

서보 설비를 위한 순차적 파라미터 자동 튜닝 알고리즘을 사용한 영구자석 동기전동기의 비선형 속도 제어

(A Nonlinear Speed Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Using a Sequential Parameter Auto-Tuning Algorithm for Servo Equipments)

김경화*

(Kyeong-Hwa Kim)

요 약

서보 설비를 위한 순차적 파라미터 자동 튜닝 알고리즘을 갖는 영구자석 동기전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM)의 비선형 속도 제어 기법이 제시된다. 비선형 제어 방식은 시스템 파라미터와 부하 상태가 정확하게 일치하지 않는 경우 만족스러운 성능을 줄 수 없다. 최근에 향상된 속도 제어 성능을 위해 적응형 기법, 슬라이딩 모드 제어, 및 관측기에 기반한 기법들이 제안되었다. 하지만, 이 방법들은 관성의 큰 변화, 속도의 빠른 과도 특성 및 샘플링 주기 증가와 같은 특정한 조건에서 더 이상 만족스러운 성능을 제공하지 않는다. 일반적으로, 속도 동특성에 영향을 주는 주요 파라미터를 동시에 추정하기는 쉽지 않다. 이를 해결하기 위해 설치 및 기동 시 전동기 주요 파라미터를 시간 구간 별로 나누어 자동으로 추정하는 순차적 파라미터 튜닝 알고리즘이 제안된다. 제안된 방식이 DSP TMS320C31을 이용하여 구현되고 유용성이 시뮬레이션과 실험을 통해 입증된다.

Abstract

A nonlinear speed control of a PMSM using a sequential parameter auto-tuning algorithm for servo equipments is presented. The nonlinear control scheme gives an undesirable output performance under the mismatch of the system parameters and load conditions. Recently, to improve the performance, an adaptive linearization scheme, a sliding mode control scheme, and an observer-based technique have been reported. Although a good performance can be obtained, the performance is not satisfactory any more under specific conditions such as a large inertia variation, a fast speed transient, or an increased sampling time. The simultaneous estimation of principal parameters giving a direct influence on speed dynamics is generally not simple. To overcome this problem, a sequential parameter auto-tuning algorithm at start-up is proposed, where dominant parameters are estimated in a prescribed regular sequence based on the method that one parameter is estimated during each interval. The proposed scheme is implemented on a PMSM using DSP TMS320C31 and the effectiveness is verified through simulations and experiments.

Key Words : Sequential parameter auto-tuning, PMSM, DSP, Servo, Feedback linearization

* 주저자 : 서울산업대학교 전기공학과 조교수

Tel : 02-970-6406, Fax : 02-978-2754, E-mail : k2h1@snut.ac.kr

접수일자 : 2004년 12월 30일 1차심사 : 2005년 1월 4일 심사완료 : 2005년 1월 21일

1. 서 론

비선형 시스템을 직접 제어하기 위한 방법으로 최근 케환 선형화 기법이 로봇, 유도 전동기, 및 PMSM 등에 적용되어 왔다[1]~[6]. 제어 목적은 유도 전동기의 속도[1] 및 토크[2] 혹은 PMSM의 속도[3]~[5]를 각각의 명령에 추종하도록 한다. 그러나 이 방식은 시스템 파라미터와 부하 상태를 정확하게 알고 있어야 하며 제어기 파라미터가 실제 전동기 파라미터와 일치하지 않으면 만족스러운 성능을 기대할 수 없다.

부정확한 속도 측정으로 인한 오차에 대한 강인성을 향상시키기 위해 적분 제어기가 도입되었다[3]. 하지만 다른 전동기 파라미터들은 고려되지 않았으며, 적분 제어에 의해 정상 상태 응답은 향상될 수 있지만 파라미터 변화 시 좋은 과도 상태 응답을 기대하기 어렵다. 슬라이딩 모드 제어를 이용한 비선형 기법[4] 및 적응형 기법[5]이 PMSM의 속도 제어를 위해 도입되었다. 이러한 제어 방식들은 비교적 좋은 성능을 보이지만 계산이 복잡해 연산량이 다소 많아진다는 단점이 있다. 최근에, 외란 관측 기법을 이용한 PMSM의 비선형 속도 제어 기법이 제안되었다[6]. 이 기법은 강인성 보장을 위해 축소 차수 관측기 형태의 두 외란 관측기만을 사용해 파라미터를 추정하여 연산량이 상당히 줄어드는 장점이 있다. 하지만, 큰 부하 관성 변화, 빠른 속도의 과도 특성, 및 연산량 증가로 인해 샘플링 주기가 증가해야 하는 경우에는 더 이상 미지 외란의 변화율이 샘플링 주기 내에서 작다고 가정하기 어려워 추정치에 오차가 증가하며 이는 직접적으로 제어 성능 저하의 원인이 된다. 샘플링 주기 동안 외란의 변화율이 작다는 가정이 어려운 주요인은 관성 변화에 의해 나타나며 특히, 관성 불일치로 인한 외란 토크는 가속도에 비례하므로 변화율이 비교적 커 기존의 관측기 및 적응형 방법으로는 추정이 쉽지 않다. 이를 해결하기 위해서는 관성을 직접적으로 추정할 필요가 있으며 최근에 관성 추정을 통한 제어 성능 향상에 대한 시도가 발표되었다[9],[10]. 하지만, 이 방식은 관성 추정을 위해 주기적 속도명령을 요구하며 이는 일반적인 서보 시스템에 상당히 제한된 조건이 된다.

한편, 대부분의 서보 시스템은 초기 설치시 작업 현장에서의 적절한 이득이나 파라미터의 튜닝 단계를 필요로 한다. 이러한 튜닝 작업을 위해서는 대부분 지루하고 많은 시간을 필요로 하는 반복 실험에 의한 시행착오적 방법이 이용된다. 따라서 현장에서 서보 시스템을 초기 설치시 튜닝 작업을 짧은 시간 내에 자동으로 수행하는 방식이 매우 요구된다.

본 논문에서는 기동시 순차적 파라미터 자동 튜닝 알고리즘을 갖는 PMSM의 비선형 속도 제어 기법이 제안된다. PMSM이 비선형 기법을 이용하여 제어되며 속도 제어에 중요한 영향을 주는 외란 토크와 쇄교 자속이 관측기를 이용하여 추정되어 전압 명령의 계산에 이용한다. 또한, 가속시 관성 불일치에 의한 외란 토크를 줄여 큰 관성 변화 하에서도 효과적인 제어 성능을 제공하기 위해 관성이 추정된다. 특히, 기존 방법에서처럼 서보 시스템이 동작 중 주기적인 속도 명령을 가져야 하는 제한을 피하기 위해 관성이 초기 구동시의 튜닝 단계에서 추정된다. 일반적으로 서보 시스템 초기 설치시의 파라미터 튜닝 단계에서 모든 파라미터를 동시에 추정하기는 쉽지 않다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 전동기 주요 파라미터를 시간 구간 별로 나누어 자동으로 파라미터를 추정하는 순차적 튜닝 알고리즘을 제안한다. 전동기의 특정 파라미터만을 안정하게 추정하는 방법들은 잘 알려져 있으므로[8],[9], 이러한 방법은 다른 형태의 구동 시스템에도 유용하게 사용될 수 있다. 또한, 구동 시스템의 큰 부하 변화시 전동기의 허용 가능한 전류를 초과하지 않는 최대 가속도 명령이 계산되어 속도 추종 명령으로 사용된다. 제안된 방식의 유용성이 시뮬레이션과 실험을 통해 입증된다.

2. 영구자석 동기전동기 모델링

PMSM의 전압 방정식은 다음과 같다[11].

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_s \omega_r i_{ds} + \lambda_m \omega_r \quad (1)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - L_s \omega_r i_{qs} \quad (2)$$

여기서 R_s 는 저항, L_s 는 인덕턴스, ω_r 은 전기

각속도, λ_m 은 쇄교 자속을 나타낸다. 발생 토크 및 기계적 부하 식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_m i_{qs} = J \left(\frac{1}{p} \right) \dot{\omega}_r + B \left(\frac{1}{p} \right) \omega_r + T_L \quad (3)$$

여기서 p 는 극의 쌍수, J 는 관성, B 는 점성 마찰 계수, T_L 은 부하 토크이다. ω_r , i_{qs} , 및 i_{ds} 를 상태 변수로 하여 비선형 상태 방정식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1 v_{qs} + \mathbf{g}_2 v_{ds} \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{x} = [\omega_r, i_{qs}, i_{ds}]^T$

$$\mathbf{g}_1 = [0 \ 1/L_s \ 0]^T, \quad \mathbf{g}_2 = [0 \ 0 \ 1/L_s]^T$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{p^2}{J} \lambda_m i_{qs} - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_L \\ -\frac{R_s}{L_s} i_{qs} - \omega_r i_{ds} - \frac{\lambda_m}{L_s} \omega_r \\ -\frac{R_s}{L_s} i_{ds} + \omega_r i_{qs} \end{bmatrix}$$

위와 같이 식 (4)는 $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ 가 상태 변수인 ω_r , i_{ds} , 및 i_{qs} 의 곱을 포함하는 비선형 상태 방정식이 된다.

3. 비선형 제어 알고리즘

기계적 파라미터 변화에 의한 외란 토크와 쇄교 자속의 변화가 속도 제어 성능에 직접적인 영향을 끼치므로 이들이 주요 파라미터로 간주된다. 식 (3)을 이용하여 기계적 토크 방정식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$T_e = J_o \left(\frac{1}{p} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + B_o \left(\frac{1}{p} \right) \omega_r + T_d \quad (5)$$

$$T_d = \Delta J \left(\frac{1}{p} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + \Delta B \left(\frac{1}{p} \right) \omega_r + T_L \quad (6)$$

여기서 $\Delta J = J - J_o$, $\Delta B = B - B_o$, T_d 는 외란 토크, “o”는 제어기의 nominal 값을 나타낸다. 식 (5)와 추정치를 이용하면 식 (4)는 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1 v_{qs} + \mathbf{g}_2 v_{ds} + \mathbf{d}_1 \Delta T_d + \mathbf{d}_2 \Delta \lambda_m \quad (7)$$

여기서 $\Delta T_d = T_d - \hat{T}_d$, $\Delta \lambda_m = \lambda_m - \hat{\lambda}_m$

$$\mathbf{d}_1 = \left[-\frac{p}{J_o} \ 0 \ 0 \right]^T$$

$$\mathbf{d}_2 = \left[\frac{3}{2} \frac{p^2}{J_o} i_{qs} \ -\frac{\omega_r}{L_s} \ 0 \right]^T$$

$$\hat{\mathbf{f}}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} \hat{f}_1 \\ \hat{f}_2 \\ \hat{f}_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{p^2}{J_o} \lambda_m i_{qs} - \frac{B_o}{J_o} \omega_r - \frac{p}{J_o} \hat{T}_d \\ -\frac{R_s}{L_s} i_{qs} - \omega_r i_{ds} - \frac{\lambda_m}{L_s} \omega_r \\ -\frac{R_s}{L_s} i_{ds} + \omega_r i_{qs} \end{bmatrix}$$

여기서 “^”는 추정치를 의미한다. 출력 변수로 ω_r 과 i_{ds} 를 선정하고 새로운 상태 변수를 정의한다 [5].

$$z_1 = h_1(\mathbf{x}) = \omega_r \quad (8)$$

$$z_2 = L_\gamma h_1(\mathbf{x}) = \hat{f}_1 = \frac{3}{2} \frac{p^2}{J_o} \lambda_m i_{qs} - \frac{B_o}{J_o} \omega_r - \frac{p}{J_o} \hat{T}_d \quad (9)$$

$$z_3 = h_2(\mathbf{x}) = i_{ds} \quad (10)$$

식 (8)-(10)을 상태변수로 하여 식 (7)은 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{z}_1 = z_2 + L_{d1} h_1 \cdot \Delta T_d + L_{d2} h_1 \cdot \Delta \lambda_m \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = & L_\gamma^2 h_1 + L_{g1} L_\gamma h_1 \cdot v_{qs} + \hat{T}_d \cdot L_{d1} h_1 \\ & + \lambda_m \cdot L_{d2} h_1 + L_{d1} L_\gamma h_1 \cdot \Delta T_d \\ & + L_{d2} L_\gamma h_1 \cdot \Delta \lambda_m \end{aligned} \quad (12)$$

$$\dot{z}_3 = L_\gamma h_2 + L_{g2} h_2 \cdot v_{ds} \quad (13)$$

식 (11)-(13)의 비선형 식을 선형화하기 위해 다음의 제어 입력 전압 v_{qs}^* 와 v_{ds}^* 이 사용된다[5].

$$\begin{pmatrix} v_{qs}^* \\ v_{ds}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{g1} L_\gamma h_1 & 0 \\ 0 & L_{g2} h_2 \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} -L_\gamma^2 h_1 - \hat{T}_d \cdot L_{d1} h_1 - \lambda_m \cdot L_{d2} h_1 + v_1 \\ -L_\gamma h_2 + v_2 \end{pmatrix} \quad (14)$$

여기서 v_1 과 v_2 는 선형 제어 입력이다. 식 (14)

의 제어 입력을 사용하면 전동기 모델은 다음과 같이 불완전하게 선형화된 모델이 된다.

$$\dot{z}_1 = z_2 + L_{d1}h_1 \cdot \Delta T_d + L_{d2}h_1 \cdot \Delta \lambda_m \quad (15)$$

$$\dot{z}_2 = v_1 + L_{d1}L_\gamma h_1 \cdot \Delta T_d + L_{d2}L_\gamma h_1 \cdot \Delta \lambda_m \quad (16)$$

$$\dot{z}_3 = v_2 \quad (17)$$

출력 동특성을 설정하기 위한 선형 제어 입력은 다음과 같다.

$$v_1 = -k_{\omega_1}(z_1 - \omega^*) - k_{\omega_2}(z_2 - \dot{\omega}^*) + \ddot{\omega}^* \quad (18)$$

$$v_2 = -k_{i_d}(z_3 - i_{ds}^*) + \dot{i}_{ds}^* \quad (19)$$

여기서 ω^* 와 i_{ds}^* 는 속도와 d축 전류의 명령이다. 제어기와 시스템의 파라미터가 일치하면, 즉, $\Delta T_d=0$, $\Delta \lambda_m=0$ 이면, 식 (18)과 (19)의 선형 제어 입력은 각각 이차와 일차의 오차 동특성을 준다.

4. 파라미터 추정

파라미터 및 부하 변화시 식 (15)-(17)은 선형 분리된 Brunovski 표준형이 아니며 ΔT_d 와 $\Delta \lambda_m$ 에 기인한 비선형 외란이 존재한다. 이러한 영향을 제거하기 위해 외란 토크와 쇄교 자속이 관측기에 의해 추정된다. 기본 개념은 추정될 파라미터를 미지 상수 혹은 변화율이 작다고 가정하는 것으로 쇄교 자속은 온도 상승에 따라 천천히 변하므로 샘플링 구간 동안 다음과 같이 가정한다.

$$\dot{\lambda}_m = 0 \quad (20)$$

식 (1)과 (20)을 이용해 쇄교 자속 추정을 위한 시스템을 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$\dot{\bar{x}}_1 = A\bar{x}_1 + Bu_1 + d \quad (21)$$

$$y_1 = C_1\bar{x}_1 \quad (22)$$

여기서 $\bar{x}_1 = [x_{1a} \ x_{1b}]^T = [i_{qs} \ \lambda_m]^T$

$$u_1 = v_{qs}, \ y_1 = i_{qs}, \ C_1 = [1 \ 0]$$

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s/L_s & -\omega_r/L_s \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/L_s \\ 0 \end{pmatrix}, \quad d = \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\omega_r i_{ds} \\ 0 \end{pmatrix}$$

가관측 조건이 만족되므로 축소 차수 관측기를 다음과 같이 구성할 수 있다[12].

$$\dot{\hat{x}}_{c1} = (a_{22} - L_1 a_{12})\hat{x}_{1b} + (a_{21} - L_1 a_{11})x_{1a} + (b_2 - L_1 b_1)u_1 + d_2 - L_1 d_1 \quad (23)$$

$$x_{c1} = \hat{x}_{1b} - L_1 y_1 = \hat{x}_{1b} - L_1 x_{1a} \quad (24)$$

여기서 L_1 은 관측기의 이득이다. 외란 토크 역시 샘플링 시간이 충분히 빠르다면 다음과 같이 가정할 수 있다.

$$T_d = 0 \quad (25)$$

식 (3)과 (25)를 이용하여 외란 토크 추정을 위한 시스템과 축소 차수 관측기를 구성할 수 있다[8].

5. 순차적 파라미터 튜닝 알고리즘

쇄교 자속과 외란 토크는 외란 관측기에 의해 실시간으로 추정될 수 있다. 하지만, 관성 변화가 큰 부하가 인가되는 경우, 속도 과도 특성이 빠른 경우, 및 샘플링 주기가 증가하는 경우 식 (25)는 더 이상 만족되기 어려워 외란 추정치는 상당한 오차를 가지며 이는 성능 저하의 중요 원인이 된다. 이러한 상황에서 제어기가 만족스러운 특성을 주기 위해서는 관성을 직접 추정할 필요가 있다. 하지만, 기존의 관성 추정 방식은 효과적인 추정 성능에도 불구하고 모든 서보 계통에 적용하기는 다소 어려운 주기적 속도 명령을 필요로 하는 단점이 있다[9]. 이를 해결하기 위해서는 구동 시스템의 초기 설치시 관성을 추정하는 튜닝 알고리즘이 요구된다.

한편 서보 시스템의 설치를 위해서는 동시에 다수의 전동기 파라미터와 부하 조건에 대한 정보가 필요하다. 하지만, 모든 전동기 파라미터를 한꺼번에 추정하기는 쉽지 않아 이를 해결하기 위해 안정되게 전동기의 주요 파라미터를 추정할 수 있는 순차적

파라미터 튜닝 기법이 제안된다. 그림 1은 본 논문에서 제안된 전동기 파라미터의 순차적 튜닝 절차를 나타낸다. 기본 개념은 전동기 초기 설치 및 기동시 주기적인 속도 명령을 인가하고 파라미터 자동 튜닝 알고리즘을 수행하여 속도 제어에 중요한 영향을 주는 파라미터를 시간 구간 별로 나누어 순서대로 추정해 내는 것이다. 이러한 방식을 통해 여러 파라미터를 동시에 추정하는 방식에서 존재하는 추정 이득 선정의 어려움을 줄이고 안정된 추정 성능을 제공할 수 있다. 특히 PMSM의 쇄교 자속, 외란 토크, 및 관성은 속도 동특성에 의해 서로 연관되어 있어 이들을 동시에 추정하는 경우 한 파라미터의 추정 실패 혹은 느린 추정 성능이 다른 파라미터의 추정에 영향을 줄일 수 있다.

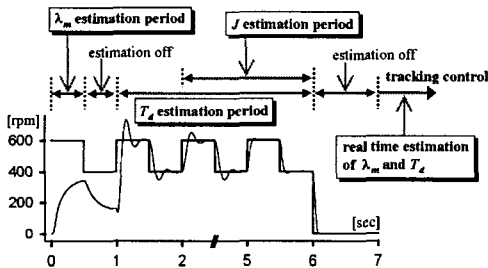


그림 1. PMSM을 위한 제안된 순차적 파라미터 튜닝 절차
 Fig. 1. The proposed sequential parameter auto-tuning process for a PMSM

그림 1에서는 속도 명령으로 600[rpm]에서 400[rpm]으로 변하는 1초 주기의 구형파 속도 명령을 사용한다. 먼저 t=0에서 0.5초까지는 쇄교 자속이 식 (23)~(24)를 이용하여 추정된다. t=1초에서 t=6초까지는 추정된 쇄교 자속 정보를 이용하여 외란 토크가 추정된다. 외란 토크 추정이 시작되면 추정된 외란 토크와 가속도 정보를 이용하여 속도 명령 한 주기에 대한 주기적분이 계산되어 관성이 추정된다.

기계적인 동특성에서 점성 마찰계수와 부하 토크로부터 관성 계수를 분리하여 추정하는 방법은 다음과 같이 설명될 수 있다. 식 (6)의 외란은 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{T}_d = \Delta J \dot{\omega}_m + \Delta B \omega_m + T_L \quad (26)$$

여기서 ω_m 은 기계 각속도이다. 식 (26)의 양변에 $\dot{\omega}_m$ 을 곱하고 속도 명령 한 주기에 대한 주기적분을 수행하면 다음 식을 구할 수 있다.

$$\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \hat{T}_d(t) \cdot \dot{\omega}_m(t) dt = \Delta J \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \dot{\omega}_m^2(t) dt + \Delta B \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \omega_m(t) \dot{\omega}_m(t) dt + T_L \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \dot{\omega}_m(t) dt \quad (27)$$

여기서 T_s 는 속도 명령 주기이다. 주기적 명령이 갖는 orthogonality에 의해 다음식이 만족된다[9].

$$\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \omega_m(t) \dot{\omega}_m(t) dt = 0 \quad (28)$$

$$\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \dot{\omega}_m(t) dt = 0 \quad (29)$$

식 (27)-(29)와 $J_{o,update} = J_o + \Delta J$ 의 관계를 이용하면 관성 계수가 다음과 같이 추정될 수 있다.

$$J_{o,update}(k) = J_o + \frac{\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \hat{T}_d \cdot \frac{\dot{\omega}_r}{p} dt}{\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \left(\frac{\dot{\omega}_r}{p}\right)^2 dt} \quad (30)$$

추정된 관성 계수의 충분한 수렴을 위해 이 과정은 수 사이클 반복되며 t=6초에서 모든 파라미터 튜닝 알고리즘이 끝나게 된다. 6초 동안의 파라미터 튜닝 절차가 끝나면 제어기는 쇄교 자속, 외란 토크 및 관성의 추정치를 유지하며 대기하다 새로운 속도 명령에 대해 속도 제어를 수행한다.

서보 시스템은 발열 등으로 인해 전동기의 최대 전류가 제한되어 있다. 제안된 순차적 튜닝 알고리즘으로 추정된 파라미터를 이용하여 전동기가 최대 허용 전류 이내에서 흐르도록 가속도 명령을 설정하는 것이 가능하다. 전동기의 최대 허용 전류의 피크치를 I_{max} 라 하면 가속 구간에서 전동기의 발생 토크와 부하는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_m i_{qs} \cong J \left(\frac{1}{p}\right) \dot{\omega}_r + T_L \quad (31)$$

Peak-invariant transform이 사용되어 i_{qs} 와 i_{α}

의 크기가 같고 $i_{qs} \leq I_{max}$ 의 조건을 만족하도록 식 (31)을 정리하면 다음과 같다.

$$i_{qs} \cong \frac{K \left(\frac{1}{p} \right) \dot{\omega}_r + T_L}{\frac{3}{2} p \lambda_m} \leq I_{max} \quad (32)$$

식 (32)를 가속도 신호에 대해 다시 정리하여 다음의 조건을 구할 수 있다.

$$\dot{\omega}_r \leq \left(\frac{p}{J} \right) \cdot \left(\frac{3}{2} p \lambda_m I_{max} - T_L \right) \quad (33)$$

추정된 파라미터 정보를 이용하고 가속도를 가속도 명령으로 대치하면 전류를 I_{max} 로 제한하기 위한 가속도 명령은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\dot{\omega}_r^* \leq \left(\frac{p}{J_{o, update}} \right) \cdot \left(\frac{3}{2} p \lambda_m \cdot I_{max} - T_L \right) \quad (34)$$

6. 시뮬레이션 및 실험 결과

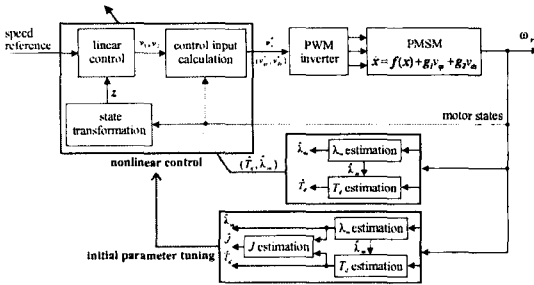


그림 2. 제안된 속도 제어 알고리즘
Fig. 2. Overall block diagram for the proposed speed control scheme

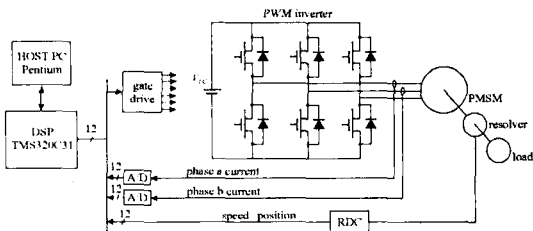


그림 3. 실험 시스템 구성
Fig. 3. Configuration of experimental system

제안된 제어 방식의 전체 블록 다이어그램은 그림 2와 같다. 전체 시스템은 비선형 속도 제어기, PWM

인버터, PMSM, 실시간 파라미터 추정을 위한 두 관측기, 및 순차적 파라미터 튜닝 알고리즘으로 구성된다. 외란 토크와 쇄교 자속은 초기 파라미터 튜닝 단계뿐만 아니라 튜닝 이후의 파라미터 및 부하 변화에 대응하기 위해 실시간으로 추정되며 추정된 파라미터는 제어 입력 전압의 계산을 위해 사용된다.

실험 시스템의 구성은 그림 3과 같다. 전체 속도 제어 및 튜닝 알고리즘은 DSP TMS320C31 프로그램으로 구현되며 샘플링 시간은 150 [μsec]로 설정된다. PMSM은 6.67[kHz] 스위칭 주파수의 3상 PWM 인버터로 구동된다. 회전자 속도와 회전자 절대 위치는 12[bit/rev]의 RDC를 통해 얻어지고 각 상 전류는 홀 센서를 통해 측정되어 $14/2^{11}$ [A] 분해능으로 DSP에 입력된다. 그림 4는 PMSM, 관성부하, 및 PMDC 발전기로 구성된 실험 시스템의 사진을 나타낸다. 시뮬레이션과 실험에서 사용된 PMSM의 정격은 표 1과 같다. d축 전류 명령은 0으로 설정되며 다음과 같은 속도 추종 명령이 사용된다.

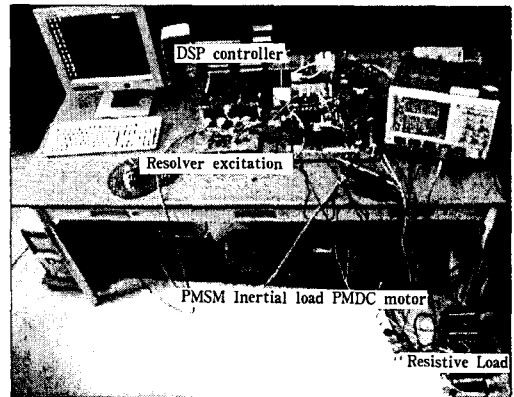


그림 4. 실험 시스템
Fig. 4. Experimental test setup

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

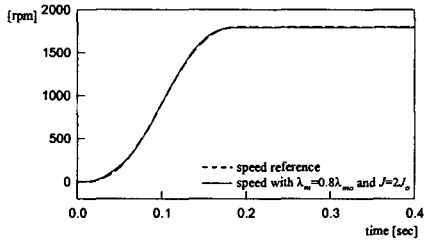
| | | | |
|-------|----------|---------|--|
| 정격 용량 | 690[W] | 정격 속도 | 3000[rpm] |
| 정격 토크 | 2.2[Nm] | 극 수 | 6 |
| 쇄교 자속 | 0.18[Wb] | 고정자 저항 | 3.4[Ω] |
| 인덕턴스 | 9.2[mH] | PMSM 관성 | 1.0×10^{-4} [Nm] · s ² |

$$\omega_r^* = \frac{\omega_{rf}}{T_f} t - \frac{\omega_{rf}}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi t}{T_f}\right) \quad (35)$$

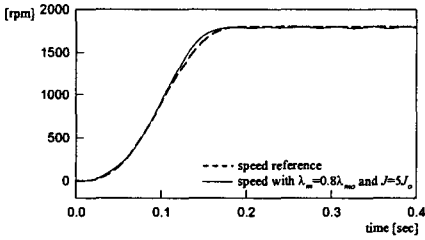
$$\dot{\omega}_r^* = \frac{\omega_{rf}}{T_f} - \frac{\omega_{rf}}{T_f} \cos\left(\frac{2\pi t}{T_f}\right) \quad (36)$$

여기서 ω_{rf} 는 최종 속도 값이고 T_f 는 가속 시간이다. 식 (35)-(36)의 속도 추종 명령을 사용하는 경우 전동기 전류를 I_{max} 로 제한하기 위한 가속도 명령은 식 (36)의 최대치가 $(2\omega_{rf}/T_f)$ 이고 순시 가속도가 항상 최대치 이내에서 있어야 하므로 식 (34)를 이용하여 T_f 를 다음과 같이 설정한다.

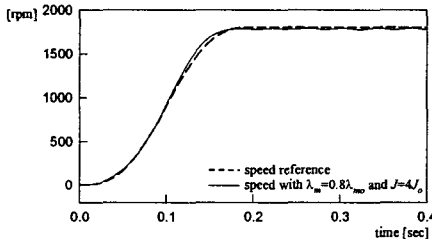
$$T_f \geq \frac{2\omega_{rf} J_{o,update}}{p \cdot \left(\frac{3}{2} p \lambda_m \cdot I_{max} - \tau_L\right)} \quad (37)$$



(a) $T = 150 \mu\text{sec}$



(b) $T = 150 \mu\text{sec}$



(c) $T = 200 \mu\text{sec}$

그림 5. 다양한 조건에서 기존 제어 방식의 속도 응답에 대한 시뮬레이션 결과

Fig. 5. Simulation results for the speed responses of the conventional scheme under various conditions

그림 5는 초기 파라미터 튜닝 없이 두 개의 관측

기만을 사용하여 실시간으로 외란 토크와 쇄교 자속을 추정하는 기존 방식에 대한 시뮬레이션 결과이다 [6]. 속도 오차 동특성의 극은 $-120 \pm j140$, 전류 오차 동특성의 극은 -1000 으로 설정하였다. 그림 5(a)는 제어 샘플링 주기로 150 [μsec]를 사용한 경우의 속도 응답이다. 그림 5(b)는 동일한 조건에서 부하 관성만 더 크게 변화된 경우의 속도 응답이다. 큰 관성 변화에 의해 외란 토크 추정 오차가 증가하고 이로 인해 속도 응답에 현저한 성능 저하를 확인할 수 있다. 그림 5(c)는 샘플링 주기가 증가한 경우의 결과로 샘플링 주기 동안 관성 변화에 의한 외란의 변화가 더 커져 그림 5(b)보다 작은 관성 변화에서 속도 응답 성능이 저하된다.

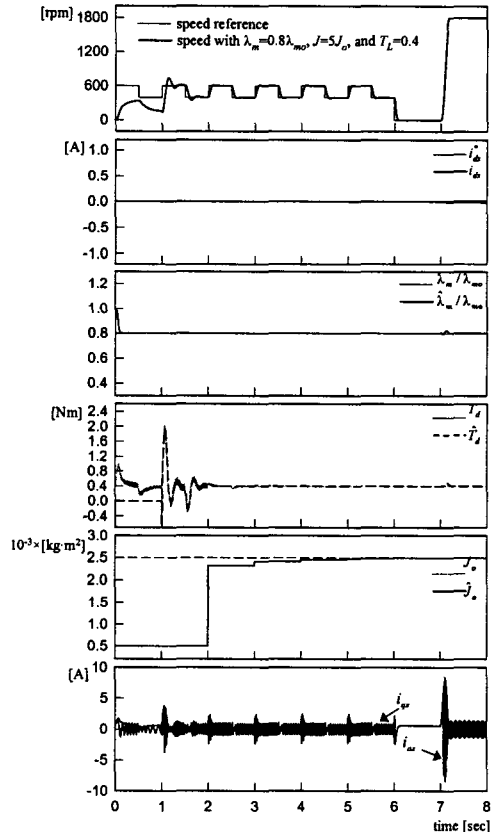


그림 6. 동시 순차적 파라미터 자동 튜닝 절차 및 속도 응답에 대한 시뮬레이션 결과

Fig. 6. Simulation results for the sequential parameter auto-tuning process at start-up and speed responses

그림 6은 기동시 순차적 파라미터 튜닝 알고리즘을 갖는 제안된 제어 방식에 대한 시뮬레이션 결과이다. 파라미터 추정을 위해 600[rpm]에서 400[rpm]으로 변하는 구형파 속도 명령이 사용되며 파라미터 및 부하 변화를 위해 $\lambda_m = 0.8\lambda_{m0}$, $J = 5J_0$, 및 부하토크 $T_L = 0.4[Nm]$ 가 사용된다. 파라미터 튜닝은 6초 내에 완료되어 추정된 파라미터와 식(37)을 이용하여 가속시간이 설정되고 속도 추종 명령이 발생된다. $t=0.5$ 초까지는 쇄고 자속만 추종하는 단계로 이 단계에서 여전히 속도 응답에 오차를 확인할 수 있다. $t=1$ 초에서 외란 토크가 추정되면 속도 오차는 크게 줄어들며 다시 한 주기가 끝나 주기적분이 수행되어 관성이 추정되는 단계인 $t=2$ 초에서는 속도 응답의 오버슈트가 현저하게 줄어드는 것을 볼 수 있다. 순차적 튜닝이 끝나면 파라미터는 추정치를 유지하다가 $t=7$ 초에서의 속도 추종 명령에 대해 추정치를 이용하여 제어를 수행한다.

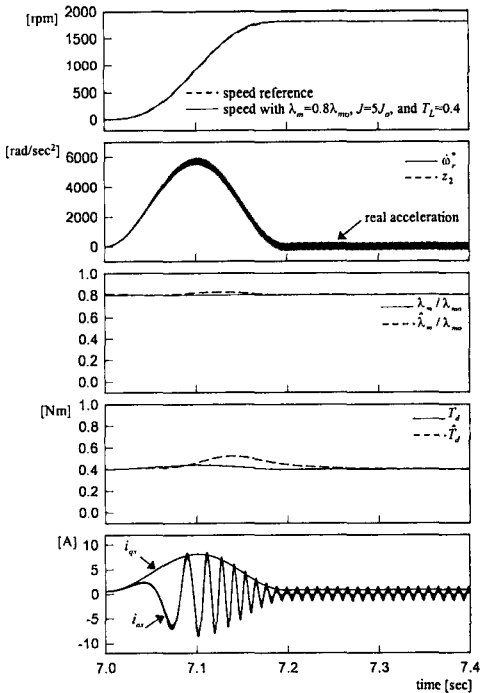


그림 7. 파라미터 튜닝 후의 속도 응답에 대한 시뮬레이션 결과
 Fig. 7. Simulation results for the speed responses after parameter auto-tuning process

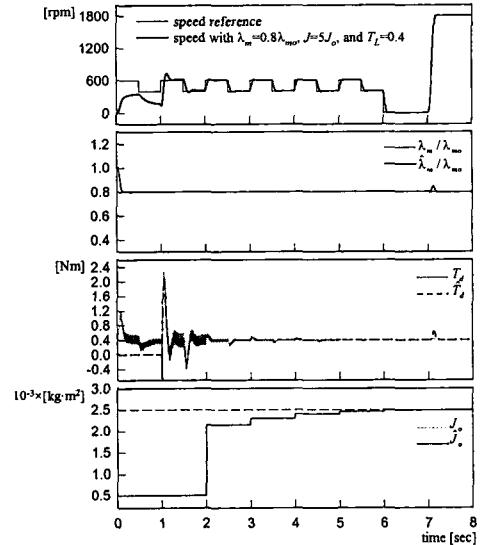


그림 8. $T=300[\mu\text{sec}]$ 를 사용한 시뮬레이션 결과
 Fig. 8. Simulation results using $T=300[\mu\text{sec}]$

그림 7은 순차적 파라미터 튜닝 알고리즘 이후의 속도 추종 명령에 대한 속도 응답 결과이다. 파라미터, 부하 토크, 및 관성의 큰 변화에도 그림 5(a)와 유사한 우수한 속도 응답을 보임을 알 수 있다.

그림 8은 그림 6과 동일한 조건에서 제어 샘플링 주기만을 $300[\mu\text{sec}]$ 로 변경한 경우의 시뮬레이션 결과이다. PWM 인버터의 스위칭 주파수는 $3.33[\text{kHz}]$ 가 되며 이로 인해 전류 리플이 다소 증가된다. 증가된 샘플링 주기로 인하여 관성 추정에 약간의 오차가 증가할 뿐 전체적인 관성 추정 성능에는 큰 변화가 없음을 볼 수 있다.

그림 9는 기동시 제안된 순차적 파라미터 자동 튜닝 절차와 속도 응답에 대한 실험 결과이다. 시뮬레이션에서와 같이 파라미터 튜닝 절차는 6초에 완료되어 추정된 파라미터와 식 (37)을 이용하여 전동기의 가속시간이 설정된다. 튜닝 후의 속도 추종 제어를 위한 가속시간은 실험 시스템에서의 관성 부하가 PMSM의 관성에 비해 상당히 커져 시뮬레이션 보다 다소 느리게 설정된다. 식 (30)으로 관성을 추정하기 위해서는 가속도에 대한 정확한 정보가 필요하다. 본 논문에서 가속도는 속도 미분으로 구해지며 미분에 의한 노이즈를 제거하기 위해 1차 저역통과 필터가 bilinear transform으로 이산화 되어 다음의

서보 설비를 위한 순차적 파라미터 자동 튜닝 알고리즘을 사용한 영구자석 동기전동기의 비선형 속도 제어

이산전달함수를 이용해 구현된다[13].

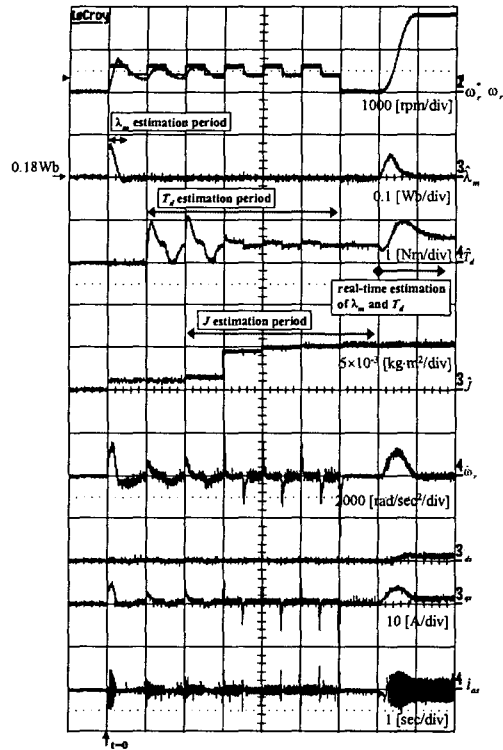


그림 9. 기동시 순차적 파라미터 자동 튜닝 절차 및 속도 응답에 대한 실험 결과

Fig. 9. Experimental results for the sequential parameter auto-tuning process at start-up and speed responses

$$G(z) = \frac{\hat{\omega}_r(z)}{\omega_r(z)} = \frac{aT(1+z^{-1})}{(2+aT)-(2-aT)z^{-1}} \quad (38)$$

그림 9는 첫 번째 파형부터 속도 응답, 쇄교 자속 추정, 외란 토크 추정, 관성 추정, 가속도 신호, d축 전류, q축 전류, 및 a상전류 응답을 보여준다. 제안된 방식의 유용성을 입증하기 위해 $\Delta\lambda_m = -0.2\lambda_{m0}$, $T_L = 0.4[\text{Nm}]$, 및 $J = 5J_0$ 의 변화를 동시에 인가하였으며 $t=3$ 초에서 쇄교 자속, 외란 토크, 및 관성의 순차적인 추정이 거의 완료됨에 따라 속도 오차가 크게 줄어들음을 확인할 수 있다.

그림 10은 파라미터 자동 튜닝 구간의 확대 파형으로 그림 9의 $t=0$ 에서 $t=6.5$ 초까지 구간에 대응된다. 2초 이후에 관성이 추정됨에 따라 관성 불일치에

의한 외란 토크 발생이 효과적으로 억제되어 오버슈트가 현저히 제거됨을 확인할 수 있다.

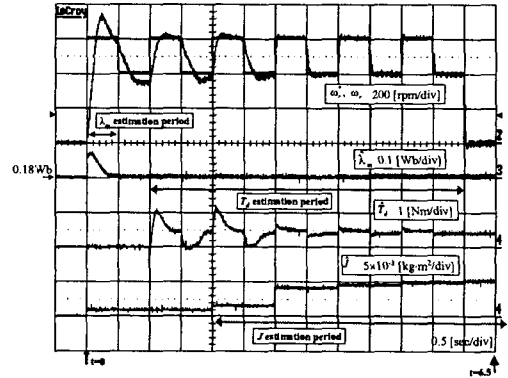


그림 10. 파라미터 튜닝 구간의 확대 파형
Fig. 10. Enlarged waveform of the parameter tuning period

그림 11은 파라미터 튜닝 알고리즘 이후의 속도 추종 명령에 대한 속도 응답으로 그림 7의 시뮬레이션 결과에 대응되는 실험 결과이다. 첫 번째 파형부터 속도명령, 속도, 쇄교 자속 추정, 외란 토크 추정, 관성 추정, q축 전류, 및 a상전류 파형을 보여준다.

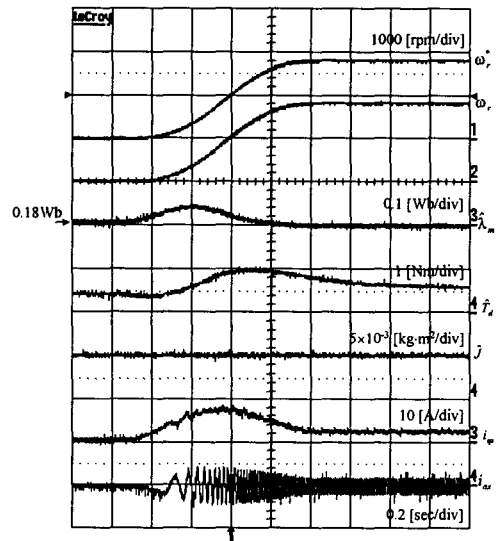


그림 11. 파라미터 튜닝 후의 속도 응답에 대한 실험 결과
Fig. 11. Experimental results for the speed responses after parameter auto-tuning process

7. 결 론

서보 설비의 강인한 속도 추종 제어기의 설계를 위해 기동시 전동기 파라미터의 순차적 자동 튜닝 알고리즘을 갖는 PMSM의 비선형 속도 제어 기법이 제안된다. 가속시 제어 성능 저하의 주 원인이 되는 관성 불일치에 의한 외란 토크를 최대한 줄이기 위해 관성이 추정된다. 특히, 관성 추정을 위해 기존의 방법에서와 같이 서보 시스템이 동작 중 주기적인 속도 명령을 가지는 제한을 피하기 위해 관성이 초기 튜닝 단계에서 추정된다.

일반적으로 서보 시스템에서 동특성에 영향을 주는 모든 파라미터를 동시에 추정하기는 쉽지 않다. 따라서 본 논문에서는 기동시 전동기 주요 파라미터를 시간 구간 별로 나누어 순서대로 추정하는 순차적 파라미터 튜닝 알고리즘이 제안된다. 또한, 서보 시스템의 큰 부하 및 관성 변화시 전동기의 최대 허용 전류를 초과하지 않는 가속도 명령이 계산된다. 이를 통해, 구동기의 입력 한계를 초과하지 않으며 최소 가속 시간을 갖는 서보 시스템 설계가 가능하다. 전체 제어 알고리즘이 DSP TMS320C31을 이용하여 구현되어 5배 정도의 관성 및 부하 토크 변동으로 인한 외부 외란과 20[%] 정도의 사체 파라미터 변화에 대해 우수한 성능을 가짐을 확인하였다. 제안된 방식은 큰 관성 변화 및 구동기의 입력 한계를 초과하지 않고 빠른 가속을 필요로 하는 서보 시스템 등에 효과적인 방법이 될 수 있으리라 기대한다.

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원 (과제번호 R-2003-B-288) 주관으로 수행된 과제임.

References

- [1] T. von Raumer, J. M. Dion, L. Dugard, and J. L. Thomas, "Applied nonlinear control of an induction motor using digital signal processing," *IEEE Trans. Contr. Syst. Tech.*, vol. 2, no. 4, pp. 327-335, 1994.
- [2] L. A. Pereira and E. M. Hemerly, "Design of an adaptive linearizing control for induction motors," in *Conf. Rec. IEEE IECON*, 1995, pp. 1012-1016.
- [3] B. Le Pioufle, "Comparison of speed nonlinear control strategies for the synchronous servomotor," *Electric*

Machines and Power Systems, vol. 21, pp. 151-169, 1993.

- [4] I. C. Baik, K. H. Kim, and M. J. Youn, "Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique," *IEEE Trans. Contr. Syst. Tech.*, vol. 8, no. 1, pp. 47-54, 2000.
- [5] K. H. Kim, I. C. Baik, S. K. Chung, and M. J. Youn, "Robust speed control of brushless DC motor using adaptive input-output linearisation technique," *IEE Proc. Electr. Power Applicat.*, vol. 144, no. 6, pp. 469-475, 1997.
- [6] K. H. Kim and M. J. Youn, "A nonlinear speed control for a PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique," *IEEE Trans. on Indus. Electr.*, vol. 49, no. 3, pp. 524-535, 2002.
- [7] J. J. E. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*. Prentice-Hall International Editions, 1991.
- [8] M. Iwasaki and N. Matsui, "Robust speed control of IM with torque feedforward control," *IEEE Trans. Indus. Electr.*, vol. 40, no. 6, pp. 553-560, 1993.
- [9] S. Kobayashi, I. Awaya, H. Kuromaru, and K. Oshitani, "Dynamic model based auto-tuning digital servo driver," *IEEE Trans. on Indus. Electr.*, vol. 42, no. 5, pp. 462-466, 1995.
- [10] N. J. Kim, H. S. Moon, and D. S. Hyun, "Inertia identification for the speed observer of the low speed control of induction machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, no. 6, pp. 1371-1379, 1996.
- [11] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*. New York: McGraw-Hill, 1986.
- [12] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley, 1994.
- [13] K. Ogata, *Discrete-time Control Systems*. Prentice-Hall, 1987.

◇ 저자소개 ◇

김경화 (金庚和)

1969년 3월 11일생. 1991년 2월 한양대 전기공학과 졸업(학사). 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.