Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers Vol. 23, No.9, pp. 24~30 September 2009 논문 23-9-4

유도전동기 구동을 위한 PV 시스템의 퍼지기반 MPPT 제어

(Fuzzy-Based MPPT Control of Photovoltaic System to Drive Induction Motor)

최정식* · 고재섭 · 정동화
(Jung-Sik Choi · Jae-Sub Ko · Dong-Hwa Chung)

요 약

본 논문은 유도전동기 구동을 위한 태양광 발전시스템의 퍼지기반 MPPT 제어를 제시한다. 태양광 발전시스템의 최대 출력을 위하여 퍼지제어기를 이용한다. 퍼지제어기는 입력으로 최대 출력과 실제출력의 오차와 오차변화분을 사용하고 제어변수로 전압 변화분을 출력한다. 태양광 발전시스템은 퍼지기반 MPPT를 이용하여 유도전동기를 구동한다. 본 논문에서 제시한 퍼지기반 MPPT 제어는 종래의 PI 제어기와 비교를 통해 MPPT 추적성능 및 드라이브 구동성능 비교를 통해 타당성을 입증한다.

Abstract

This paper is proposed by fuzzy-based MPPT control of photovoltaic to drive induction motor. Design and prototype implement of a fuzzy logic(FL) controller for maximum power extraction from a stand-alon photovoltaic. Error and the change of error between maximum power and real power are used by input of fuzzy controller. Moreover, it output changing of voltage from control constant. The validity of this paper is proved by comparing maximum power point tracking and performance of motor drive through comparison fuzzy and PI of tradition method.

Key Words : IPMSM, SV PWM, HAI, FNN, High peformance

1. 서 론

산업용 전동기의 가변속 분야에서 정밀한 속도제어, 위치제어 및 급 가·감속 운전 등을 필요로 한다. 이러한 용도에 사용되는 구동 시스템에는 계자전류와 전기자 전류를 독립적으로 제어가 가능해야 하며 토크제어가 용이한 직류전동기가 주로 사용되어 왔다. 그러나 직류전동기는 정류자와 브러시의 마모에 따른 보수점검이 필요하며, 정류자의 정류 한계상 고속화, 고압화 및 대용량화에도 한계가 있으며 설치 장소에도 제약을 받는 단점을 가지고 있다. 이러한 이유로 구조가 간단하고 견고한 교류전동기의 가변속 시스템의 실용화가 진행되어 왔다. 따라서 구조가 간단하고 유지 보수면에서 유리한 유도전동기의 응용분야가 점점 확대되고 있다.

태양광 발전시스템은 어떤 환경오염도 유발하지

* 주저자 : 순천대학교 전기제어공학과
Tel : 061-750-3540, Fax : 061-752-1103
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
접수일자 : 2008년 7월 8일
1차심사 : 2008년 7월 15일, 2차심사 : 2009년 6월 19일
심사완료 : 2009년 7월 20일

않으면서 빛에너지를 직접 전기에너지로 변환할 수 있기 때문에 대체에너지로 주목받고 있다. 최근의 반도체 기술 및 제조공정의 발달로 태양광 발전시스템은 기존의 화석연료 및 기타의 발전시스템과 충분히 경쟁을 이룰 수 있다는 것으로 보고되었다[1-3].

태양광 발전시스템은 각 모듈의 출력 특성이 일사량, 온도 및 부하변동 등에 의해 그 동작점이 변화하게 된다. 따라서 이러한 요소로 인한 변동에 대하여 PV 어레이는 항상 최대출력을 낼 수 있는 최대 출력점 추적(Maximum Power Point Tracking) 제어기법을 적용해야 한다[5]. MPPT 알고리즘은 일사량과 표면 온도의 변화에 따라 가변하는 PV 어레이의 최대 출력점을 추적하여 전압지령치로 출력하는 동작을 한다. MPPT는 동일 일사량에서 발생되는 전력이 발전전압에 따라 변한다. MPPT 제어를 하지 않을 경우 PV 어레이는 최대 출력점에서 발전할 수 없게 되어 PV 어레이의 발전효율이 저하된다. 따라서 기상조건과 부하조건의 변화에 따라 동작전압을 최적으로 하는 MPPT 제어가 필요하다. 종래에는 MPPT 제어에 있어서 일사량 변동 등의 환경변화에 대하여 제어를 수행하였다[4-6]. 그러나 비선형 부하가 연결되었을 경우 MPPT가 변하므로 본 논문에서는 부하 특성에 따른 MPPT 제어에 대해 제시한다.

일반적으로 최대 출력점을 추적하기 위하여 PI 제어기를 사용한다. PI 제어기는 빠른 응답시간과 동적성능을 얻기 위하여 이득값 조절이 필요하고, 온도와 사용시간에 따라 영향을 받는 아날로그 회로를 일반적으로 사용하기 때문에 시스템 성능을 저하시키는 원인이 된다.

본 논문에서는 유도전동기 구동을 위하여 태양광 발전전원을 사용하였으며, 태양광 발전의 MPPT 제어는 PV 어레이의 이론적 $I-V, P-V$특성 곡선을 통한 MPP와 모의실험을 통한 부하특성에 따른 OPP(Operating Power Point)를 비교하여 OPP가 최대한 빠르게 MPP에 도달할 수 있도록 제어한다. 종래의 PI 제어기 사용의 문제점을 해결하기 위하여 최대전력과 실제전력의 차이인 오차와 오차 변화분을 제어 입력값으로 사용하는 퍼지제어기를 사용하여 MPPT 제어를 수행한다. 제시된 퍼지제어기의 특성을 종래 제어기와 비교하여 그 타당성을 입증한다.

2. 시스템 모델링

2. 1 PV 어레이 모델링

그림 1은 PV 어레이의 등가회로를 보여주며 단락전류 I_{sc}는 이상적으로 광전류 I_L과 일치하고, 다이오드 포화전류 I_o에 의해서 결정되는 PV 어레이의 개방전압은 다음 식과 같다[7-8].

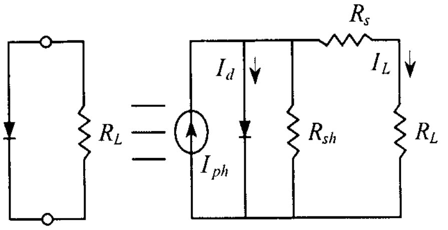

그림 1. PV 어레이 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of PV array

$$V_{oc} = \frac{kT}{q}\ln\left[\frac{I_L}{I_o}+1\right] \tag{1}$$

여기서, V_{oc}는 개방전압, k는 볼쯔만 상수, q는 전하, T는 PV 어레이 동작온도$[K]$를 나타낸다.

또한, 온도의 변화에 따른 단락전류와 개방전압의 관계식은 다음 식과 같다.

$$I_{sc} = I_o\left[e^{(\frac{qV_{oc}}{kT})}\right] \tag{2}$$

PV 어레이 모듈은 원하는 전압과 전류를 얻기 위하여 다수의 PV 어레이 셀을 직 · 병렬로 연결하여 구성하고, 또한 PV 어레이는 이러한 모듈을 다시 직 · 병렬로 연결하여 제작한다.

PV 어레이의 전류-전압 특성곡선을 얻기 위한 수식은 다음 식과 같이 표현된다.

$$I_{ph} = I_{sc}S_N + I_t(T_c - T_r) \tag{3}$$

$$I_d = I_o\left[e^{\frac{q(V_L+I_LR_s)}{AKT}} - 1\right] \tag{4}$$

$$I_0 = I_{or}\left[\frac{T_c}{T_r}\right]^3 e^{\frac{qE_g}{Bk}\left(\frac{1}{T_r}-\frac{1}{T_c}\right)} \tag{5}$$

$$I_L - I_{ph} - I_d - \frac{V_L + I_LR_s}{R_{sh}} \tag{6}$$

여기서, I_{ph}는 광전류, S_N은 단위 일사량, I_t는 단락전류 온도계수$[A/K]$, I_d는 다이오드 전류, R_s는 병렬저항, I_o는 포화전류, T_c는 PV 어레이 온도 $[K]$, T_r은 PV 어레이 기준온도$[K]$, A, B는 제조상수, I_{or}은 역포화 전류, E_g는 에너지 밴드갭을 의미한다.

그림 2는 PV 어레이의 PSIM 모델을 나타내고 PSIM 시뮬레이션을 통해 태양광 발전의 이론적인 MPP를 구할 수 있다.

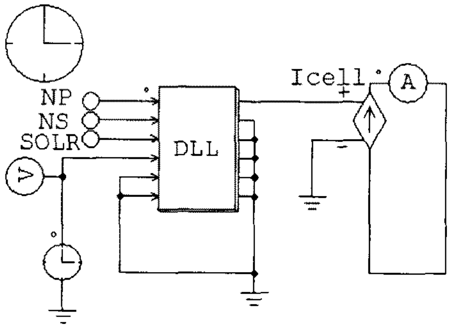

그림 2. PV 어레이 어레이의 PSIM 모델
Fig. 2. PSIM model of PV array

2.2 유도전동기 모델링

그림 3은 동기 회전 좌표계에서 d-q축 등가회로를 나타낸다.

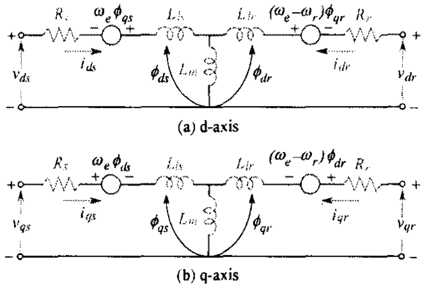

그림 3. 동기회전 좌표계에서 $d-q$ 등가회로
Fig. 3. $d-q$ equivalent circuit at synchronously rotating reference frame

그림 3의 등가회로에서 전압방정식을 구하면 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_e L_s & L_m p & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + L_s p & \omega_e L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_{sl} L_m & R_r + L_r p & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & L_m p & \omega_{sl} L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{7}$$

여기서,

$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$: 슬립 각속도

i_{ds}, i_{qs} : d, q축 전류

v_{ds}, v_{qs} : d, q축 고정자 전압

R_s, L_s : 고정자의 저항 및 자기 인덕턴스

R_r, L_r : 회전자의 저항 및 자기 인덕턴스

L_m : 상호 인덕턴스

유도전동기의 기계적인 방정식은 다음과 같다.

$$T_e = J\frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_l \tag{8}$$

$$\omega_r = \frac{P}{2}\omega_m \tag{9}$$

여기서 T_e는 발생토크, T_l은 부하토크, J는 관성계수 및 B는 마찰계수이다.

발생토크를 구하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2}\left(\frac{P}{2}\right)L_m(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \tag{10}$$

3. 퍼지기반 MPPT 제어기 설계

3.1 퍼지제어기 설계

Zadeh[9]에 의해 개발된 이후 퍼지 이론은 시스템의 수학적 모델이 매우 복잡한 프로세서 제어에 적용되어졌다. 퍼지제어기의 기본 원리는 제어된 시스템의 출력 값으로부터 제어 입력을 결정하기 때문에 시스템의 수학적 모델링이 필요 없다. 퍼지제어 시스템에 관한 연구는 [10]에서와 같이 많이 이루어지고 있으나, 태양광 어레이 시스템에 퍼지제어기를 적용한 예는 거의 없다.

전형적인 퍼지제어기는 퍼지화(Fuzzification), 비퍼지화(Defuzzification), 퍼지 제어규칙 및 퍼지 룰 베이스를 통한 퍼지 추론의 세부분으로 나눌 수 있으며 그림 4은 기본적인 구조를 나타낸다.

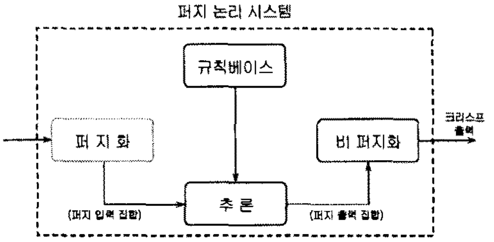

그림 4. 퍼지제어기의 기본적인 구조
Fig. 4. The basic structure of a fuzzy logic controller(FLC)

퍼지화기는 퍼지하지 않은 시스템으로부터 얻은 출력오차를 퍼지한 값으로 변환하는 역할을 하며 비퍼지화기는 퍼지 연산에 의해 얻어진 퍼지 값으로부터 실제 플랜트를 제어하기 위해서 필요한 제어 값을 만들어 내는 부분을 말한다.

MPOE(Maximum Power Operating Error)인 $e(k)$ 와 오차의 변화인 $de(k)$는 퍼지제어기의 입력으로 사용된다. 오차는 최대전력과 실제동작 전력사이의 차이를 나타내며, 최대 출력은 PV 어레이 시스템에서 태양의 일사량과 온도에 대한 함수이기 때문에 제어될 수 없는 값이다.

퍼지제어기에서, $e(k)$, $de(k)$은 정의된 멤버쉽 함수와, 언어집합으로 처리된다. 퍼지집합과 멤버쉽 함수는 퍼지제어의 조건부로서 구현되며 제어 입력의 변화 $du(k)$를 나타낸다. $du(k)$의 실제값은 비퍼지화를 통해 계산되며, 이전의 제어 전압 $u(k)$과 $du(k)$를 더하여 최종값을 얻을 수 있다.

본 논문에서, 퍼지 집합과 관계된 7개 멤버쉽 함수는 오차 e, 오차 변화분 de, 제어입력 변화 du로 나타나는 3개의 논의 영역에서 정의된다. 처리시간과 공간을 줄이기 위하여 3개의 논의 영역은 같은 레벨의 최소와 최대 범위에 의해 양자화 된다. 따라서, 7개 퍼지 집합은 NL : negative large, NM : negative medium, NS : negative small, ZZ : zero, PS : positive small, PM : positive medium, PL : positive large이다.

퍼지변수 e, de, du사이의 관계는 다음과 같이 퍼지 조건부의 항으로 표현된다.

$$\text{IF e is NS THEN (IF de is PM THEN du is PS)} \tag{11}$$

이러한 논리적 표현은 다음과 같이 멤버쉽 단계로 표현된다.

$$\mu_R(e,de,du) = \min[\mu_{NS}(e), \mu_{PM}(de), \mu_{PS}(du)] \tag{12}$$

e, de은 제어기에 대해 알고있는 퍼지 변수이기 때문에 제어 입력 변수 du는 추론 법칙을 적용하여 얻는다.

$$\mu^*(du) = \max[\min[\mu^*_{NS}(e), \mu^*_{PM}(de), \mu_R(e,de,du)]] \tag{13}$$

여기서 *는 현재 측정되고 계산된 값을 나타낸다. 각 퍼지 변수에 대한 7개의 퍼지집합으로 인해 이 퍼지 집합의 해석은 표 1에서 나타난 것과 같이 49개의 결과를 나타낸다.

표 1. 퍼지제어기의 룰 베이스
Table 1. Rule base of fuzzy controller

Error e	Error Change, de						
	NL	NM	NS	ZZ	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NM	NM	NS	ZZ
NM	NL	NM	NM	NS	NS	ZZ	PS
NS	NM	NM	NS	NS	ZZ	PS	PS
ZZ	NM	NS	NS	ZZ	PS	PS	PM
PS	NS	NS	ZZ	PS	PS	PM	PM
PM	NS	ZZ	PS	PS	PM	PM	PL
PL	ZZ	PS	PM	PM	PL	PL	PL

제어입력 변화에 대한 결과를 얻기 위하여 마지막 단계에서 비퍼지화를 실행하고 비퍼지화를 통해 퍼지제어 룰의 결과는 실제 값으로 변환된다. 비퍼지화에는 보통 MOM(maximum of maxima)와 COA(centre of area) 2가지 알고리즘을 사용한다 [11]. COA 방법은 식 (14)와 같이 무게 중심법으로 표현하였다.

$$du^* = \frac{\sum_{i=1}^{49} \mu_i(du^*)du}{\sum_{i=1}^{49} \mu_i(du^*)} \tag{14}$$

비퍼지화로부터 제어 입력의 결과값인 du^*값은 양자화된 값이고, 이것은 초기 양자화에 사용되었던 범위요소를 사용하여 본래값과 평균값을 재범위화 해야 한다. 최종적인 제어 전압은 이전 제어 전압값에 변화값을 더하여 얻을 수 있다.

$$v(k) = v(k-1) + du \tag{15}$$

여기에서 k는 k번째 샘플링을 나타낸다.

3.2 퍼지기반 MPPT 제어기 설계

현재 온도와 태양광 일사량에서 PV어레이 모델의 전력, 전압 및 전류는 수학적 모델링을 통해 계산하였으며, 같은 온도와 같은 일사량에서 이론적 $I-V, P-V$특성 곡선을 통해 얻어진 MPP와 비교하였다. 그리고 OPP와 MPP 사이의 오차 e와 오차의 변화분 ce은 퍼지제어기의 입력으로 사용되었다. PV 어레이의 모델링으로부터 어레이 전압은 태양광 일사량과 셀 온도 및 전류의 함수로 얻어지며 다음과 같이 나타낸다.

$$V_c = \frac{AKT_c}{q} \cdot \frac{\ln(I_{ph} + I_0 - I_c)}{I_c} - R_s I_c \tag{16}$$

여기서, 어레이의 전류는 부하전류에 비례하거나 같기 때문에 부하전류의 제어는 PV 어레이 전류의 제어이고, 따라서 PV 어레이의 전압과 전력의 제어이다.

$$I_c = I_L \tag{17}$$

유도전동기의 전류는 전동기 전압과 주파수, 슬립의 함수이므로 셋 중하나를 제어함으로서 유도전동기의 전류를 제어할 수 있다. 본 논문에서는 유도전동기의 전압을 제어함으로서 전동기의 전류를 제어하고, 제어된 전류는 PV 어레이 모델로 입력되어 어레이 전압과 전력을 조절한다. 퍼지제어기는 MPP와 OPP의 오차와 오차변화분을 통해 새로운 지령전압을 출력하고 D/A컨버터를 통해 지령전압의 주파수를 얻는다. 지령주파수는 V/f 제어를 통해 유도전동기의 전압을 제어하게 된다.

그림 5는 유도전동기 드라이브 시스템의 구성도를 나타낸다. I_L은 부하전류, V_{pv}는 어레이 출력전압, S_X는 태양광 일사량, Vf_{CONT}는 지령전압의 주파수, T_X는 온도, C는 퍼지제어기를 나타낸다.

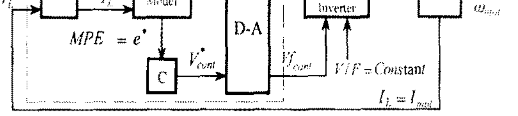

그림 5. 유도전동기 드라이브 시스템의 구성도
Fig. 5. Configuration diagram of induction motor drive

4. 시스템 성능 및 결과

그림 5는 기동과 정상상태 운전에 대한 PV 어레이의 $P-V$ 특성을 나타내고 있다. 퍼지 제어기에 의한 MPPT 제어를 통해 얻어진 최대출력은 온도와 일사량 변화에 대해 그림 6과 같이 나타나며, 30[℃], 100[mW/㎠] 조건에서 최대출력이 25[℃], 50[mW/㎠] 조건에서 최대출력보다 높을 것을 알 수 있다.

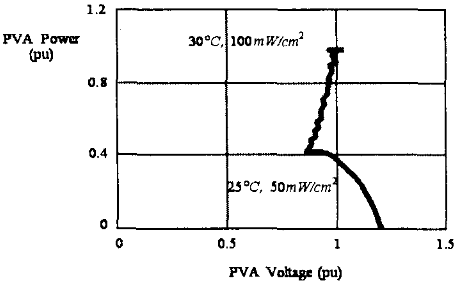

그림 6. PV 어레이의 P-V특성
Fig. 6. P-V Character of PV array

그림 7은 온도와 일사량을 변화시켰을 경우 PI제어기에 의한 PV 어레이의 전력에 대한 시간응답을 나타낸다. 온도와 일사량을 증가시켰을 경우 지령전력은 증가하게 되며 실제 전력은 기동 후 약 8초일 때 정상상태에 도달한다.

그림 8은 그림 7과 같은 조건으로 운전할 경우 퍼지제어기에 의한 응답특성을 나타내고 있으며 실제 전력은 기동 후 약 5초 일 때 정상상태에 도달한다. PI 제어기는 실제전력이 빠르게 상승하지만 오버슈트 및 안정화 시간이 오래 걸리는 문제가 있었으나 퍼지제어기는 오버슈트가 발생하지 않아 정상상태에 빠르게 도달하여 양호한 추종 성능을 나타낸다.

그림 9와 10은 PI제어기와 퍼지제어기에 의한 유도전동기의 속도응답을 나타내고 있다. 유도전동기의 속도가 정상상태에 도달하는 시간이 PI제어기는 12초 퍼지제어기는 10초 정도 소요된다. 전동기 속도도 PI 제어기는 약 700[rpm]에서 안정화되었지만 퍼지제어기는 약 800[rpm]에서 안정화되어 PI 제어기 보다 더 높은 속도로 구동되는 것을 알 수 있었다.

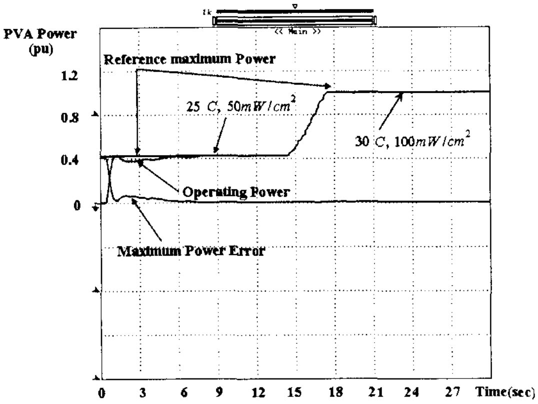

그림 7. PI제어기에 의한 PV 어레이의 응답특성
Fig. 7. Response characteristic of PV Array by PI Controller

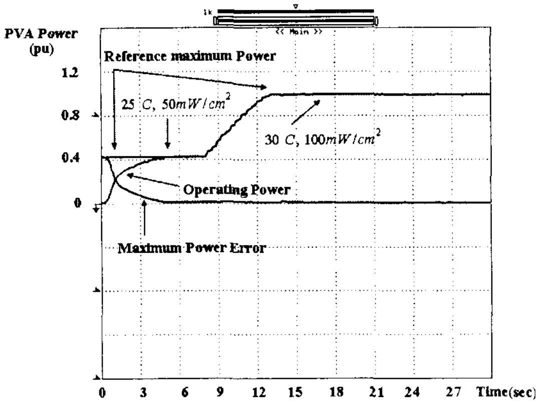

그림 8. 퍼지제어기에 의한 PV 어레이의 응답특성
Fig. 8. Response characteristic of PV Array by Fuzzy Controller

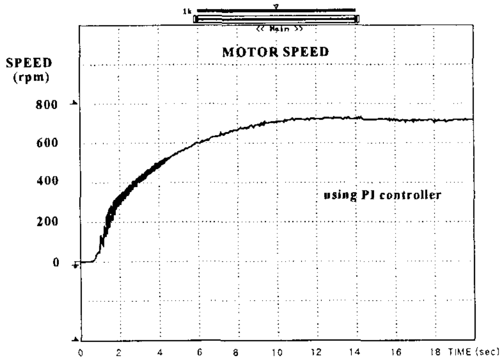

그림 9. PI 제어기에 의한 유도전동기의 속도 응답특성
Fig. 9. Speed response characteristic of IM by PI Controller

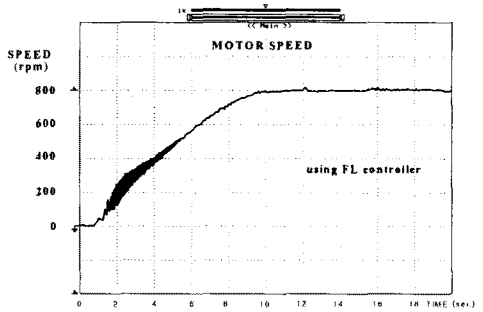

그림 10. 퍼지제어기에 의한 유도전동기의 속도 응답특성
Fig. 10. Speed response characteristic of IM by Fuzzy Controller

5. 결 과

본 논문에서는 퍼지제어기를 이용하여 부하특성에 따른 태양광 발전의 MPPT 제어를 수행하여 유도전동기 구동시스템을 제시하였다. 최대전력과 실제전력의 차이인 오차와 오차 변화분을 제어 입력값으로 사용하는 퍼지제어기를 사용하여 MPPT 제어를 수행하여 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다.

또한, 제시한 퍼지제어기는 종래의 PI 제어기 보다 성능이 우수한 결과를 얻었다. 퍼지제어기가 PI 제어기에 비하여 오버슈트가 거의 발생하지 않았으며, 빠르게 안정화되고 있음을 알 수 있었고 최대전력과 실제전력과의 차이에서도 퍼지제어기가 PI 제어기보다 빠르게 최소화되었다. 또한 유도전동기의 속도는 퍼지제어기가 PI 제어기에 비하여 더 높은 속도로 운전되는 것을 알 수 있었다.

본 논문에서 제시한 유도전동기 구동을 위한 퍼지제어 기반 PV 시스템을 이룩할 수 있었으며, 최대출력점 추정 및 유도전동기 구동에 있어서 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 제어 기법의 타당성을 입증할 수 있었다.

References

[1] E.Koutroulis, K.Kalaitzakis and N.C.Voulgaris., "Development of a microcontroller-base, photovoltaic maximum powerpoint tracking control system", IEEE Trans. Power Electronics., vol.16, pp.46-54, Jan. 2001.
[2] Chilhchiang Hua and Chihming Shen., "Study of maximum power tracking techniques and control of DC/DC converters for photovoltaic power system", IEEE-PESC Conf. Rec.,vol.1, pp.86-93. 1998.
[3] C.R Sullivan and M.J. Power, "A high-efficiency maximum power point tracking for photovoltaic arrays in a solar-powered race vehicle", IEEE_PESC Conf. Pec., pp. 574-580, 1993.
[4] F Lasnier and TG Ang, "Photovoltaic Engineering Handbook", Adam Hilger.
[5] Katsumi Ohniwa, Tadao Fujimaki, Yoshihiko Yoda "A New Maximum Power control Method of Photovoltaic Power System", JIEE, vol. B111, no.10, 1991.
[6] 박창엽, "에너지 변환공학", 김영사, pp. 2-50.
[7] 김형석, 박정민, 외 3인, "마이크로콘트롤러를 이용한 태양광발전용 승압초퍼용 MPPT 제어기에 관한 연구".
[8] Geoff Walker, "Evaluating MPPT converter Topologies using a Matlab PV model", IEAust, vol. 21, pp. 49-56, 2001.
[9] L.A Zad도, "Fuzzy Sets", Information and control 8. 1965, pp. 338-353.
[10] R.M. Tong, "A Control Engineering Review of Fuzzy Systems", Automatica, vol.13, Pergamon Press 1977, pp, 559-569.
[11] Y.F. Li and C.C. Lau, "Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems", IEEE, Control Systems Magazine, April 1989, pp. 65-72.

◇ 저자소개 ◇

최정식 (崔正植)
1980년 2월 9일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월~동 대학원 전기공학과 박사과정.
Tel : (061)750-3543
Fax : (061)752-1103
E-mail : cjs1108@scnu.ac.kr

고재섭 (高在涉)
1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월~동 대학원 전기공학과 박사과정.
Tel : (061)750-3543
Fax : (061)752-1103
E-mail : kokos22@naver.com

정동화 (鄭東和)
1955년 8월 15일생. 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대학교 정보통신공학부 교수.
Tel : (061)750-3543
Fax : (061)752-1103
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
WebPage: http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777