

# 태양광 배터리 충전기를 위한 적응형 신경회로망-퍼지로지 기반의 센서리스 MPPT 제어

김정현<sup>1</sup>, 김광섭<sup>1</sup>, 이교범<sup>†</sup>

## A Sensorless MPPT Control Using an Adaptive Neuro-Fuzzy Logic for PV Battery Chargers

Jung-Hyun Kim<sup>1</sup>, Gwang-Seob Kim<sup>1</sup>, and Kyo-Beum Lee<sup>†</sup>

**Abstract** - In this paper, the sensorless MPPT algorithm is proposed where the performance of varied duty ratio change has been improved using multi-layer neuro-fuzzy that aligns with neuro-fuzzy based optimized membership function. Since the change of duty ratio of sensorless MPPT is varied by using the neuro-fuzzy, the MPPT response speed is faster than the convectional method and is able to reduce the steady-state ripple. The neuro fuzzy controller has the response characteristics which is superior to the existing fuzzy controller, because of the usage of the optimal width of the fuzzy membership function. The effectiveness of the proposed method has been verified by simulations and experimental results.

**Keywords:** photovoltaic (PV), neuro-fuzzy, sensorless, maximum power point tracking (MPPT), battery charger, renewable energy, variable step size

### 1. 서 론

최근 석유나 석탄 같은 에너지의 사용량이 증가하여 환경오염을 일으키고 에너지원이 고갈되는 문제가 발생하고 있다. 이 문제를 해결하기 위하여 다양한 신재생 에너지가 연구되었고 그중에서도 태양광 발전 시스템은 가장 각광을 받고 있는 신재생 에너지 중 하나이다<sup>[1]-[3]</sup>.

태양전지 모듈은 일사량, 부하, 외부 온도 등과 같은 외부적인 요인으로 최대 전력이 변화하므로 이에 대응하여 최대 전력점 추종(MPPT) 제어가 요구된다. MPPT 제어시 일반적으로 많이 사용되는 방법은 P&O (Perturbation and Observation) 방식과, IncCond (Incremental Conductance) 방식이다<sup>[4]-[7]</sup>. 하지만 기존 방법들은 태양전지 출력의 전압, 전류를 검출하여 최대 전력점(MPP)을 추종하는 방법으로 태양전지 출력의 센서가 필요하다. 이러한 센서들은 시스템의 단가를 올리

고 고장시 시스템의 정지가 불가피하다. MPPT 운전시 사용되는 센서의 개수를 줄이기 위해 태양전지의 전압과 전류를 사용하지 않는 센서리스 MPPT 방식이 제안되었다<sup>[8]-[9]</sup>. 센서리스 MPPT 방식은 MPP를 추적할 때 응답특성과 안정성이 매우 중요하다. 기존 MPPT 방식은 고정적으로 듀티를 변화시켜 MPPT 제어를 수행한다. 이러한 고정적인 듀티 MPPT 제어는 과도상태 응답 특성을 고려하여 듀티 변화량을 크게 설정하면 MPP에서 진동이 발생한다. MPP에서의 진동은 배터리 입력 전류의 리플로 작용하여 배터리의 온도를 높이고 배터리 수명을 단축시킨다. 반면 정상상태 안정성을 우선으로 듀티 변화량을 작게 설정하면 MPPT 추종속도가 느려진다. 또한 급격한 일사량 변화 조건에서는 MPPT 제어를 실패할 수 있다<sup>[10]-[12]</sup>. 이러한 현상이 장기간 지속되면 전력 손실이 누적되므로 이를 개선하기 위해 퍼지 제어를 적용할 수 있다<sup>[13]</sup>. 퍼지제어기는 퍼지추론 방법, 비퍼지화 방법에 따라 소속함수 폭이 제어기의 응답 성능에 영향을 준다. 이러한 소속함수의 폭은 시스템 설계 초기에 결정되기 때문에 일사량과 온도 등의 태양전지 특성으로 인해 다양하게 변하는 파라미터들에 대한 적응 제어가 여전히 부족하다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 듀티와 출력전류에 대한 최적의 퍼지소속 함수

Paper number: TKPE-2013-18-4-7 ISSN: 1229-2214

<sup>†</sup> Corresponding author: [kyl@ajou.ac.kr](mailto:kyl@ajou.ac.kr), Dept. of Electrical and Computer Eng., Ajou University  
Tel: +82-31-219-2376 Fax: +82-31-212-9531

<sup>1</sup> Dept. of Electrical and Computer Eng., Ajou University

Manuscript received Feb. 20, 2013; accepted Apr. 10, 2013

폭이 필요하다. 그러므로 학습이 가능하고 정보 분산처리 능력이 뛰어난 신경회로망을 이용하여 소속함수 폭에 대한 결과 값을 학습시켜 최적의 소속함수 폭을 결정하여 퍼지제어기의 동작을 향상시킬 수 있다<sup>[14]</sup>.

본 논문에서는 센서리스 태양광 배터리 충전기의 성능개선을 위하여 적응형 신경회로망-퍼지로지 기반의 MPPT 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 태양전지 출력의 전압과 전류 센서를 쓰지 않아 시스템의 단가 및 부피를 낮추고 센서의 고장에 대한 시스템의 신뢰성을 높였다. 또한 과도상태에서 MPPT 추종성능이 빠른 한편, 정상상태에서 안전성이 우수하므로 전력 리플이 크게 감소하여 배터리를 안정적으로 사용할 수 있다. 시뮬레이션 및 실험 세트를 이용하여 제안하는 MPPT 알고리즘의 우수성을 검증하였다.

## 2. 태양광 배터리 충전기 시스템

### 2.1 배터리 충전기의 구성

태양광 배터리 충전기의 구성은 그림 1과 같다. 그림 1에서 태양전지를 통해 태양 에너지가 전기 에너지로 변환되고 강압형 컨버터를 통하여 배터리에 공급된다. 강압형 컨버터는 전압을 강압시키고 최대 전력으로 배터리를 충전하기 위하여 MPPT 제어를 수행한다.

### 2.2 태양전지의 특성

태양전지에 빛이 조사될 때 태양전지의 등가회로를 그리면 그림 2와 같이 표현할 수 있다. 이때 태양전지의 출력전류는 식 (1)과 같다.

$$I_L = I_{ph} - I_o \left[ \exp \left( \frac{q(V + IR_s)}{nKT} \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (1)$$

여기서  $I_{ph}$ 는 폐회로를 통해 흐르는 광전류,  $I_o$ 는 광전류와 반대로 흐르는 전류이고  $R_{sh}$ 는 누설저항,  $R_s$ 는 전지 내부에 존재하는 직렬저항,  $K$ 는 볼츠만 상수,  $T$ 는 태양전지 동작온도를 나타낸다.

식 (1)을 이용하여 태양전지의 V-I 특성을 그림 3과 같이 얻을 수 있다.

### 2.3 배터리 충전기의 알고리즘

배터리 충전기 알고리즘은 그림 4와 같이 SOC (Stage Of Charge) 상태에 따라 2가지 모드를 선택하여

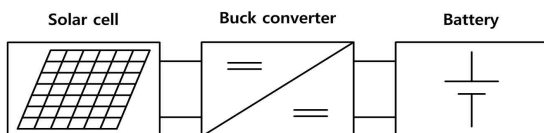


Fig. 1 PV battery charger systems

동작한다. SOC가 일정 수준 이하에서는 CC (Constant Current) 모드로 MPPT 제어를 한다. 그리고 SOC가 일정 수준 이상이 되면 과충전을 막기 위해 CV (Constant Voltage) 모드로 전압 제어를 한다. 그림 5와 같이 MPPT 모드로 동작할 때는 일정 전류로 충전되고 SOC는 빠르게 증가한다. 그리고 CV 모드로 변경되면 전압은 일정하게 유지되고 SOC가 100%에 도달하게 된다<sup>[15]</sup>.

## 3. 최대 출력점 추종 알고리즘

### 3.1 센서리스 MPPT 제어

기존 MPPT 방법은 그림 6(a)와 같이 태양전지의 출력전압과 출력전류를 이용하여 전력을 계산, MPP를 추

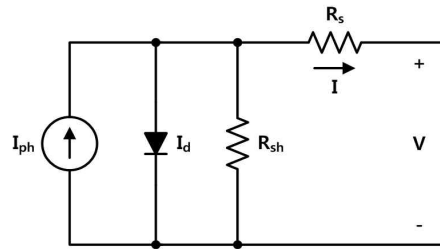


Fig. 2 The equivalent electrical circuit of a solar cell

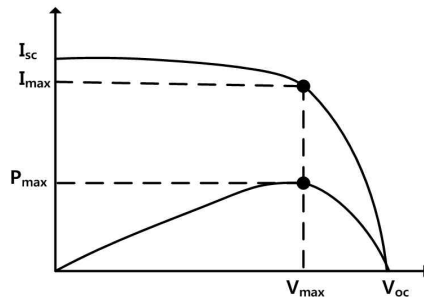


Fig. 3 The I-V, P-V characteristics of a solar cell

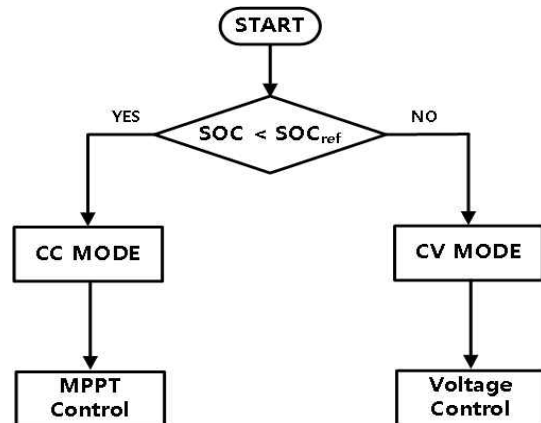


Fig. 4 The flowchart of the battery charge algorithm

중하도록 출력전압을 주기적으로 증가 또는 감소시킨다. 일반적으로 태양광 배터리 충전기 시스템은 MPPT 및 배터리 충전 제어를 위해 태양전지 출력단의 전압과 전류 센서 그리고 배터리의 전압과 전류센서가 필요하다. 이러한 센서들은 시스템의 가격상승뿐만 아니라 부피를 증가시키고 고장 시 시스템의 정지가 불가피하다. 그러므로 센서리스는 저가 및 센서를 적용하기 힘들 때, 사이즈에 제약이 있을 때, 그리고 높은 신뢰성을 요구할 때 적용된다. 본 논문에서는 MPPT 운전시 사용되는 센서의 개수를 줄이기 위해 그림 6(b)와 같이 강압형 컨버터의 출력전류만 검출하여 MPPT 제어를 수행할 수 있는 센서리스 MPPT 방식을 사용한다.

강압형 컨버터의 입력 전력(태양전지의 출력전력)과 출력전력의 관계는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{in} = V_{PV} \times I_{PV} = V_{out} \times I_{out} = P_{out} \quad (2)$$

부하에 배터리가 연결되어 있고 배터리 전압의 변동이 매우 작다고 가정한다면 배터리는 전압원으로 근사화할 수 있다. 출력전압이 고정된 전압원으로 근사화된다면, 입력 전력은 식 (3)과 같이 출력전류와 비례하게 된다.

$$P_{in} \propto I_{out} \quad (3)$$

그리고 강압형 컨버터의 듀티는 입력전압과 출력전압의 비로 결정되므로 출력전압에 비례한다. 따라서 듀티와 출력전류로 태양전지의 MPPT 제어가 가능하다<sup>[8]-[9]</sup>.

그림 7은 듀티와 출력전류를 이용한 MPPT 제어를 수행하는 방법이다. 현재 듀티와 이전 듀티를 비교한 후에 다시 현재 전류와 이전 전류를 비교함으로써 MPP를 찾아갈 수 있다.

### 3.2 MPPT 스텝사이즈 가변

센서리스 MPPT 제어에서 그림 8과 같이 고정 스텝 사이즈로 MPPT 제어를 수행할 경우 과도상태 응답특성이나 정상상태 안정성이 저감될 수 있다. 과도상태 응답특성을 고려하여 듀티 변화량을 크게 설정하면 MPP

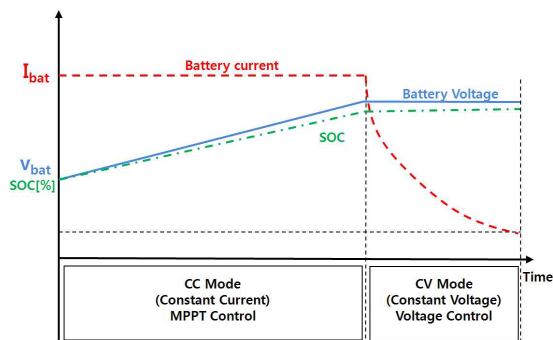


Fig. 5 CC-CV charging algorithm

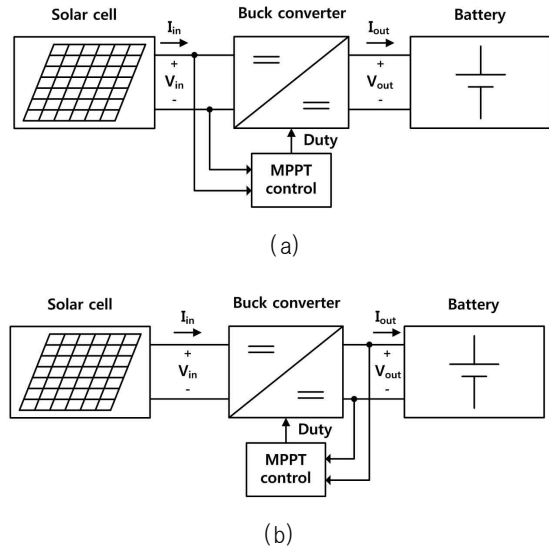


Fig. 6 The block diagram of PV battery charger systems with MPPT  
(a) The traditional MPPT control  
(b) The sensorless MPPT control

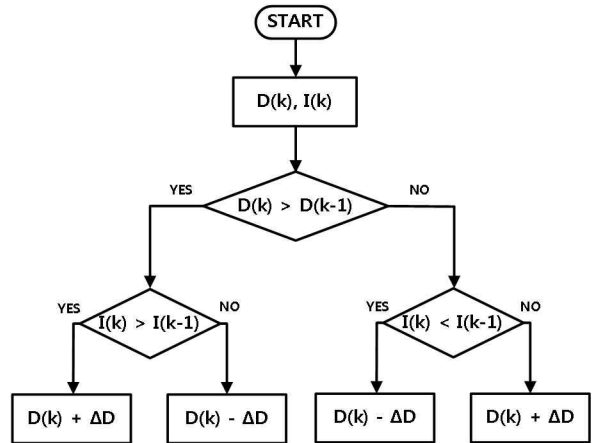


Fig. 7 The flowchart of the MPPT control

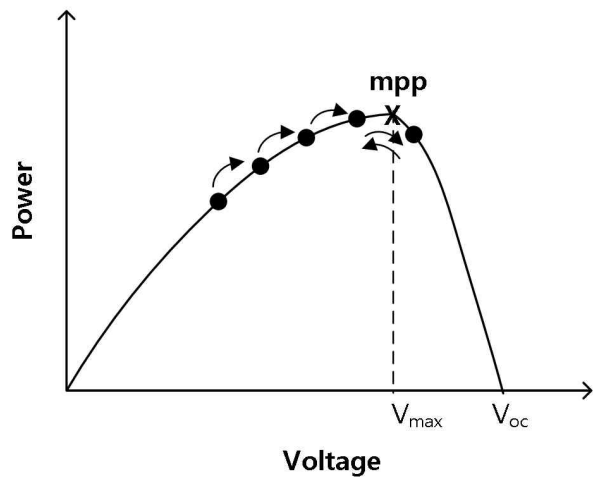


Fig. 8 The MPPT control with a fixed step size

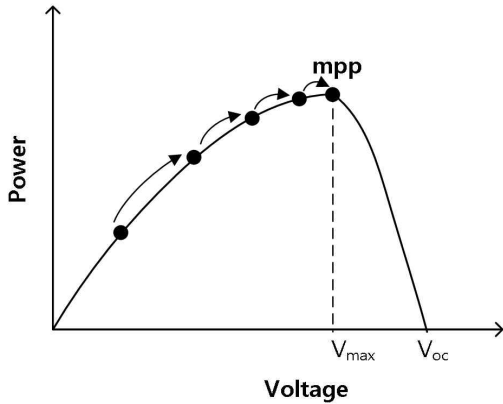


Fig. 9 The MPPT control with a variable step size

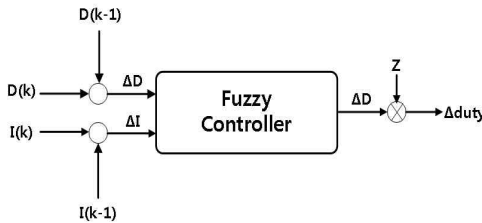


Fig. 10 The fuzzy controller

를 빠른 시간 안에 추종하지만 MPP 부근에서 크게 흔들려 전압, 전류리플이 증가하는 단점이 있다. MPP 부근에서 안정성을 고려하여 듀티 변화량을 작게 설정하면 MPPT 속응성이 느리게 되어 과도상태 응답특성이 좋지 않다.

이를 개선하기 위해 MPPT 수행시 전력차가 크면 과도상태 응답특성을 위해 듀티 변화량을 크게 설정하고 전력차가 작으면 정상상태 안정성을 위해 듀티 변화량을 작게 설정하여 그림 9와 같이 MPPT 성능을 향상시킬 수 있다.

### 3.3 퍼지제어기

퍼지제어기는 전문가의 지식을 바탕으로 제어규칙을 언어적으로 쉽게 표현할 수 있으며, 외란에 대해 매우 강인한 특성을 가진다. 그리고 제어대상을 수학적으로 정확히 근사화할 수 없는 경우에 입력과 출력관계만으로 만족할만한 성능을 나타낸다. 퍼지제어기의 입력은 오차가 되며 입력을 바탕으로 퍼지추론을 한다. 그리고 입력의 변화량이 출력이 된다.

본 논문에서는 그림 10과 같이 출력전류와 듀티의 현재 값과 이전 값의 차이를 퍼지제어기 입력으로 하였다. 퍼지제어기 출력은 전력이 증가하는 방향으로 듀티가 가변될 수 있도록 구성하였다. 그림 11은 퍼지제어기의 구성을 나타내고 퍼지화기, 추론기, 그리고 비퍼지화기의 세 개의 단계로 나타낼 수 있다<sup>[13]</sup>.

### 3.4 퍼지화

퍼지화는 입력변수를 소속함수로 처리하는 과정이다. 소속함수는 가우시안 분포, 시그모이드 곡선, 범종형, 삼각형 등의 형태가 있다. 소속함수의 형태를 정하면 중앙값과 변역을 선정한다. 어떠한 순간에 하나의 규칙이 만족되도록 소속함수가 중복되도록 한다.

본 논문에서는 소속 함수로 삼각형을 선택하였고 그림 12와 같이 현재 듀티와 이전 듀티의 오차인  $\Delta D$ 는 5개, 현재 출력전류와 이전 출력전류의 오차인  $\Delta I$ 는 7개의 삼각형으로 퍼지 집합을 구성하였다. 그리고 퍼지제어기 출력인  $\Delta D$ 는 그림 13과 같이 7개의 삼각형으로 퍼지 집합을 구성하였다. 퍼지추론은 퍼지논리 연산, 퍼지 규칙, 회합 과정을 포함한다.

추론시스템에서 입력변수는 퍼지연산자와 IF-THEN 규칙을 적용하여 출력 퍼지를 구한다. 각 규칙에 대해 출력 퍼지 집합은 하나의 집합으로 회합되고 입력 퍼지 집합은 논리연산자 AND에 의해 퍼지 규칙과 관계를 맺는다. 두 입력 퍼지집합에 대한 연산은 퍼지관계의 교집합이므로 식 (4)와 같다.

$$\mu_{A \cap B} = \mu_A \wedge \mu_B = \min[\mu_A, \mu_B] \tag{4}$$

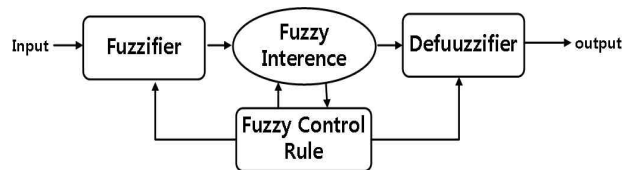


Fig. 11 The block diagram of fuzzy controller

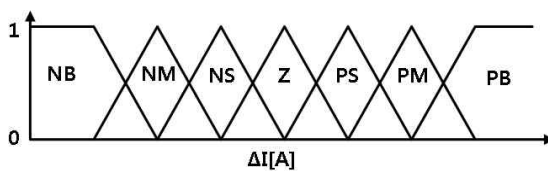
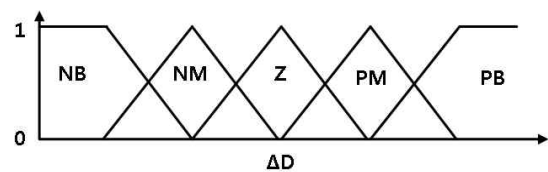


Fig. 12 The input membership function

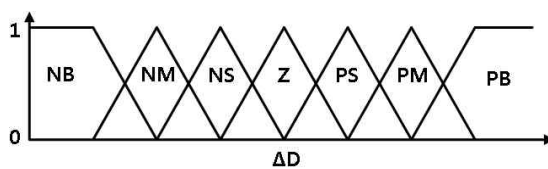


Fig. 13 The output membership function

Table 1 The fuzzy logic rule

$\Delta D \backslash \Delta I$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PB	PM	PS	Z	NS	NM	NB
NM	PM	PM	PS	Z	NS	NM	NM
Z	NM	NS	NS	Z	PS	PS	PM
PM	NM	NM	NS	Z	PS	PM	PM
PB	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB

입력  $\Delta D$ 와  $\Delta I$ 에 대해 출력  $\Delta D$ 는 표 1과 같이 35개의 퍼지추론 규칙을 갖는다. 퍼지제어기를 이용하기 위해선 비퍼지화의 과정이 필요하다. 퍼지추론 규칙에 의해 결정된 출력의 비퍼지화 방법은 수계노 제로-오더 방법을 사용한다<sup>[13]</sup>.

3.5 퍼지제어기 성능 변화

퍼지제어기의 제어성능에 중요한 요인 중 하나는 퍼지 소속함수의 폭이다. 실제로 적용하는 대부분의 퍼지 제어기는 소속함수의 폭을 제어대상에 따라 적절히 실험적으로 조정하여 사용하고 있다. 그림 14는 소속함수 폭의 크기를 조정함으로써 소속함수의 값이 달라지는 것을 예로 나타내었다.

그림 14(a)에서 오차에 대한 소속함수의 폭이 2이고 오차가 1.2인 경우 소속함수의 값은  $\mu_{PM}(e)$ ,  $\mu_{PS}(e)$ 가 되고, 그림 14(b)에서 오차에 대한 소속함수의 폭이 1.5이고 오차가 1.2인 경우 소속함수의 값은  $\mu_{PM}(e)$ ,  $\mu_{PB}(e)$ 가 된다. 그러므로 소속함수 폭의 크기에 따라 퍼지추론 결과가 다르게 되므로 퍼지제어기의 적합한 소속함수 폭을 찾아야 한다.

3.6 신경회로망-퍼지로직

대상의 최적응답을 결정하기 위해 절대 오차 시간곱 적분(ITAE)을 사용하며 식 (5)로 정의한다.

$$ITAE = \int |\Delta P(t)| dt \tag{5}$$

$\Delta D$ ,  $\Delta I$ 의 변화에 따른 응답특성이 가장 뛰어난 입력

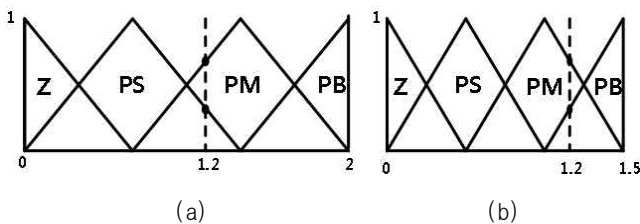


Fig. 14 The membership function according to the width adjustment  
(a) Wide width (b) Narrow width

Table 2 The parameters of the solar cell and the buck converter

Parameter	Value
Maximum power ( $P_{max}$ )	152 [W]
Maximum power point voltage ( $V_{mpp}$ )	83.6 [V]
Maximum power point current ( $I_{mpp}$ )	1.84 [A]
Open circuit voltage	105 [V]
Temperature	25 [°C]
L1	120 [uH]
C1	1980 [uF]
C2	940 [uF]

소속함수 폭  $W_{\Delta D}$ ,  $W_{\Delta I}$ 의 최적값들을 찾아내기 위해 ITAE를 최소로 하는 값들을 학습데이터로 사용한다. 신경회로망은 입력층 뉴런 2개, 은닉층 뉴런 10개의 퍼지 제어기에 최적 소속함수 폭을 공급하는 출력층 뉴런은 2개로 구성하였으며 학습율은 0.05이고 학습은 오류역전파 알고리즘을 사용하였다<sup>[16]</sup>. 출력이 0과 1의 2진 논리 값이 아닌 연속적인 값을 가지는 비선형이 매우 강한 시그모이드 함수를 사용하였다.

그림 15와 같이 학습된 신경회로망의 출력에서 듀티 변화와 출력전류 변화에 따른 최적 소속함수 폭의 출력을 얻어 기존 퍼지제어기의 소속함수 폭에 적용시킨다.

4. 시뮬레이션

제안한 알고리즘의 검증에 위해 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 진행하였다. 그림 16은 태양광 배터리 충전기의 회로이다.

표 2는 태양전지와 강압형 컨버터의 파라미터를 나타낸다.

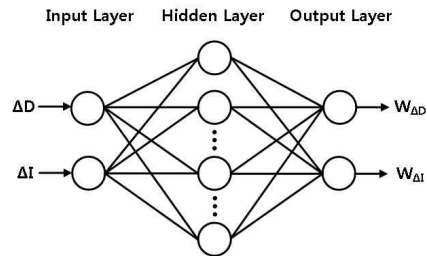


Fig. 15 The neural network

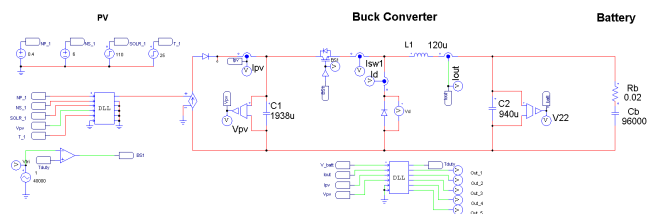


Fig. 16 The simulation diagram

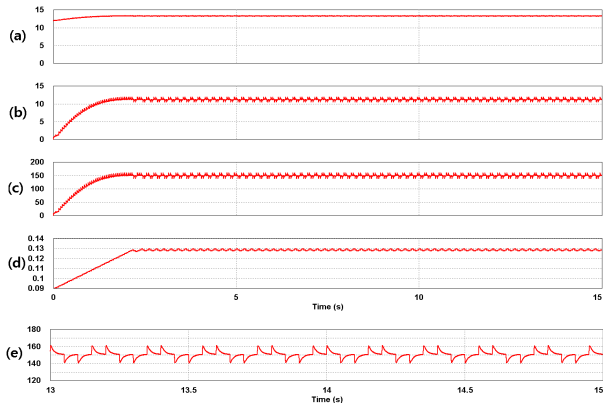


Fig. 17 Simulation results of the MPPT control with a fixed step size  
 (a) Battery voltage (b) Battery current  
 (c) Battery power (d) Duty  
 (e) Battery power (expanded waveform)

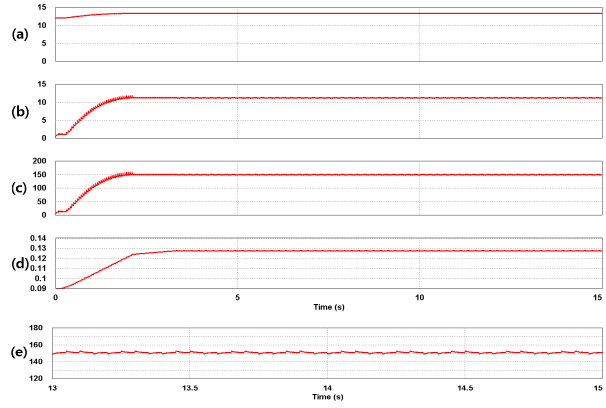


Fig. 20 Simulation results of the MPPT control with a variable steps size (neuro-fuzzy controller)  
 (a) Battery voltage (b) Battery current  
 (c) Battery power (d) Duty  
 (e) Battery power (expanded waveform)

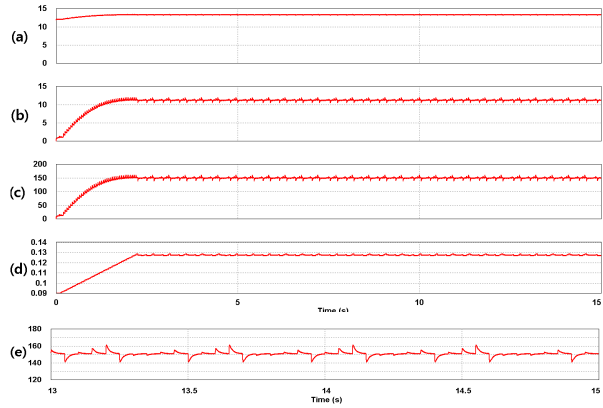


Fig. 18 Simulation results of the MPPT control with a variable steps size ( $W_{\Delta D}, W_{\Delta I} = 0.5$ )  
 (a) Battery voltage (b) Battery current  
 (c) Battery power (d) Duty  
 (e) Battery power (expanded waveform)

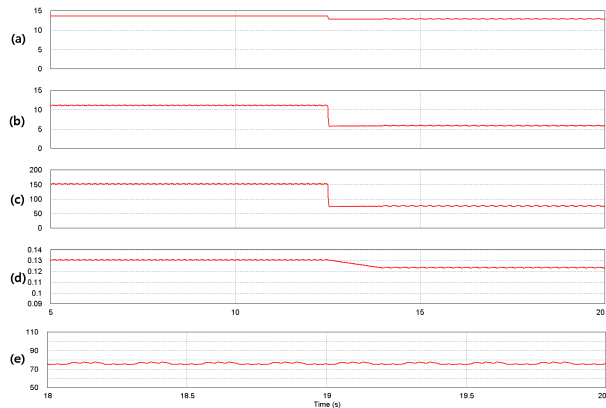


Fig. 21 Simulation results of the MPPT control with a variable steps size under the changing of PV insolation (100%  $\rightarrow$  50%)  
 (a) Battery voltage (b) Battery current  
 (c) Battery power (d) Duty  
 (e) Battery power (expanded waveform)

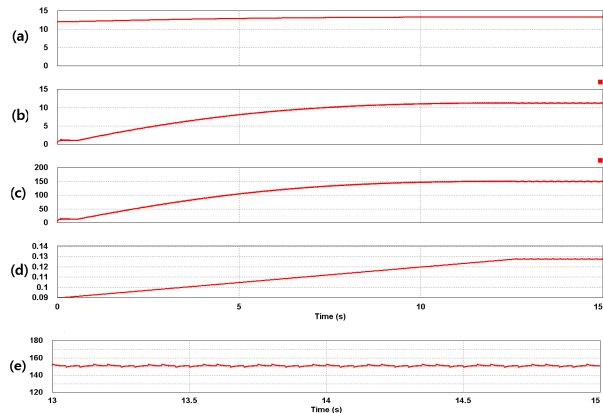


Fig. 19 Simulation results of the MPPT control with a variable steps size ( $W_{\Delta D}, W_{\Delta I} = 3.0$ )  
 (a) Battery voltage (b) Battery current  
 (c) Battery power (d) Duty  
 (e) Battery power (expanded waveform)

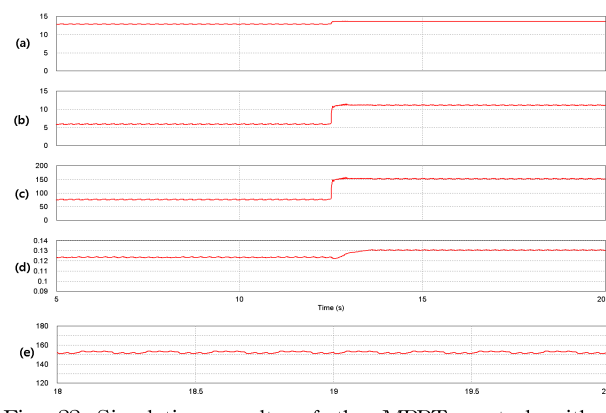


Fig. 22 Simulation results of the MPPT control with a variable steps size under the changing of PV insolation (50%  $\rightarrow$  100%)  
 (a) Battery voltage (b) Battery current  
 (c) Battery power (d) Duty  
 (e) Battery power (expanded waveform)

MPPT 효율은 태양전지 어레이의 I-V 특성으로 결정되는 최대 출력에 대하여 실제로 전력변환 장치에 MPPT 제어를 적용하였을 때의 받아들인 전력의 비율을 말하며 다음과 같이 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다. 식 (6)에서  $P_{max}$ 는 어레이에서 계산된 전력이고,  $P_{actual}$ 은 강압형 컨버터의 입력 전력을 나타낸다.

전력의 리플이 발생하면 그림 23과 같이 현재 전력은 태양전지의 최대 전력보다 작아지게 된다. MPPT 효율은 순시 최저값으로 명시하였다.

$$\eta_{MPPT} = \left( \frac{P_{actual}}{P_{max}} \right) \times 100 \quad (6)$$

그림 17은 고정 스텝사이즈 MPPT 제어의 시뮬레이션을 수행한 파형이다. 최대 전력에 도달할 때까지 3초의 응답속도와 정상상태에서 10W 크기의 리플(순시 최저 효율 93.4%)이 발생하는 것을 확인하였다.

그림 18은 가변 스텝사이즈 MPPT 제어시 퍼지제어기 입력부분의 소속함수 폭을 0.5로 변화시켜서 시뮬레이션을 수행한 파형이다. 소속함수 폭인  $W_{\Delta D}$ ,  $W_{\Delta I}$ 가 좁아서 변수(PM)의 영향을 받으므로 큰 입력 변화량으로 인해 출력의 변화량이 커지게 된다. 최대 전력에 도달할 때까지 3초의 응답속도와 정상상태에서 10W 크기의 리플(순시 최저 효율 93.4%)이 발생하는 것을 확인하였다.

그림 19는 가변 스텝사이즈 MPPT 제어시 퍼지제어기 입력부분의 소속함수 폭을 3으로 변화시켜서 시뮬레이션을 수행한 파형이다. 소속함수 폭인  $W_{\Delta D}$ ,  $W_{\Delta I}$ 가 넓으므로 상대적으로 변수(PS)의 영향을 많이 받아 작은 입력 변화량으로 인해 출력의 변화량이 작아지게 된다. 최대 전력에 도달할 때까지 12초의 응답속도와 정상상태에서 1.5W 크기의 리플(순시 최저 효율 99%)이 발생하는 것을 확인하였다.

그림 20은 신경회로망-퍼지로직을 적용하여 최적의 소속함수 폭을 학습하여 적용하기 때문에 최대 전력에 도달할 때까지 3초의 빠른 응답속도와 정상상태에서 1.5W 크기의 적은 리플(순시 최저 효율 99%)이 발생하는 것을 확인하였다.

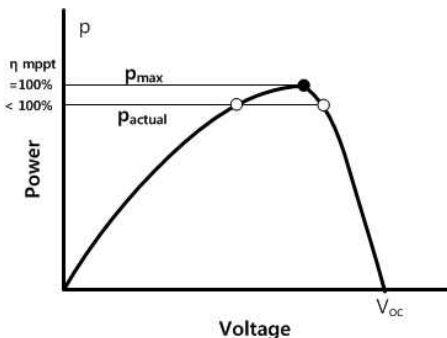


Fig. 23 Efficiencies of MPPT

다음은 일사량 급변시 배터리 충전기의 성능을 확인하였다. 그림 21은 신경회로망-퍼지로직을 적용하여 태양전지의 일사량을 100%에서 50%로 일사량 급변시켰다. 50% 전력에 도달할 때까지 0.5초의 응답속도와 정상상태에서 1.5W 크기의 리플(순시 최저 효율 99%)이 발생하는 것을 확인하였다.

그림 22는 신경회로망-퍼지로직을 적용하여 태양전지의 일사량을 50%에서 100%로 일사량 급변시켰다. 최대 전력에 도달할 때까지 0.5초의 빠른 응답속도와 정상상태에서 1.5W 크기의 적은 리플(순시 최저 효율 99%)이 발생하는 것을 확인하였다.

### 5. 실험결과

제안한 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 태양광 배터리 충전기를 이용하여 실험을 수행하였다. 그림 24는 배터리 충전기의 제어부와 전력변환부를 나타내었다. 제어부는 DSP(TMS320F28069)를 사용하여 구성하였고 전력변환부는 강압형 컨버터로 사용하였다. 그림 25는 실험에 쓰인 ATLASBX사의 납축전지이다. 그림 26은 태양전지를 대신하여 사용한 태양전지 시뮬레이터를 나타내었다.

그림 27은 고정 스텝사이즈 MPPT 제어의 실험을 수행한 파형이다. 최대 전력에 도달할 때까지 3초의 응답속도와 정상상태에서 10W 크기의 리플(순시 최저 효율 93.4%)이 발생하는 것을 확인하였다.

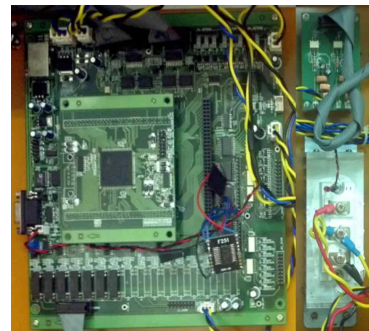


Fig. 24 The controller and power converter



Fig. 25 The lead-acid battery (12V, 60AH)



Fig. 26 The PV simulator

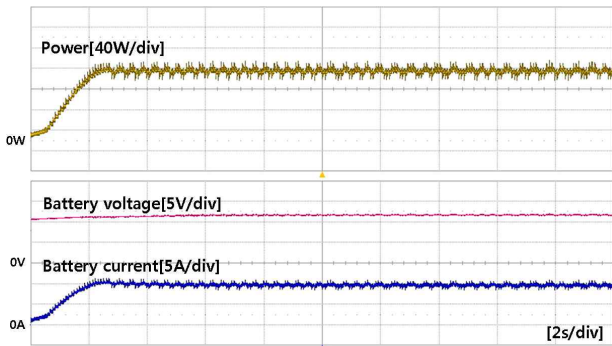


Fig. 27 Experimental results of the MPPT control with a fixed step size

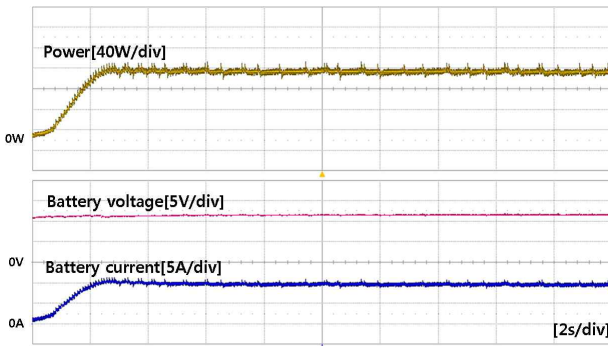


Fig. 28 Experimental results of the MPPT control with a variable steps size ( $W_{\Delta D}, W_{\Delta I} = 0.5$ )

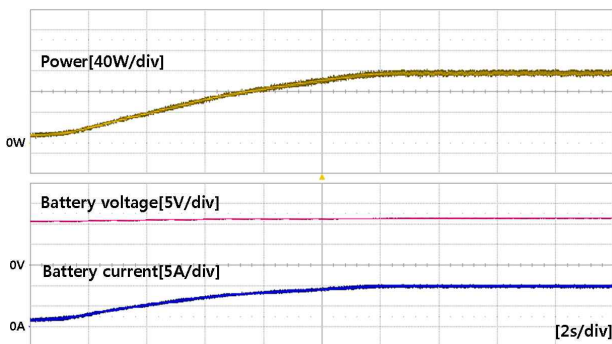


Fig. 29 Experimental results of the MPPT control with a variable steps size ( $W_{\Delta D}, W_{\Delta I} = 3.0$ )

그림 28은 가변 스텝사이즈 MPPT 제어시 퍼지제어기 입력부분의 소속함수 폭을 0.5로 변화시켜서 시뮬레이션을 수행한 파형이다. 소속함수 폭인  $W_{\Delta D}, W_{\Delta I}$ 가 좁아서 변수(PM)의 영향을 받으므로 큰 입력 변화량으로 인해 출력의 변화량이 커지게 된다. 최대 전력에 도달할 때까지 3초의 응답속도와 정상상태에서 10W 크기의 리플(순시 최저 효율 93.4%)이 발생하는 것을 확인하였다.

그림 29는 가변 스텝사이즈 MPPT 제어시 퍼지제어

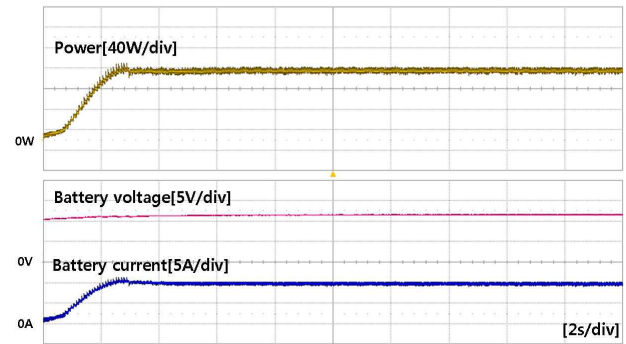


Fig. 30 Experimental results of the MPPT control with a variable steps size (neuro-fuzzy controller)

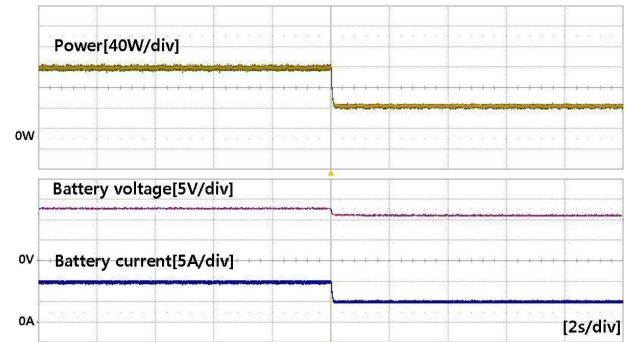


Fig. 31 Experimental results of the MPPT control with a variable steps size under the changing of PV insolation (100% → 50%)

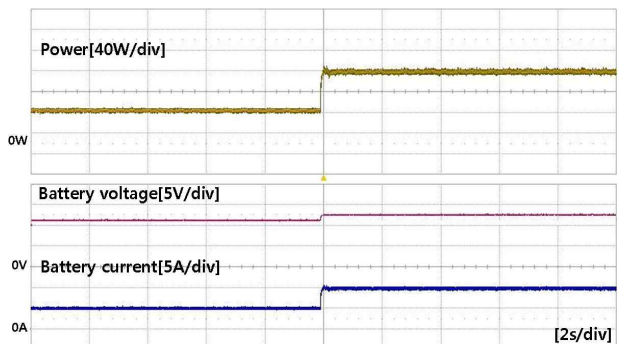


Fig. 32 Experimental results of the MPPT control with a variable steps size under the changing of PV insolation (50% → 100%)



기 입력부분의 소속함수 폭을 3으로 변화시켜서 시뮬레이션을 수행한 파형이다. 소속함수 폭인  $W_{\Delta D}$ ,  $W_{\Delta I}$ 가 넓으므로 상대적으로 변수(PS)의 영향을 많이 받아 작은 입력 변화량으로 인해 출력의 변화량이 작아지게 된다. 최대 전력에 도달할 때까지 12초의 응답속도와 정상상태에서 1.5W 크기의 리플(순시 최저 효율 99%)이 발생하는 것을 확인하였다.

그림 30은 신경회로망-퍼지로직을 적용하여 최적의 소속함수 폭을 학습하여 적용하기 때문에 최대 전력에 도달할 때까지 3초의 빠른 응답속도와 정상상태에서 1.5W 크기의 적은 리플(순시 최저 효율 99%)이 발생하는 것을 확인하였다.

그림 31과 32는 제안하는 신경회로망-퍼지로직 제어 알고리즘의 과도상태 성능을 보인다. 그림 31은 태양전지의 일사량을 100%에서 50%로 급변시켰을 시 배터리 충전기의 과도 응답을 보인다. 50% 전력에 도달할 때까지 0.5초의 응답속도와 정상상태에서 1.5W 크기의 리플(순시 최저 효율 99%)이 발생하는 것을 확인하였다.

그림 32은 태양전지의 일사량이 50%에서 100%로 급변하였을 시 배터리 충전기의 성능을 보인다. 최대 전력에 도달할 때까지 1.5초의 빠른 응답속도와 정상상태에서 1.5W 크기의 적은 리플(순시 최저 효율 99%)이 발생하는 것을 확인하였다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 태양광 배터리 충전기를 위한 적응형 신경회로망-퍼지로직 기반의 센서리스 MPPT 성능개선 알고리즘을 제안하였다. 신경회로망-퍼지로직은 학습된 신경회로망의 출력에서 듀티 변화와 출력전류 변화에 따른 최적 소속함수 폭의 출력을 얻어 기존 퍼지제어기의 소속함수 폭에 적용한다. 이러한 최적화된 퍼지제어기는 MPPT 제어시 과도상태 응답특성과 정상상태 안정성에서 모두 최적의 성능을 보여주었다. 이를 통하여 전력의 리플을 크게 줄여서 높은 효율(99%)을 구현할 수 있고 배터리를 안정적으로 사용할 수 있으며 배터리 충전기의 높은 신뢰성을 유지할 수 있다. 제안된 알고리즘은 시뮬레이션 및 실험으로 검증하였다.

본 연구는 2012년도 지식경제부의 재원으로 한국 에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (G031462811)

## References

- [1] R. J. Wai, W. H. Wang, and C. Y. Lin, "High Performance Stand Alone Photovoltaic Generation System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 1, pp. 240-250, Jan. 2008.
- [2] H. G. Jeong, G. S. Kim, and K. B. Lee, "Second-Order Harmonic Reduction Technique for Photovoltaic Power Conditioning Systems Using a Proportional-Resonant Controller," *Energies*, Vol. 6, No. 1, pp. 79-96, Jan. 2013.
- [3] H. G. Jeong, H. S. Roh, and K. B. Lee, "An Improved Maximum Power Point Tracking Method for Wind Power Systems," *Energies*, pp. 1339-1354, May 2012.
- [4] T. Esram and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, Vol. 22, No. 2, pp. 439-449, Jun. 2007.
- [5] R. Kadri, J. P. Gaubert, and G. Champenois, "An Improved Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Grid-Connected Inverter Based on Voltage-Oriented Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 1, pp. 66-75, Jan. 2011.
- [6] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, "High-Performance Adaptive Perturb and Observe MPPT Technique for Photovoltaic-Based Microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 4, pp. 1010-1021, Apr. 2011.
- [7] J. S. Lee and K. B. Lee, "Variable DC-Link Voltage Algorithm with a Wide Range of MPPT for a Two-String PV System," *Energies*, Vol. 6, No. 1, pp. 58-78, Jan. 2013.
- [8] J. Yuncong, J. A. Qahouq, and T. A. Haskew, "Adaptive Step Size With Adaptive Perturbation Frequency Digital MPPT Controller for a Single Sensor Photovoltaic Solar System," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 2, pp. 3195-3205, Jul. 2013.
- [9] S. J. Lee, H. Y. Park, G. H. Kim, H. R. Seo, M. H. Ali, M. Park, and I. K. Yu, "The Experimental Analysis of the Grid-connected PV System Applied by POS MPPT," *In Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1786-1791, Oct. 2007.
- [10] L. Piegari and R. Rizzo, "Adaptive Perturb and Observe Algorithm for Photovoltaic Maximum Power Point Tracking," *IET Renewable Power Generation*, Vol. 4, No. 4, pp. 317-328, Jul. 2010.
- [11] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu, and Kang, "A Variable Step Size INC MPPT Method for PV System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 7, pp. 2622-2628, Jul. 2008.
- [12] N. S. D'Souza, L. A. Lopes, and X. Liu, "Comparative study of variable steps size perturbation and observation maximum power point trackers for PV system," *Electric Power System Research*, Vol. 80, No. 3, pp. 296-305, Mar. 2010.
- [13] Katsuhiko Ogata, "Modern Control Engineering,"

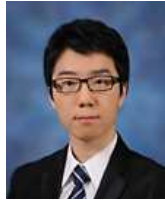
*Second Edition Prentice-Hall of India private Limited, 1996.*

- [14] Fausen V. Laurene, *Fundamentals of Neural Networks: Architectures, Algorithms, and Applications* New Jersey: Prentice-Hall, 1994.
- [15] J. S. Moon, J. H. Lee, I. Y. Ha, T. K. Lee, and C. Y. Won, "An Efficient Battery Charging Algorithm based on State-of-Charge Estimation for Electric Vehicle," *In Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1-6, Aug. 2011.
- [16] E. S. Lee, K. W. Park, and K. B. Lee, "Improving the Output Current of Matrix Converter under Abnormal Input Voltage Conditions using a Neural Network Compensator," *Journal of the Korean Institute Power Electronics*, Vol. 15, No. 3, pp. 199-206, Jun. 2010.



### **김정현(金正賢)**

1983년 6월 19일생. 2011년 충주대 정보제어공학과 졸업. 2012년~현재 아주대 전자공학과 대학원 석사과정.



### **김광섭(金光燮)**

1986년 5월 22일생. 2011년 아주대 전자공학부 졸업. 2011년~현재 동 대학원 전자공학부 석사과정.



### **이교범(李敎範)**

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~2006년 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark. 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학과 부교수. 당 학회 JPE 편집위원.