di}{dt} = -\left[\begin{bmatrix} \frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{R}{L_q} \end{bmatrix} + jN\omega \begin{bmatrix} \frac{L_d}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{L_d} \end{bmatrix} \right] i - KN\omega \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} v$$

$$\dots\dots\dots (14)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = i^T \frac{KN}{H} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{PN}{H} i^T \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} i - \frac{B}{H} \omega - \frac{C}{H} \frac{\omega}{|\omega|} - \frac{1}{H} \tau \dots\dots\dots (15)$$

여기서 L_d, L_q 는 다음과 같다.

$$L_d = L + P \dots\dots\dots (16)$$

$$L_q = L - P \dots\dots\dots (17)$$

3. PMSM의 관측기

상태추정자를 설계하는 가장 중요한 연구는 공칭시스템의 상태를 정확하게 발생해야 하며 이는 기계적인 동특성으로부터 항등관측기를 설계한다⁴⁾. 항등관측기는 다음과 같은 방정식으로 나타난다.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + B i_{qL} + \hat{L}C(x - \hat{x}) \dots\dots\dots (18)$$

여기서 \hat{x} 는 추정상태, \hat{L} 은 관측기 이득을 나타내고 파라미터가 공칭값일 경우에는 $A=A_m$ 와 $B=B_m$ 이다. 항등관측기의 구조는 Fig. 4와 같고 이 추종자는 공칭시스템의 실제 상태를 정확하게 추종한다.

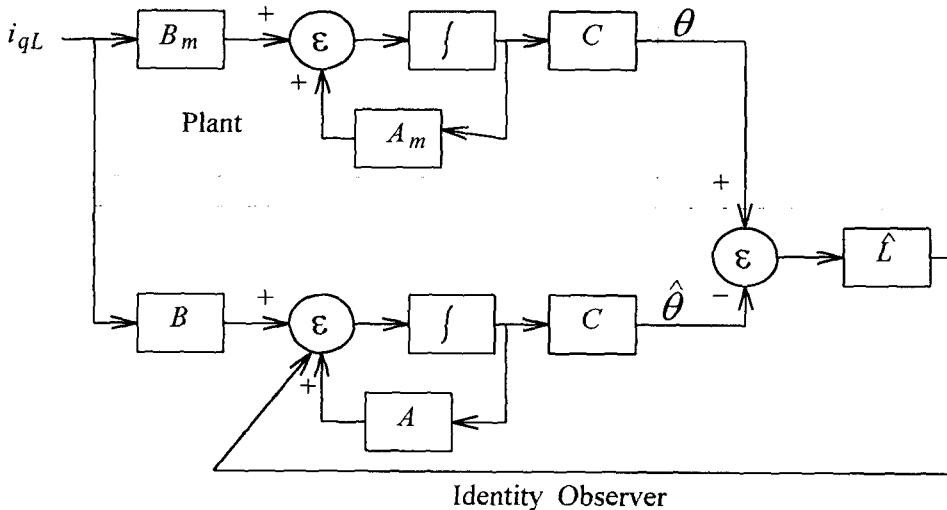


Fig. 4 Identity observer block diagram

PMSM의 모델 방정식 (5)와 (6)을 고려해 본다. 실제적으로 회전자위치 θ 의 정확한 측정을 얻을 필요가 있으며 보통 이 정보는 외부 위치 센서를 통하여 이용할 수 있다. 그러나 열악한 환경에서 주 관심인 하드웨어에서 센서를 설치하는데 어려운 점이 많다. 따라서 추정 회전자 위치가 필요하고 소프트웨어의 구현으로 구할 수 있다. 이는 전동기 시스템에서 관측기로 구현할 수 있으며 시스템의 여러 상태의 예측을 제공한다.

연속시간을 고려한 PMSM의 dq 변환모델은 식(7)와 (14)-(15)이다. 일반적인 시스템에서 적분식(19)을 이용하여 포워드 Euler 적분을 나타내면 식(20)과 같다.

$$\dot{x} = f(x) \dots\dots\dots (19)$$

$$x(k+1) = x(k) + \delta f[x(k)] \dots\dots\dots (20)$$

포워드 Euler 적분을 사용하여 위 연속 전동기 방정식은 DT(Discrete Time) 시스템으로 변환할 수 있다.

$$i(k+1) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L_d} \delta & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R}{L_q} \delta \end{bmatrix} i(k) - \delta JN\omega(k) \begin{bmatrix} \frac{L_d}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{L_d} \end{bmatrix} i(k) - \delta KN\omega(k) \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \delta v(k) \dots\dots\dots (21)$$

$$\omega(k+1) = \omega(k) \left(1 - \delta \frac{B}{H}\right) + \delta \frac{KN}{H} i^T(k) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + \delta \frac{PN}{H} i^T(k) \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} i(k) - \delta \frac{C}{H} \frac{\omega(k)}{|\omega(k)|} - \frac{\delta}{H} \tau(k) \dots\dots\dots (22)$$

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \delta \omega(k) \dots\dots\dots (23)$$

여기서 δ 는 시간스텝에서 미소변동이다. 관측기에 기초한 모델을 얻기 위하여 일반적인 시스템에 대한 포워드 Euler 적분에서 다시 구한

다.

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k) + \delta f[\hat{x}(k), \hat{v}(k)] + G[\hat{y}(k) - \hat{y}(k)] \dots\dots\dots (24)$$

식(24)을 연속시간 관측기 모델에 적용하면 다음과 같다.

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = - \left[\begin{bmatrix} \frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{R}{L_q} \end{bmatrix} + JN\hat{\omega} \begin{bmatrix} \frac{L_d}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{L_d} \end{bmatrix} \right] \hat{i} - KN\hat{\omega} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \hat{v} + G_i(\tilde{i} - \hat{i}) \dots\dots\dots (25)$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \hat{i}^T \frac{KN}{H} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{PN}{H} \hat{i}^T \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \hat{i} - \frac{B}{H} \hat{\omega} - \frac{C}{H} \frac{\hat{\omega}}{|\hat{\omega}|} - \frac{1}{H} \tau + \frac{KN}{H} G_\omega(\tilde{i} - \hat{i}) \dots\dots\dots (26)$$

$$\frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + G_\theta(\tilde{i} - \hat{i}) \dots\dots\dots (27)$$

식(25)-(27)에서 관측기에 기초한 PMSM을 위한 DT 방정식을 구할 수 있다.

$$\hat{i}(k+1) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L_d} \delta & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R}{L_q} \delta \end{bmatrix} \hat{i}(k) - \delta JN\hat{\omega}(k) \begin{bmatrix} \frac{L_d}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{L_d} \end{bmatrix} \hat{i}(k) - \delta KN\hat{\omega}(k) \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \delta \hat{v}(k) + \delta G_i[\tilde{i}(k) - \hat{i}(k)] \dots\dots\dots (28)$$

$$\hat{\omega}(k+1) = \hat{\omega}(k) \left(1 - \delta \frac{B}{H}\right) + \delta \frac{KN}{H} \hat{i}^T(k) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + \delta \frac{PN}{H} \hat{i}^T(k) \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \hat{i}(k) - \delta \frac{C}{H} \frac{\hat{\omega}(k)}{|\hat{\omega}(k)|} - \frac{\delta}{H} \hat{\tau}(k)$$

$$\begin{aligned}
 & + \delta G_\omega [\tilde{i}(k) - \hat{i}(k)] \dots\dots\dots (29) \\
 \hat{\theta}(k+1) = & \hat{\theta}(k) + \delta \hat{\omega}(k) + \delta G_\theta [\tilde{i}(k) - \hat{i}(k)] \\
 & \dots\dots\dots (30)
 \end{aligned}$$

δ 는 내부루프 전류제어기의 샘플링 주기이며 k 는 시간스텝의 치수이고 G_i, G_ω 는 이득행렬을 나타낸다. $\hat{\theta}$ 는 추정치를 나타내고 \tilde{i} 는 위치의 추정치로부터 측정의 변환을 나타낸다. 회전자위치를 직접 측정하지 않고 좌표변환을 위하여 실제위치에 근접한 추정위치를 사용한다.

4. 전류 및 속도제어

전 폐루프 시스템에 대하여 전류와 속도 제어기의 DT 방정식을 추가한다. 전류 제어기에서는 비선형성을 제거하기 위하여 새로운 제어전압 u 를 정의한다.

$$v = \begin{bmatrix} 0 & -N\omega L_q \\ N\omega L_d & 0 \end{bmatrix} i + KN\omega \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} + u \dots\dots\dots (31)$$

식(31)을 dq 전동기 방정식에 대입하여 다음 식을 얻는다.

$$\frac{di}{dt} = - \begin{bmatrix} \frac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{R}{L_q} \end{bmatrix} i + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} u \dots\dots\dots (32)$$

Fig. 5는 PI 제어기를 나타내며 PI 제어기는 식(33)-(34)으로 표현된다.

$$x_{i_{d,q}}(k+1) = x_{i_{d,q}}(k) + \delta [i_{d,q}^*(k) - i_{d,q}(k)] \dots\dots\dots (33)$$

$$\begin{aligned}
 u_{d,q}(k+1) = & G_P x_{i_{d,q}}(k) + G_P [i_{d,q}^*(k) \\
 & - i_{d,q}(k)] + G_D u_{d,q}(k) \dots\dots\dots (34)
 \end{aligned}$$

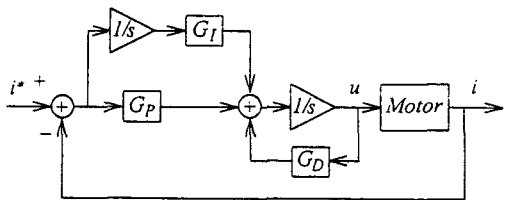


Fig. 5 The PI current controller

i^* 는 전류지령, $x_i(k)$ 는 적분상태, δ_i 는 전류 제어기의 샘플링 주기 및 G_i, G_P, G_D 는 이득이다.

속도제어기에서 새로운 제어전류 j_q 는 다음과 같이 정의한다.

$$i_q^* = \frac{C}{KN} \frac{\omega}{|\omega|} + j_q^* \dots\dots\dots (35)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{B}{H} \omega + \frac{KN}{H} j_q^* \dots\dots\dots (36)$$

PI 제어기는 여기서 사용하며 이득은 매우 크다. PI 속도 제어기의 DT 방정식은 다음과 같이 나타낸다.

$$x_\omega(l+1) = x_\omega(l) + \delta_\omega [\omega^*(l) - \omega(l)] \dots\dots\dots (37)$$

$$j_q^*(l) = F_I x_\omega(l) - F_P \omega(l) \dots\dots\dots (38)$$

PI 속도제어기에 대한 블록도는 Fig. 6과 같다.

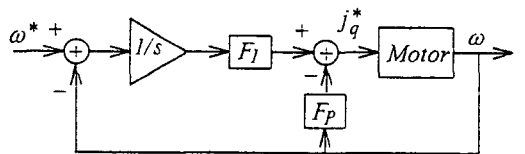


Fig. 6 PI velocity control

폐루프 PMSM 모델의 완전한 DT를 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 수행하고 전동기상태 i_d, i_q, ω 및 θ 를 초기회전자 위치 및 초기속도는 각각 0.01로 설정하며 동작속도 $\omega = 100(\text{rad/sec})$ 에서 특성을 나타낸다. 여기서 안정 관측기 이득은 다음과 같다.

$$G_i = \begin{bmatrix} 200 & -100 \\ -100 & 200 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (39)$$

$$G_\omega = [50 \ 50] \dots\dots\dots (40)$$

5. 제어시스템 해석

Fig. 7은 양자화영향, 노이즈 및 필터링을 포함한 PMSM 모델의 블록도를 나타낸다.

i_d 와 i_q 를 수치계산할 동안 추정회전자 위치 $\hat{\theta}$ 는 다음과 같은 행렬변환으로 수행할 필요가 있다.

$$\tilde{i} = i e^{-N\delta} \dots\dots\dots (41)$$

양자화의 영향이 없는 경우와 파형은 유사하게 나타나며 노이즈와 양자화영향에 큰 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

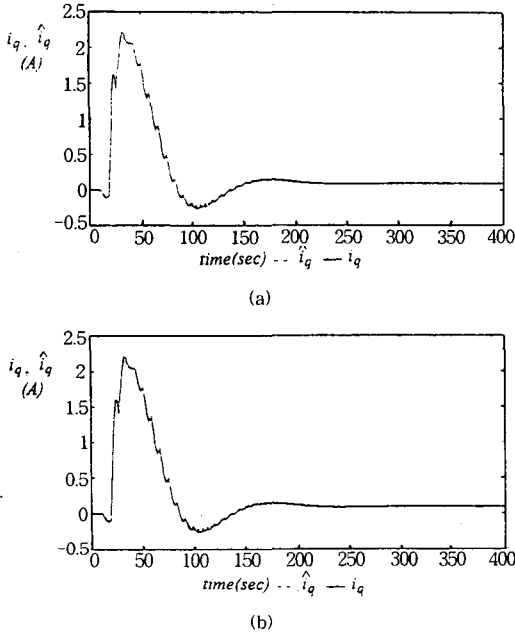


Fig. 9 (a) Plot of i_q with no quantization effects
(b) Plot of i_q with quantization points $N=4000$

Fig. 10(a)는 양자화점 $N=7000$ 에 대한 i_d 를 나타내며 Fig. 10(b)는 양자화점 $N=7000$ 에 대한 i_q 를 나타내며 관측기로 추정된 값이 센서에서 측정된 값으로 매우 양호하게 추종되고 있다.

Fig. 11(a)는 양자화점 $N=100$ 에 대한 i_d 를 나타내고 Fig. 11(b)는 양자화점 $N=100$ 에 대한 i_q 를 나타내며 Fig. 10과 비교할 때 매우 많은 왜율이 나타나고 있음을 알 수 있다. 따라서 노이즈와 양자화영향은 양자화점 N 에 매우 의존되며 N 이 클수록 왜율이 작아지며 파형이 양호하게 나타난다.

Fig. 12는 ω 와 $\hat{\omega}$ 를 나타내며 이 두파형은 약 0.02(sec)까지 약간의 오차가 나타나고 감쇄정현파가 되지만 약 0.06(sec)에서 추종치가 실제치에 양호하게 추종하고 있다.

Fig. 13은 $\hat{\omega}$ 를 이용하고 PI 이득을 매우 양호하게 설계하여 PMSM의 스태프속도 지령을 정역 운전할 경우에 대한 제어특성을 나타낸다.

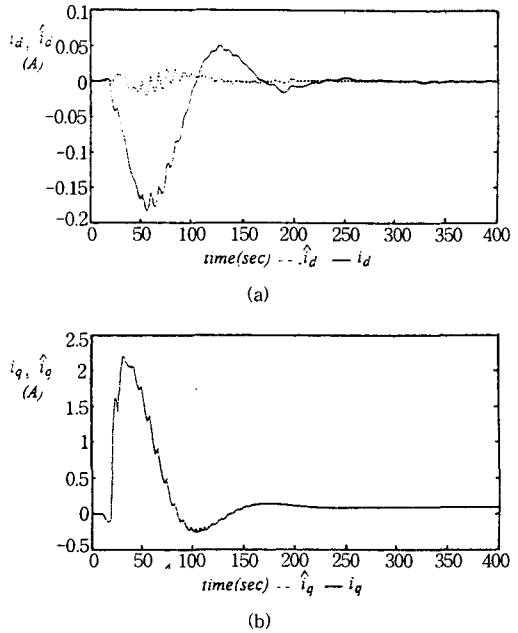


Fig. 10 (a) Plot i_d with quantization points $N=7000$
(b) Plot i_q with quantization points $N=7000$

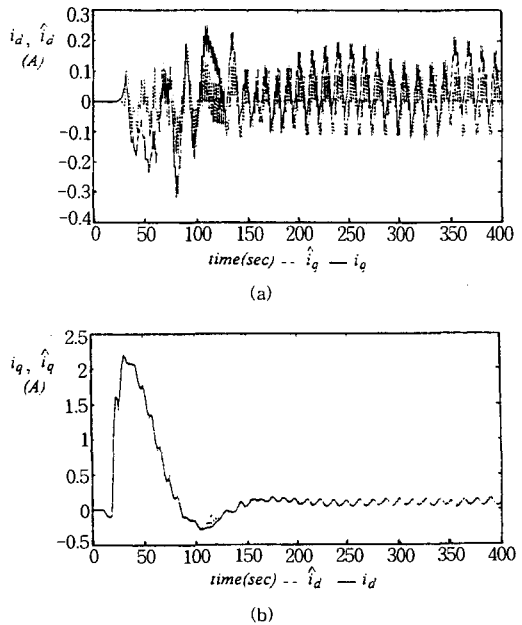


Fig. 11 (a) Plot of i_d with quantization points $N=100$
(b) Plot of i_q with quantization points $N=100$

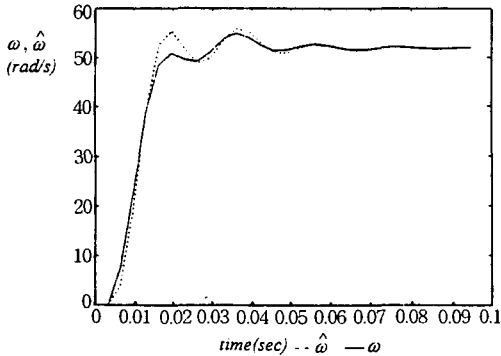


Fig. 12 The actual and estimated speed with step speed response

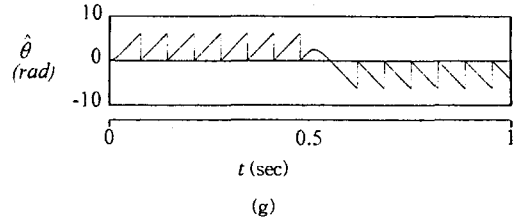
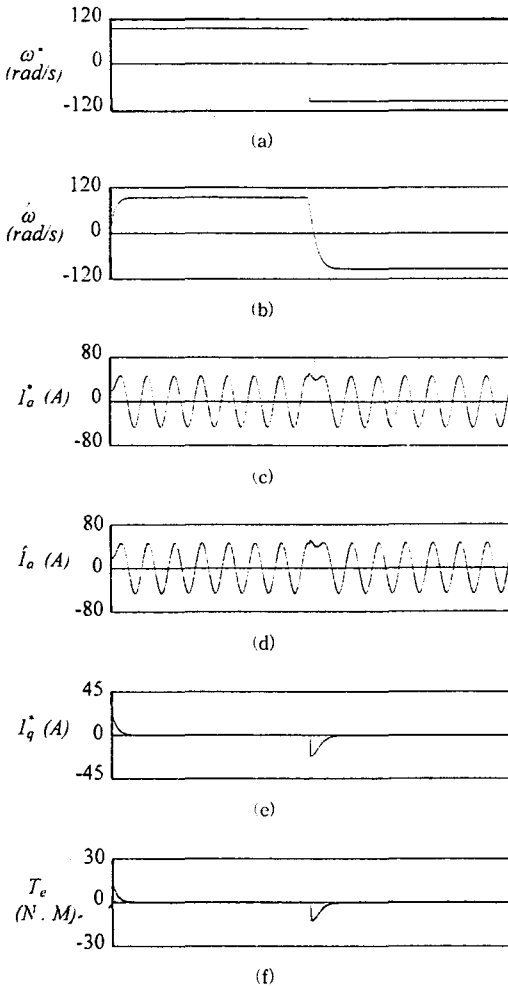


Fig. 13 Characteristic wave of PMSM

Fig. 13(a)은 지령속도, (b)는 추종속도를 나타내고 있으며 추종속도가 CCPWM을 통하여 지령속도에 매우 양호하게 추종하고 있다. 그림(c)는 a상의 지령전류, (d)는 추종전류를 나타내며 속도의 추종과 마찬가지로 추종성이 양호하고 추종전류는 정현전류이다. 그림(e)는 q축 지령전류, (f)는 발생토크를 나타내며 벡터제어가 우수하게 수행되고 있다. 또한 그림(g)는 추종 위치각을 나타내며 속도의 정확한 추종에 기준하여 위치의 제어도 양호하게 나타남을 알 수 있다.

6. 결론

PMSM을 위하여 항등관측기의 안정관측기 이득을 구하고 항등관측기에 EKF로서 설계목적 을 수행하였다. EKF는 모든 동작점 근방에서 안정관측기를 설계할 수 있으며 화이트 노이즈 에서도 최적설계가 가능하다. 항등관측기는 EKF 와 동등한 선형오차 동특성을 가지며 EKF 이득 은 비선형 항등관측기의 설계에 사용된다.

관측기의 설계를 위해 전동기의 동특성을 시 물레이션 할 경우에 양자화 영향과 노이즈 측정 과 같은 실질적인 조건은 전동기 응답을 더욱 실제적으로 표현하기 위하여 추가되었다. 이득 설계 알고리즘을 관측기 설계를 위하여 구하고 전동기의 특정 동작범위에 대한 관측기 이득을 설계하였다. 전동기의 여러 동작특성에서 관측 기 이득의 새로운 형태를 구하여 전동기의 안정 응답을 얻었다. 이 관측기 이득은 다중 EKF 문 제를 수행하기 위하여 선정하고 특정 이득행렬 요소에서 일반적인 영향도 관측하고 해석하였 다.

이 논문은 1996년도 순천대학교 공과대학 학 술재단 연구비에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- 1) L.A. Jones and J.H. Lang, "A state observer for the permanent magnet synchronous motor", IEEE Trans. on IE, Vol. IA-36, No. 3, pp. 374~382, August, 1989.
 - 2) B.K Bowes, "Power electronics and AC drives", Prentice Hall, New Jersey, 1991.
 - 3) P.C. Krause, "Analysis of electrical machinery", MacGraw-Hill Book Company, New York, 1986.
 - 4) D.G. Luenberger, "Introduction to dynamic systems", John Wiley & Sons, 1979.
-