

# 태양광 발전 기반 전동기 속도 제어를 위한 적응형 컨버터 제어 기법에 관한 연구

## A Study on Adaptive Converter Control Approach for Velocity Control of Electric Motors with Photovoltaic Power Generators

박성원\* · 김동완\* · 조현철†  
(Sung Won Park · Dong Wan Kim · Hyun Cheol Cho)

**Abstract** - This paper presents a new adaptive converter control approach for electric motor systems whose voltage source is excited from photovoltaic (PV) power generators. First, an electric model is represented with dynamic states and output velocity of such DC motor systems. We propose a hybrid converter control law in which a state feedback control is applied as an auxiliary control framework. Moreover, control parameter estimation is derived to realize adaptive converter systems for effective control performance against stochastic PV power excitation in practice. We carry out stability analysis for such converter system by using a well-known eigenvalue theory. Lastly, numerical simulation is conducted to test reliability of the proposed converter control approach and prove its superiority in the control point of view.

**Key Words** : Photovoltaic power generator, Motor speed control, Hybrid control, Adaptive state feedback control

### 1. 서 론

전 세계적으로 태양광 발전 시스템에 대한 많은 기술개발과 연구가 활발히 이루어지고 있다. 이러한 연구의 범주는 고효율 태양광 모듈의 개발, 고성능 전력 변환 기술 개발 등을 포함하고 있다[1][2]. 일반적으로 태양광 발전 시스템에서 전력 변환 장치는 태양광으로부터 변환된 DC 전력을 부하 특성에 맞는 적절한 전력으로 변환하는 것으로서, 주로 컨버터(converter)나 인버터(inverter) 등이 있다. 잘 알려진 바와 같이, 이러한 장치들은 전력용 반도체의 스위칭 제어 기술을 통해 태양광 발전기가 최대의 전력을 출력하도록 하는데 그 목적이 있다. 따라서 이 스위칭 제어 기술이 태양광 전력 변환 장치의 제어 성능을 좌우하며, 전체적으로 태양광 시스템의 출력에 큰 영향을 미치게 된다. 최근까지 태양광 시스템의 최대 출력 추종을 위한 다양한 연구가 발표되고 있으며 산업현장에 성공적으로 적용되는 사례가 늘고 있다.

Qi 등은 태양의 그늘이 발생하였을 경우 기존의 최대 출력 추종 기법의 단점을 보완하기 위하여, GPA(global peak area) 기법을 통한 적응형 최대 출력 추종 알고리즘을 개발하였다[3]. Sivakumar 등은 DC-DC 컨버터에서 가변 임피던스를 갖는 비선

형 부하특성에 대한 태양광 시스템의 최대 출력 제어 알고리즘을 개발하였으며, 기존 방식에 비해 전체적으로 전력 손실의 저하를 개선하였다[4]. Leyva 등은 소형 태양광 발전 시스템을 위한 전력변환장치의 sinusoidal power extremum-seeking 제어 기술을 제안하였으며, 기존의 리아푸노브 이론을 적용하여 시스템의 동적 안정성을 해석적 방법론을 통해 분석하였다[5]. Zhu 등은 독립형 태양광 발전기 시스템에서 배터리의 효율적인 충전을 위하여 새로운 TPC(three-port converter) 제어 기술을 제안하였으며, 컨버터의 에너지 평형 제어 기능을 더욱 강화하여 전체적인 발전 효율을 증대시켰다[6]. 또한 Simon 등은 기존의 부스트 컨버터 장치에 추가적으로 인덕턴스와 캐피턴스를 삽입하여 새로운 방식의 컨버터 기술을 개발하여, 태양광 시스템을 위한 incremental conductance 기반 최대 전력 추종 알고리즘을 제안하였다[7].

본 논문은 태양광 발전기를 주동력으로 하는 직류 전동기의 속도제어를 위한 컨버터 시스템의 적응 제어 기법을 제안한다. 우선, 태양광 컨버터 시스템과 직류 전동기의 전기회로 모델을 수립한 후 이 모델에 대한 상태 공간 방정식을 표현한다. 제안하는 컨버터의 제어 기법으로는 상태 피드백 제어 이론을 적용하며 적응형 제어 방식을 위한 파라미터 추종 알고리즘 또한 도출한다. 다음으로, 기존에 널리 알려진 고유치(eigenvalue) 이론[8]을 통해 구현한 전체 시스템 모델의 안정성 해석을 위한 방법론을 제시하였다. 마지막으로, 제안한 제어 기법의 타당성 검증 및 성능의 우수성 입증을 위한 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다.

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Ulsan College, Korea  
E-mail : hcjo@uc.ac.kr

\* Dept. of Electrical Engineering, Tongmyong University, Korea  
Received : June 13, 2016; Accepted : July 19, 2016

## 2. 시스템 구성

본 논문에서 고려하는 태양광 발전기 기반 직류 전동기의 속도 제어 시스템의 개념도는 그림 1과 같다. 여기서, 태양광 모듈에서 발전되는 전력은 DC-DC 컨버터를 거쳐 직류 전동기의 입력 전압으로 인가되어 회전 속도를 발생하게 된다. 제어 알고리즘에 의해 컨버터는 바람직한 회전 속도를 출력하기 위한 제어 전압을 발생하게 된다. 본 논문에서 제안하는 제어 기법은 공칭 제어기와 보조 제어기로 구성되는 하이브리드 형태의 제어 시스템으로서 적응 제어 알고리즘의 보조 제어 규칙을 포함한다. 구성된 전체 시스템은 크게 태양광 발전기, 컨버터 및 전동기 시스템으로 나눌 수 있다.

본 논문은 부스트 방식의 DC-DC 컨버터와 선형 직류 전동기 모델을 고려하였으며 각 장치들의 전기 회로도도 그림 2와 같다. 여기서, 컨버터 모델에서  $L$ ,  $C$ ,  $R_L$ 은 인덕턴스, 캐패시턴스, 저항을 각각 나타내며,  $V_{pv}(t)$ 는 태양광 발전기의 출력 전압,  $i_{pv}(t)$ 는 출력 전류,  $v(t)$ 는 단자 전압을 각각 나타낸다. 또한 전동기 회로에서  $R_a$ 과  $L_a$ 은 전기자 권선의 저항 및 인덕턴스를 나타내며,  $i_a(t)$ 와  $\omega_m(t)$ 는 각각 전동기의 전기자 전류 및 회전 속도를 나타낸다.

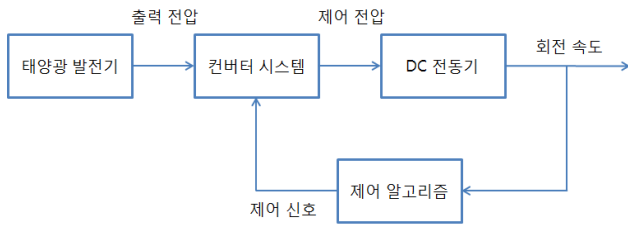


그림 1 태양광 발전기 기반 직류 전동기 속도 제어 시스템 블록 선도

Fig. 1 A block diagram of velocity control system of DC electric motors with PV generators

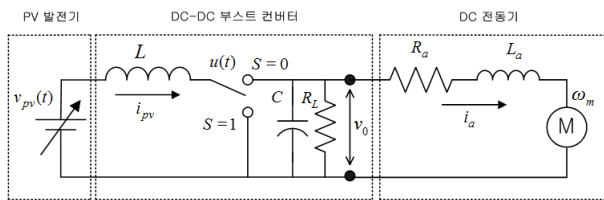


그림 2 태양광 발전기 기반 전동기 시스템의 전기회로 모델

Fig. 2 An electric circuit model of PV generator based electric motor systems

## 3. 수학적 모델링

그림 2의 전기 모델을 수학적 방정식으로 표현하기 위하여, 태양광 발전기를 포함한 컨버터 시스템 모델과 전동기 시스템 모델을 구분하여 방정식을 수립한 후, 두 방정식을 통합하여 전체 시

스템의 수학적 모델을 구현한다.

### 3.1 DC-DC 컨버터

컨버터 시스템의 수학적 방정식을 수립하기 위하여 우선, 시스템 상태 변수는 전류  $i_{pv}(t)$ 와  $v(t)$ 로 하였다. DC-DC 컨버터에서 스위칭 모드는  $s=0$ 과  $s=1$ 의 두 개의 형태로 동작되어 진다. 이 두 스위칭 모드 동작에 따라 두 가지 경우의 회로 방정식으로 구성되며, 이 두 회로의 조합을 통해 평균 상태 공간 방정식으로 표현되며 다음과 같다[9].

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{pv}(t) = \frac{v_{pv}(i_L, t)}{L} - \frac{v(t)}{L} + \frac{v(t)}{L} u(t) \\ \frac{d}{dt} v(t) = \frac{i_{pv}(t)}{C} - \frac{v(t)}{CR_L} - \frac{i_{pv}(t)}{C} u(t) \end{cases} \quad (1)$$

여기서  $u(t)$ 는 0에서 1까지의 값을 갖는 제어 입력 변수로서, 컨버터의 듀티(duty) 비율을 나타낸다. 제어기 설계를 통해 이 제어 변수의 적절한 값을 선택함으로써 바람직한 제어 성능을 기대할 수 있다. 식 (1)에서 전류  $i_{pv}(t)$  및 전압  $v(t)$ 는 각각 제어 입력 변수  $u(t)$ 와 서로 곱의 형태의 비선형 구조를 포함하고 있는 것을 알 수 있다.

### 3.2 직류 전동기

본 논문의 직류 전동기는 별도의 여자 방식을 고려하지 않았으며 전기자 전압을 통해 전동기의 속도를 조절하는 방식을 고려한다. 그림 2의 직류 전동기 모델에서 상태 변수를 전기자 전류  $i_a(t)$ 와 회전 속도  $\omega_m(t)$ 로 하였으며 수학적 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_a(t) = -\frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{K_b}{L_a} \omega_m(t) + \frac{1}{L_a} e_a(t) \\ \frac{d}{dt} \omega_m(t) = \frac{K_t}{J_m} i_a(t) - \frac{B_m}{J_m} \omega_m(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) \end{cases} \quad (2)$$

여기서  $K_b$ 는 전동기의 역기전력 상수,  $K_t$ 는 전동기의 토크 상수,  $J_m$  및  $B_m$ 은 전동기와 부하 사이의 관성 모멘트 상수 및 마찰 상수,  $T_L$ 는 부하 토크,  $e_a(t)$ 는 전동기의 입력 전압을 나타내며, 이 전압은 컨버터의 단자 전압과 같으므로  $e_a = v$ 가 된다.

### 3.3 통합 시스템 방정식

식 (1)과 (2)를 간단히 조합하여 그림 2의 전체 시스템의 수학적 방정식을 표현할 수 있다. 이러한 통합된 모델에서 상태 벡터는 태양광 발전기의 출력 전류  $i_{pv}(t)$ 와 컨버터의 단자 전압  $v(t)$  그리고 전동기의 전기자 전류  $i_a(t)$ 와 회전 속도  $\omega_m(t)$ 이며 출력 변수는 회전 속도  $\omega_m(t)$ 으로 정의하였으며, 상태 공간 방정식 및 출력 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}x(t) = Ax(t) + B(t)u(t) + W(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (3)$$

여기서  $x(t) = [i_{pv}(t) \ v(t) \ i_a(t) \ \omega_m(t)]^T$ 는 상태 벡터,  $y(t)$ 는 출력 변수를 나타내며, 상태 행렬  $A$ , 입력 행렬  $B(t)$ , 외부 입력 행렬  $W(t)$  및 출력 행렬  $C$ 는 각각 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ 0 & 0 & \frac{K_t}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix}, \quad B(t) = \begin{bmatrix} \frac{v(t)}{L} \\ -\frac{i_{pv}(t)}{C} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$W(t) = \begin{bmatrix} \frac{V_{pv}(t)}{L} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{T_L(t)}{J_m} \\ -\frac{V_{pv}(t)}{J_m} \end{bmatrix}, \quad C = [0001]$$

여기서, 행렬  $W(t)$ 는 태양광 발전기의 출력 전압  $V_{pv}(t)$ 과 전동기에 가해지는 외부 토크 변수  $T_L(t)$ 를 포함하고 있는 시변(time-varying) 함수가 되며, 입력 행렬  $B(t)$  또한 시변 전압  $v(t)$  및 시변 전류  $i_{pv}(t)$ 를 각각 포함하고 있다.

#### 4. 제어기 설계

일반적으로, 식 (3)에 표현한 동적 시스템의 제어 목적은 제어 입력 변수  $u(t)$ 를 통해 출력  $y(t)$ 가 바람직한 동특성을 유지하면서 설정치  $r$ 에 도달하게 하는 것이다. 다시 말해, 전동기의 출력 속도  $\omega_m(t)$ 가  $t \rightarrow \infty$ 일 때 설정치 속도  $r$ 에 안정하게 도달할 수 있는  $u(t)$ 에 대한 제어 규칙을 정의하는 것이다. 우선, 식 (3)의 제어 변수  $u(t)$ 를 공칭(nominal) 제어 변수  $u^*(t)$ 와 보조 제어 변수  $\tilde{u}(t)$ 의 단순한 조합으로 구성하며 수학적으로 다음과 같이 표현된다.

$$u(t) = u^*(t) + \tilde{u}(t) \quad (4)$$

여기서 공칭 제어 변수  $u^*(t)$ 는 태양광 발전기의 출력 전압  $v_{pv}(t)$ 과 전동기의 정격 입력 전압  $V_m$ 으로 정의되며 다음과 같다.

$$u^*(t) = 1 - \frac{v_{pv}(t)}{V_m} \quad (5)$$

식 (5)의 공칭 제어의 목적은 컨버터의 출력 전압 또는 전동기의 입력 전압을 일정하게 제공하는 것이다. 식 (4)에서 보조 제어 규칙은 일반적으로 잘 알려진 상태 피드백 제어 기법을 적용하며 수학적으로 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{u}(t) = -Kx(t) + lr \quad (6)$$

여기서  $K \in R^{1 \times 4}$ 는 제어 파라미터 행렬,  $l \in R$ 은 스칼라 변수를

각각 나타낸다. 식 (5)와 식 (6)을 식 (4)에 각각 대입하면 최종적으로 제어 입력 변수는 다음과 같다.

$$u(t) = 1 - \frac{v_{pv}(t)}{V_m} - Kx(t) + lr \quad (7)$$

식 (7)에서 제어 파라미터 행렬  $K$ 와 스칼라  $l$ 은 주어진 제어 목적을 달성하기 위하여 최적화 기법을 통해 적절한 값으로 선택되어야 한다.

#### 4.1 제어기 파라미터 추정

최적화 기법을 통해 식 (7)에서 제어기 파라미터  $K$ 와  $l$ 의 최적 값을 추정하기 위하여, 설정치  $r$ 과 출력 변수  $y$ 와의 오차 변수  $e$ 를 이용하여 다음과 같은 평가함수를 정의한다.

$$J = \frac{1}{2}e^2 = \frac{1}{2}(r - y) \quad (8)$$

식 (7)의 제어기 파라미터의 수정 규칙은 식 (8)의 평가함수를 최소화하기 위하여 추정되어야 하며 이를 수학적으로 표현하면

$$\dot{K}(t) = -\eta \frac{\partial J}{\partial K} \quad (9-1)$$

$$\dot{l}(t) = -\eta \frac{\partial J}{\partial l} \quad (9-2)$$

와 같다. 여기서  $\eta$ 는 0과 1사이의 값을 갖는 수정 상수이며, 각각의 편미분 항은 미분의 연쇄법칙(chain rule)를 이용하면 다음과 같이 각각 전개된다.

$$\frac{\partial J}{\partial K} = \frac{\partial J}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial K} \quad (10-1)$$

$$\frac{\partial J}{\partial l} = \frac{\partial J}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial l} \quad (10-2)$$

여기서 각 편미분 항을 풀면 다음과 같다.

$$\frac{\partial J}{\partial e} = e, \quad \frac{\partial e}{\partial y} = -1, \quad \frac{\partial u}{\partial K} = -x^T, \quad \frac{\partial u}{\partial l} = r \quad (11)$$

또한  $\partial y / \partial u$ 는 Jacobian 미분 항으로서 직접 그 해(solution)을 구하기가 어려우므로 다음과 같은 근사 해를 이용한다[10].

$$\frac{\partial y}{\partial u} \approx \left( \frac{y(n) - y(n-1)}{u(n) - u(n-1)} \right) \quad (12)$$

식 (11)과 식 (12)를 식 (10)에 각각 대입하여 정리하면 제어기 파라미터  $K$ 와  $l$ 의 수정 규칙은 다음과 같다.

$$\dot{K}(t) \approx -\eta e x^T \left( \frac{y(n) - y(n-1)}{u(n) - u(n-1)} \right) \quad (13-1)$$

$$\dot{l}(t) \approx \eta e r \left( \frac{y(n) - y(n-1)}{u(n) - u(n-1)} \right) \quad (13-2)$$

그림 3은 본 논문에서 제안한 컨버터 시스템을 위한 적응형 상태 피드백 제어 시스템의 구성도를 보여준다.

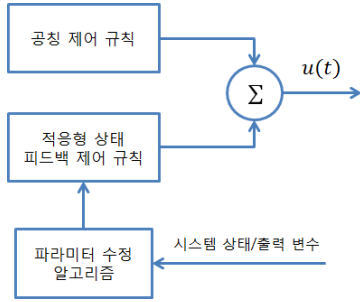


그림 3 제안한 적응형 상태 피드백 제어 시스템 구성도

Fig. 3 A schematic diagram of the proposed adaptive state feedback control systems

### 5. 안정성 해석

본 논문은 기존에 잘 알려진 고유치(eigenvalue) 이론[8]을 통해 식 (3)의 태양광 발전기 기반 전동기 시스템 모델의 안정성 분석을 실시한다. 우선, 식 (3)의 상태 공간 방정식을 다시 표현하면

$$\frac{d}{dt}x(t) = \tilde{A}(t)x(t) + W(t) \quad (14)$$

와 같으며 여기서 시변 상태 행렬  $\tilde{A}(t)$ 는 다음과 같다.

$$\tilde{A}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L}(1-u(t)) & 0 & 0 \\ \frac{1}{C}(1-u(t)) & -\frac{1}{CR_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ 0 & 0 & \frac{K_i}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix} \quad (15)$$

식 (15)의 행렬  $\tilde{A}(t)$ 에서  $u(t)$ 의 범위는  $0 \leq u \leq 1$ 이며, 크게  $u=0$ ,  $u=1$ , 그리고  $0 < u < 1$ 의 3 가지 경우를 고려한다. 우선,  $u=0$  및  $u=1$ 인 경우, 식 (15)의 상태 행렬  $\tilde{A}(t)$ 를 표현하면 각각 다음과 같다.

$$\tilde{A}_{u=0} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ 0 & 0 & \frac{K_i}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix},$$

$$\tilde{A}_{u=1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ 0 & 0 & \frac{K_i}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix} \quad (16)$$

식 (16)에서 두 행렬은 시불변(time-invariant) 행렬로서 기존의 고유치 이론을 적용하여 간단하게 안정성을 판별할 수 있다. 다시 말해, 식 (16)의 상태 행렬의 고유치 또는 근(roots)을 구하여 그 실수부의 값을 검증하면 된다. 즉, 고유치의 실수부가 음수이면 시스템의 상태는 안정하고 그렇지 않은 경우 불안정한 상태를 가진다. 식 (16)에 대하여 안정한 조건을 수학적으로 표현하면  $Re\{\lambda(A_{u=0})\} < 0$  및  $Re\{\lambda(A_{u=1})\} < 0$ 와 같다. 여기서  $\lambda$ 는 고유치를 나타낸다. 제어 시스템 설계 단계에서, 식 (16)의 행렬에 포함되어 있는 파라미터의 값을 적절하게 선택함으로써 안정한 상태 행렬을 구현할 수 있다. 다음으로, 제어 입력 변수가  $0 < u(t) < 1$ 의 범위일 때, 안정성을 분석하기 위하여, 마찬가지로 식 (15)를 다음과 같이 다시 표현한다.

$$\tilde{A}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\bar{u}(t)}{L} & 0 & 0 \\ \frac{\bar{u}(t)}{C} & -\frac{1}{CR_L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} \\ 0 & 0 & \frac{K_i}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix} \quad (17)$$

여기서  $\bar{u}(t) = 1 - u(t)$ 이며  $0 < \bar{u} < 1$ 의 범위를 갖는다. 식 (17)은 시변 행렬로서, 앞서 이용한 고유치 이론을 통한 안정성 해석이 다소 어렵다. 따라서 이러한 경우 수치 해석적(numerical analysis) 방법론을 통해 시스템 상태의 안정성을 검증할 수 있다. 다시 말해, 실시간 실험 또는 시뮬레이션 과정에서 수치적 방법을 통해 식 (17)의 고유치 또는 근을 구하여 그 실수부의 값을 검증하여 안정성을 분석하여야 한다. 또한 4절에서 언급한 제어기의 파라미터 추정 과정에 식 (17)의 안정성 결과를 국부적으로(globally) 안정한 제어기 파라미터를 추정하는데 이용할 수 있다.

### 6. 컴퓨터 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 컨버터 제어 기법의 타당성을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션에 적용한 식 (1)과 식 (2)에서 컨버터 및 전동기의 파라미터 값은 각각 다음과 같다.

$$L = 1.5[mH], \quad C = 500[\mu F], \quad R_L = 10[\Omega],$$

$$B_m = 1[Nm/rad/sec], \quad J_m = 0.02[Nm/rad/sec^2],$$

$$K_i = 1[Nm/A], \quad K_b = 1[V/rad/sec],$$

$$T_L = 1[Nm], \quad L_a = 50[mH], \quad R_a = 1[\Omega]$$

태양광 발전기의 출력 전압은 평균값이 20[V]이며 분산(variance)이 1인 가우시안 신호를 이용하여 2초 동안 발생하도록 만들었으며 그림 4에 파형으로 도시하였다. 식 (7)에서 공칭 제어 규칙을 위하여  $V_m = 30[V]$ 으로 하였으며 전동기의 속도 설정치는  $r = 25[rad/sec]$ 로 두었다. 우선, 제안한 적응형 상태 피드백 제어를 구성하기 위하여 4절에서 서술한 제어기 파라미터 추

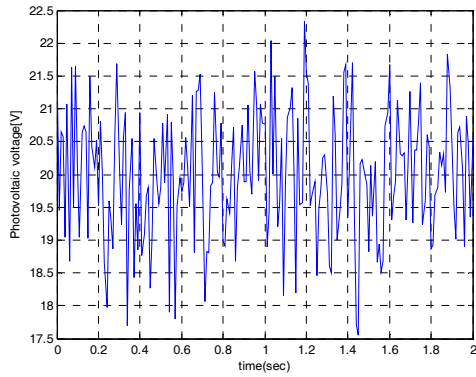


그림 4 태양광 발전기의 출력 전압  
Fig. 4 The output voltage from the PV power generator

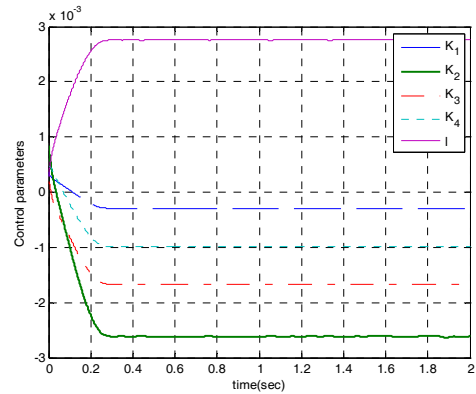


그림 6 제어기 파라미터의 수정 과정  
Fig. 6 Time-histories of the updated control parameters

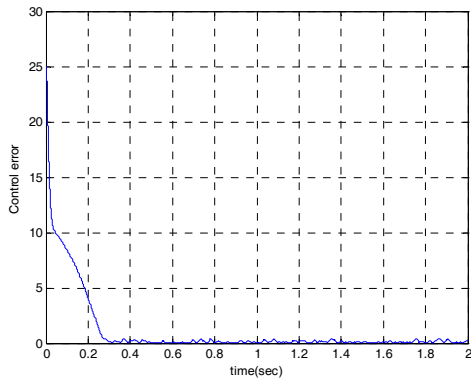


그림 5 제어 오차 파형  
Fig. 5 Waveform of control error

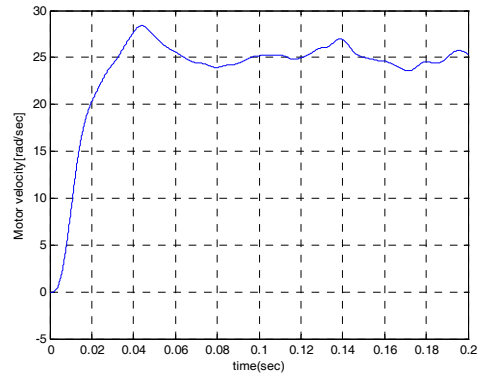


그림 7 기존 제어 방식에 의한 전동기의 출력 속도  
Fig. 7 Velocity of the electric motor by conventional control method

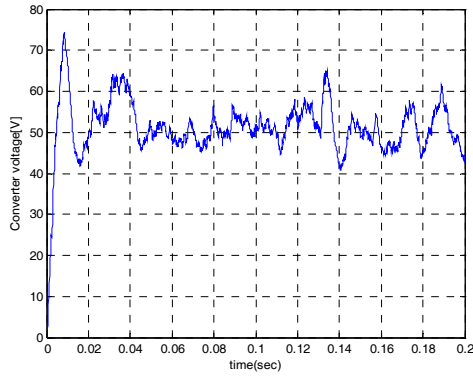
정법을 통해  $K$ 와  $l$ 의 값을 결정하였다. 이 두 파라미터의 초기 값은 0과 0.001사이의 항등분포(uniformed distribution)를 갖는 무작위 값으로 하였으며 식 (9)에서  $\eta = 5 \times 10^{-7}$ 로 결정하였다. 이러한 시뮬레이션 시나리오 환경에서 제어 오차  $E = \sqrt{(r-y)^2}$ 가 가장 작은 값을 갖는 최적의 제어 성능을 도출할 때까지 반복 추정을 실시하였다. 그림 5는 최적의 제어 성능을 가질 때의 이 오차 함수를 파형으로 나타내며 그림 6은 이 때 제어기 파라미터의 추정 파형을 보여준다. 우선 그림 5의 오차의 경우, 초기 시간에서 약 0.3초 부근까지 오차가 급격하게 변화되는 것을 볼 수 있으며 그 이후에는 오차 값이 크게 줄어들어 거의 일정한 값을 갖는 것을 볼 수 있다. 그림 6의 제어기 파라미터의 추정 파형 또한 제어 오차가 현저하게 줄어든 0.3초 부근에서 거의 일정한 값으로 수렴하는 것을 볼 수 있다. 이 파라미터 추정 결과를 통해 최종적으로 파라미터 값은 다음과 같이 결정되었다.

$$K = [-0.3 \ -2.6 \ -1.7 \ -0.1] \times 10^{-3}, \quad l = 2.8 \times 10^{-3}$$

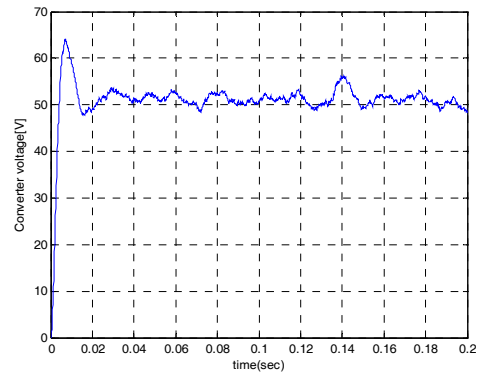
이 파라미터 값을 적용하여 본 논문에서 제안한 상태 피드백 제어 시스템을 구성하였으며, 제어 성능을 비교 검증하기 위하여 기존의 제어 기법 또한 동일한 시나리오를 통해 함께 시뮬레이션

을 실시하여 결과를 분석하였다. 우선 그림 7은 기존의 상태 피드백 제어 기법을 적용하였을 경우 전동기의 속도 응답을 보여준다. 이 파형으로부터, 주어진 제어 시간동안 시스템 응답은 설정치에 도달하지 못하는 것을 볼 수 있다. 그림 8은 컨버터에서 출력되는 전압을 보여주고 있으며 마찬가지로 정상상태 응답에서 일정한 전압으로 수렴하지 못하며 매우 큰 리플 전압을 발생하는 것을 볼 수 있다. 그림 9는 이때의 제어 입력 파형을 보여준다.

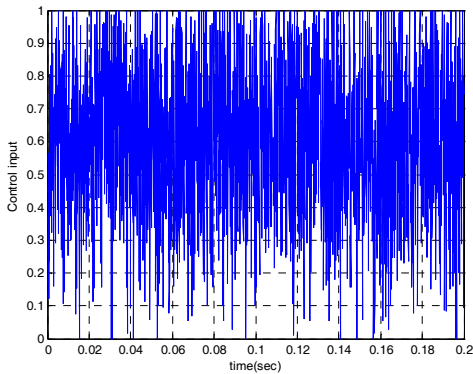
다음은 본 논문에서 제안한 제어 기법을 적용하여 시뮬레이션을 실시하였으며 이때 전동기의 출력 속도는 그림 10과 같다. 이 파형으로부터 알 수 있듯이, 약 0.04초까지 과도응답 특성을 가지며 그 이후에는 전동기의 속도가 거의 설정치에 수렴하는 것을 볼 수 있다. 여기서, 정상상태 응답 구간에서 완전하게 설정치를 갖는 게 아니라 약간의 리플 현상을 발생하는 것은 태양광의 출력 전압이 일정한 값이 아니라 랜덤 값으로 변하기 때문에 이러한 응답 특성을 매우 타당한 것으로 간주된다. 그림 7의 기존의 제어 방식에 대한 전동기의 출력 특성을 비교할 경우, 제어 측면에서 볼 때, 본 논문에서 제안한 제어 기법이 전체적으로 매우 월등하게 개선되었음을 쉽게 알 수 있다. 특히 정상상태 응답 측면에서 그림 7의 경우 전동기의 속도가 주어진 제어 시간동안



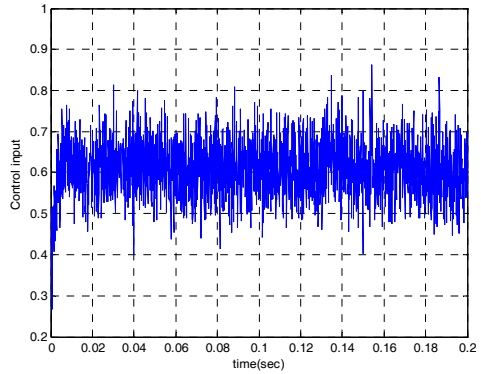
**그림 8** 기존 제어 방식에 의한 컨버터의 출력 전압  
**Fig. 8** The output voltage of the converter by conventional control method



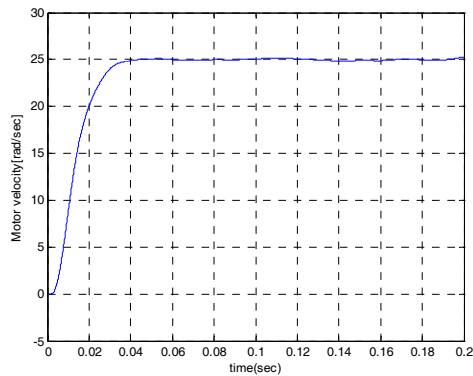
**그림 11** 제안한 제어 방식에 의한 컨버터의 출력 전압  
**Fig. 11** The output voltage of the converter by the proposed control method



**그림 9** 기존 제어 방식에 의한 제어 입력 파형  
**Fig. 9** Control input by conventional control method



**그림 12** 제안한 제어 방식에 의한 제어 입력 파형  
**Fig. 12** Control input by the proposed control method



**그림 10** 제안한 제어 방식에 의한 전동기의 출력 속도  
**Fig. 10** Velocity of the electric motor by the proposed control method

수렴하지 못하고 불안정한 응답 특성을 보이는 반면, 그림 10의 경우는 오버슈트 등과 같은 현상이 발생하지 않고 매우 안정적인 정상상태 응답 특성을 발생하는 것을 볼 수 있다. 그림 11은 제안한 제어 시스템을 구성하였을 경우 컨버터의 출력 전압을 보여

주고 있으며 그림 8과 비교하였을 경우 정상상태 응답 면에서 출력 특성이 현저하게 개선되었음을 알 수 있다. 마지막으로 그림 12는 마찬가지로 이때 제어 입력 파형을 보여주고 있으며 약 0.5에서 0.7 사이의 듀티 비율을 발생하고 있다.

## 7. 결 론

본 논문은 태양광 발전기 기반 직류 전동기의 속도 제어를 위한 컨버터 시스템의 제어 기술을 제안하였다. 첫 번째로, 태양광 컨버터 시스템과 직류 전동기의 전기공학적인 모델과 수학적 모델을 각각 수립하였다. 제안하는 제어기의 구조는 기존의 듀티비를 기반으로 하는 공칭 제어 규칙과 적응형 상태 피드백 제어를 기반으로 하는 보조 제어 규칙을 서로 통합한 하이브리드 제어 방식으로 이루어져 있다. 상태 피드백 제어는 불확실성 요소로 인하여 발생하는 제어 오차를 감소하기 위한 목적으로 적용되며, 최적화 기법을 통해 적응형 파라미터 추정 알고리즘이 도출되었다. 또한, 고유치 이론을 통해 안정성 해석을 실시하였으며, 컨버터 시스템의 제어 입력 변수인 듀티비의 범위에 따른 상태 행렬의 구조를 각각 구분하여 표현한 후, 각각의 안정성의 조건을 수



학적으로 분석하였다. 마지막으로, 본 논문에서 제안하는 컨버터 시스템의 제어 기법의 타당성을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였으며 기존의 제어 방식과의 비교 실험을 통해 성능의 우수성을 입증하였다. 이러한 시뮬레이션 실험에 대한 결과는 다음과 같다.

- 무작위 전압을 출력하는 태양광 발전기에 대하여 제어기의 파라미터 추정 값이 일정한 수렴 특성을 보이는 것으로 관측되었으며, 이러한 결과를 통해 제안한 파라미터 추정 알고리즘이 수치학적 타당하다는 것으로 분석됨.
- 기존 제어 방식을 적용하였을 경우 과도응답에서 최대 40% 정도의 오버슈트가 발생하였으며 정상상태 응답에서도 약 35%의 제어 오차가 발생하는 것을 관측하였음.
- 제안한 제어 기법의 경우 과도응답에서 오버슈트가 거의 발생하지 않았으며 정상상태 응답에서도 제어 목표 값에 거의 일정하게 유지하는 것을 볼 수 있었음.
- 이러한 두 시뮬레이션 결과를 통해, 제안한 컨버터 제어 기법의 경우, 기존의 컨버터 제어 기법에 비해 전체 응답 면에서 90% 이상의 제어 성능이 개선되었음.
- 제어 입력 변수인 듀티비의 동특성의 경우에도 기존 제어 기법의 듀티비는 0과 1사이의 모든 범위의 값을 출력하지만, 제안한 제어 기법의 경우 0.5와 0.7 사이의 범위에 주로 한정되어 있어 기존 제어 방식에 비해 매우 안정적인 제어 입력 값을 산출하는 것으로 분석됨.

향후 연구로는 실시간 실험을 통해 제안한 태양광 컨버터 시스템의 제어 기술의 타당성을 더욱 면밀하게 검증할 것이며, 실제 산업현장의 시스템에 적용하여 실적용 가능성 또한 입증할 것이다.

### References

[1] R. A. Messenger, J. Ventre, *Photovoltaic systems engineering*, CRC Press, 2010.

[2] H. C. Cho, "Fault location diagnosis technique of photovoltaic power systems through statistic signal process of its output power deviation," *Trans. of Korean Institute of Electrical Engineers*, vol. 63, no.11, pp. 1545-1550, 2014.

[3] J. Qi, Y. Zhang, Y. Chen, "Modeling and maximum power point tracking (MPPT) method for PV array under partial shade conditions," *Renewable Energy*, vol. 66, no. 6, pp. 337-345, 2014.

[4] P. Sivakumar, A. Kader, K. Abdul, Y. Kaliavaradhan, M. Arutchelvi, "Analysis and enhancement of PV efficiency with incremental conductance MPPT technique under non-linear loading conditions," *Renewable Energy*, vol. 81, pp. 543-550, 2015.

[5] R. Leyva, C. Olalla, H. Zazo, C. Cabal, A. Cid-Pastor, I. Queinnec, C. Alonso, "MPPT based on sinusoidal extremum-seeking control in PV generation," *Int. J. of*

*Photoenergy*, vol. 2012, pp. 1-7, 2012.

[6] H. Zhu, D. Zhang, H. S. Athab, B. Wu, Y. Gu, "PV isolated three-port converter and energy-balancing control method for PV-battery power supply applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3595-3606, 2015.

[7] S. Simon, J. Das, "PV powered soft switched boost converter using MPPT control," *Annual Int. Conf. on Emerging Research Areas: Magnetics, Machines & Drives*, pp.1-6, 2014.

[8] H. K. Khalil, *Nonlinear systems*, Prentice Hall, 2001.

[9] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, 2001.

[10] S. Haykin, *Neural networks and learning machines*, Upper Saddle River, New Jersey, Prentice Hall, 2008.

## 저 자 소 개



### 박 성 원 (Sung Won Park)

2000년 동아대학교 전기공학과(학사).  
2002년 동아대학교 전기공학과(석사). 현재  
동명대학교 전기공학과 박사 과정 및  
(주)보강하이텍 대표이사  
Tel : 051-803-3652  
E-mail : psw7374@bghitech.co.kr



### 김 동 완 (Dong Wan Kim)

1984년 동아대학교 전기공학과(학사).  
1987년 부산대학교 전기공학과(석사).  
1995년 부산대학교 전기공학과(박사).  
전기기술사(건축전기), 조명디자이너, 현재  
동명대학교 전기공학과 교수.  
Tel : 051-629-1314  
E-mail : dongwan@tu.ac.kr



### 조 현 철 (Hyun Cheol Cho)

1997년 부경대 제어계측공학과(학사).  
1999년 동아대학교 전기공학과(석사).  
2006년 University of Nevada-Reno  
(Ph.D.).  
현재 울산과학대 전기전자공학부 부교수  
Tel : 052-279-3166  
E-mail : hcjo@uc.ac.kr