

계통연계형 태양광 발전시스템의 태양전지 전류 추정을 위한 슬라이딩 모드 관측기 설계

金一松[†], 白仁哲^{*}, 尹明重^{**}

Design of Sliding Mode Observer for Solar Array Current Estimation in the Grid-Connected Photovoltaic System

IL-Song Kim, In-Cheol Baik, and Myung-Joong Youn

요 약

본 논문에서는 계통연계형 태양광 발전시스템의 태양전지 전류 추정을 위한 슬라이딩 모드 관측기 설계 방법이 제시되었다. 태양전지 전류 추정 정보는 슬라이딩 모드 관측기에서 얻어지고, 기준전압을 갱신하기 위한 최대전력 추적기의 입력정보로 사용되어 진다. 계통연계형 인버터의 입력 커패시턴스 값은 규정치의 50[%] 정도까지 바뀔 수 있으며, 선형 관측기는 파라미터 변화나 외란이 존재하는 조건에서는 정확한 상태값을 추정할 수 없다. 슬라이딩 모드 관측기의 구조는 간단하지만, 파라미터 변화나 외란에서도 슬라이딩 모드 관측기는 강인한 추종능력을 보여주고 있다. 본 논문에서는 등가 입력조건을 이용한 슬라이딩 모드 관측기를 설계하는 방법이 제시되고, 제시된 관측기의 수렴조건에 대해 서술하였다. 수학적 모델링과 실험결과로서 제안한 방법의 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper, a sliding mode observer for solar array current estimation in the photovoltaic power generation system is presented. The solar array current estimation information is obtained from the sliding mode observer and fed into the maximum power point tracker to update the reference voltage. The parameter values such as inverter dc link capacitances can be changed up to 50% from their nominal values and the linear observer can't estimate the correct state values under the parameter variations and noisy environments. The configuration of sliding mode observer is simple, but it shows the robust tracking performance against parameter variations and modeling uncertainties. In this paper, the method for constructing the sliding mode observer using equivalent control input is presented and the convergence of the proposed observer is verified by the Lyapunov method. The mathematical modeling and the experimental results verify the validity of the proposed method.

Key Words : grid-connected photovoltaic system, maximum power point tracker, sliding mode observer

1. 서 론

태양에너지는 무공해와 풍부함 그리고 지구상에 균일하게 분포되어 있다는 특성 때문에 현재 가장 촉망 받는 대체에너지원으로 각광받고 있다. 태양에너지를 유용한 전기에너지로 변환하기 위해서는 태양전지와 전력변환기를 필요로 하게 된다. 전력변환기에는 배터리 충전을 위한 독립형 DC/DC와 계통에 전력을 공급하기 위한 계통연계형 DC/AC 변환기로 나누어진다. 전형적인 단상 계통연계형 태양광 발전시스템의 구성

[†]교신저자 : 정회원, 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(공학)

E-mail : iskim@powerlab.kaist.ac.kr

^{*}정회원, 경기공업대학 컴퓨터응용제어과 교수

^{**}정회원, 한국과학기술원 전자전산학과 교수

접수일자 : 2005. 6. 1 1차 심사 : 2005. 7. 21

심사완료 : 2005. 7. 25

은 그림 1에 나타난 것처럼 태양전지, 입력 커패시터 C_n , 필터 인덕터 L_n , 단상 인버터 그리고 계통 전압 $e_s(t)$ 로 이루어져 있다^[1]. 태양전지 셀은 원하는 태양 전지 전압과 전류를 만족하기 위해 직-병렬 조합으로 연결되어 있다. 입력 커패시터는 전압원 인버터를 위해서 태양전지 전압을 유지한다. 필터 인덕터를 포함한 단상 인버터는 입력 태양전지 전압을 AC 정현파의 형태로 바꾼다. 단상인버터는 단위 역률로 전력을 전송하기 위해서 계통전압과 필터 인덕터 전류가 동상이 되도록 적절한 스위치 신호로 제어된다.

태양전지 특성이 비선형적인 전압-전류 특성을 보여 주고, 발생하는 전력이 온도나 입사광과 같은 외부 환경적인 요인에 의해서 변화하기 때문에, 태양전지 셀의 동작점을 외부 환경변화에 맞추어 제어하기 위해서, 최대전력점 추적기(maximum power point tracker : MPPT) 를 필요로 하게 된다. 과거 수십년 동안 태양전지의 최대전력점을 추정하기 위한 제어기법이 많이 개발되어져 왔다^[2-5]. 그중에서도 가장 대표적인 방법들이 Perturb and Observe (P&O) 방법과 Incremental Conductance 방법이다. 이 두 방법들은 모두 태양전지의 전력에 대한 정보를 얻어내기 위해서 태양전지 전압과 전류를 측정해야 한다. 또한 인덕터 전류와 계통전압의 위상을 동기화시키기 위해서 계통 전압과 인덕터 전류도 측정해야 한다.

태양전지 전류는 태양전지 전압, 인덕터 전류와 입력상태에 의해서 결정되기 때문에 상태관측기를 통해서 태양전지 전류를 추정하는 것이 가능하다. 상태관측기는 회로파라미터에 대한 정확한 정보를 필요로 하기 때문에, 입력 커패시턴스나 인덕턴스 같은 상수들의 정확한 값을 알아야 한다.

그런데, 단상 계통연계형 태양광 발전시스템에서는 보통 전해커패시터가 입력 커패시턴스로 사용되고 있고, 전해 커패시터는 공칭값에서 +/-50[%] 정도의 공차를 가지고 있으며, 사용시간이 증대됨에 따라서 내부저항(ESR)이 커져서 커패시턴스가 매년 감소하게 된다^[6]. 만약 커패시턴스 값이 정확하지 않다면, 상태관측기의 추종 능력이 떨어지게 되고 따라서 최대전력 추적기는 최적 포인트에서 동작하지 못하게 된다. 인덕턴스나 다른 회로 상수값들도 공칭값에서 벗어나는 오차를 가지게 된다. 이와 같은 모든 불확실성과 오차들이 선형 상태관측기의 사용을 어렵게 하고 있다. Luengerber 관측기와 같은 선형 상태관측기는 외란과 파라미터의 오차가 있는 환경에서는 제대로 추종능력을 발휘하지 못하다고 알려져 있다.

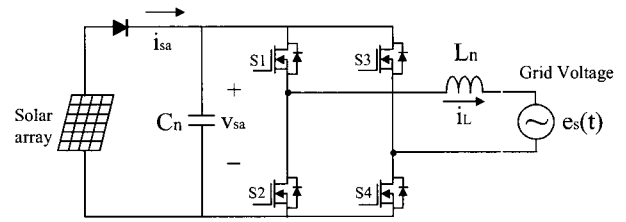


그림 1 단상 계통연계형 태양광 발전시스템의 구성
Fig. 1 Typical configuration of single stage grid-connected PV system

슬라이딩 모드 제어기가 파라미터 변화나 외란이 존재하는 환경하에서도 강인한 추종능력을 보여준다고 알려져 있지만, 슬라이딩 모드 관측기도 역시 비슷한 특성을 가지고 있다고 알려져 있다^[7-10]. 따라서 외란이나 파라미터 변화가 있는 환경하에서 태양전지 전류추정을 위해서 슬라이딩 모드 관측기를 사용하면 강인한 특성을 갖는 제어기를 설계할 수 있다.

본 논문에서는 단상 계통연계형 태양광 발전시스템의 태양전지 전류 추정을 위한 슬라이딩 모드 관측기를 설계하는 방법에 대해 제시한다. 슬라이딩 모드 관측기에서 태양전지 전류가 추정되며 이 값은 최대전력점 추적기에서 기준전압을 갱신하기 위해 사용된다. 슬라이딩 모드 관측기는 시스템의 동적방정식에서 유도된다. 슬라이딩 모드 관측기는 공칭값(nominal value)을 따라가기 위한 선형 케환항과 불확실성을 상쇄하기위한 비선형의 스위칭 항으로 구성된다. 등가입력 방법에 의해서 관측기의 수렴성을 증명하였다.

급격한 외부 입사광의 변화에 대해 슬라이딩 모드 관측기의 추종능력을 알아보기 위해서 태양전지 전류를 상한에서 하한으로, 그리고 반대로 변화시켰다. 또한 슬라이딩 모드 제어기의 강인한 추종능력을 알아보기 위해서 커패시턴스 값도 공칭값에서 100[%]를 변화시켜 실험하였다. 컴퓨터 모의실험과 실제실험으로서 제시된 방법의 타당성을 입증하였다.

2. 태양전지 셀과 어레이의 전기적인 등가모델

태양전지 셀의 전기적인 등가모델은 빛에 의해서 생성된 전류원, 등가 다이오드, 직렬 저항과 병렬저항으로 이루어져 있으며 회로 구성은 그림 2에 표시되어 있다. 셀 단자 전압과 전류 방정식은 아래와 같이 이루어져 있다.

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left\{ \exp\left(\frac{V + IR_s}{k_o}\right) - 1 \right\} - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (1)$$

수식 (1)에서 상수값들의 정의는 다음과 같다.

$$k_o \equiv \frac{AKT}{q}$$

- I, V : 셀 단자 전류, 전압
- I_{ph} : 입사광에 의해 생성된 전류원 [A]
- I_{sat} : 다이오드 역방향포화전류 [A]
- A : 공정계수
- K : 볼츠만 상수 1.38×10^{-23} [Nm/k]
- T : 셀 표면 온도 [K]
- q : 전자의 전하량 1.6×10^{-16} [C]
- R_s : 등가 직렬 저항 [Ω]
- R_{sh} : 등가 병렬 저항 [Ω]

원하는 전압-전류를 얻기 위해서 태양전지 셀들을 직-병렬 조합 연결하여 사용하게 된다. 이 경우 N_p -개의 병렬 연결과 N_s -개의 직렬 연결을 가진 태양전지 어레이의 전압-전류 관계식은 아래와 같이 주어진다.

$$I_{sa} = N_p I_{ph} - N_p I_{sat} \left\{ \exp\left(\frac{V_{sa}}{N_s k_o} + \frac{I_{sa} R_s}{N_p k_o}\right) - 1 \right\} - \frac{N_p}{R_{sh}} \left(\frac{V_{sa}}{N_s} + \frac{I_{sa} R_s}{N_p}\right) \quad (2)$$

식 (2)에서 $N_p I_{ph}$ 는 태양전지 어레이의 단락전류 (short circuit current : I_{sc})에 해당한다. 두 개의 I_{ph} 값에 대한 태양전지의 전압-전류 특성 커브가 그림 7에 표시되어 있다. 이 커브들에서 알 수 있듯이 전압-전류는 최대 전력점 부근에서 심한 비선형 특징을 보이고 있음을 알 수 있다.

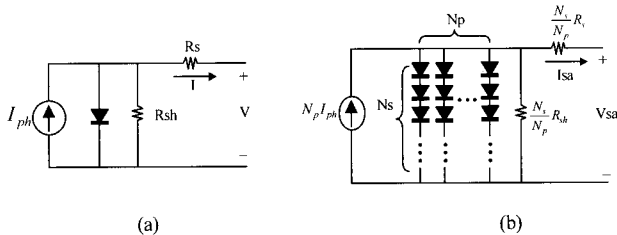


그림 2 태양전지 셀/어레이의 전기적 등가 회로
Fig. 2 Solar cell/array electrically equivalent circuit
(a) single cell circuit
(b) solar array circuit (N_s -series, N_p -parallel)

3. 슬라이딩 모드 관측기의 설계

그림 1에 나타난 단상 계통연계형 태양광 발전시스

템의 동적 모델은 상태방정식에 의해 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{v}_{sa} &= \frac{1}{C_n} (-i_L \cdot u + i_{sa}) + \Delta f_1 \\ \dot{i}_L &= \frac{1}{L_n} (v_{sa} \cdot u - e_s(t)) \end{aligned} \quad (3)$$

v_{sa} 는 커패시터 전압, i_L 은 인덕터 전류, $e_s(t)$ 는 계통 전압이다. 회로 상수 C_n 과 L_n 은 각각 공칭값에 해당하며 그 값들은 정확하게 알고 있다고 가정한다. 불확실성 $\Delta f_1, \Delta f_2$ 는 모델링 에러와 공칭값에서 벗어난 커패시턴스와 인덕턴스로 인해 생기는 변위량이며, 최대범위들은 각각 η_1, η_2 로 바운드 되어 있다. 단상 인버터의 스위치 상태는 u 로 표시하며 다음과 같이 정의된다.

$$u = \begin{cases} +1 \rightarrow S_1, S_4 : on, S_2, S_3 : off \\ -1 \rightarrow S_1, S_4 : off, S_2, S_3 : on \end{cases} \quad (4)$$

태양전지 전압 v_{sa} 와 태양전지 전류 i_{sa} 는 태양전지의 최대 전력점을 추적하기 위한 기준전압을 발생시키는 데 필요하므로 꼭 측정하여야만 한다. 계통전압 $e_s(t)$ 과 인덕터 전류 i_L 도 서로 동기를 맞추고 단위 역률로 계통에 태양전지에서 발생된 전력을 전송하기 위해서 반드시 측정하여야만 한다. 이 중에서 태양전지 전류는 식 (3)에서 유추할 수 있는 것처럼 커패시터 전압과 인덕터 전류의 함수이다. 따라서 태양전지 전류 i_{sa} 는 측정가능한 상태 v_{sa} 와 i_L 로부터 상태 관측기를 통해서 추정이 가능하다.

태양전지 전압과 전류는 계통전압에 따라서 진동하는 리플성분을 가지고 있으며, 리플 주파수는 단상 계통연계형 태양광 발전시스템의 경우 계통주파수의 2배가 된다. 태양전지 전력은 태양전지 전압과 전류의 곱으로 주어지기 때문에, 전압과 전류가 모두 리플성분을 가지고 있어서 전력도 역시 리플을 가지게 된다. 이러한 이유 때문에, 최대전력점 제어기는 기준전압을 갱신하는데 있어서 순치치의 전압과 전류를 이용하지 않고 평균값을 사용하게 된다. 대부분의 경우, 최대전력점 제어기의 기준전압은 계통전압이 영점을 지날 때 반주기 동안의 전압, 전류의 평균값을 이용하여 갱신된다. 따라서 상태관측기에서 얻어내어야 할 상태는 순치치 보다는 평균치가 된다.

이와 같은 평균치 개념에 의해서, 태양전지 전류 i_{sa}

가 리플을 가지고 있지만 미분치가 0이라는 가정을 하고 새로운 상태 방정식을 아래와 같이 표시한다.

$$\begin{aligned}\dot{v}_{sa} &= \frac{1}{C_n}(-i_L \cdot u + i_{sa}) + \Delta f_1 \\ \dot{i}_{sa} &= 0 \\ y &= v_{sa}\end{aligned}\quad (5)$$

상태 방정식에 대응되는 슬라이딩 모드 관측기의 방정식은 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}\dot{\hat{v}}_{sa} &= \frac{1}{C_n}(-i_L \cdot u + \hat{i}_{sa}) + h_1 \cdot e_y + k_1 \cdot \text{sgn}(e_y) \\ \dot{\hat{i}}_{sa} &= h_2 \cdot e_y \\ e_y &\triangleq y - \hat{y} = v_{sa} - \hat{v}_{sa} \\ \text{sgn}(e_y) &= \begin{cases} +1, & e_y > 0 \\ -1, & e_y < 0 \end{cases}\end{aligned}\quad (6)$$

여기서 $(\hat{v}_{sa}, \hat{i}_{sa})$ 는 (v_{sa}, i_{sa}) 의 상태추정치이고, h_1, h_2 는 Luenberger 상태 관측기 이득이며 양의 값을 가지게 된다. 이득 k_1 는 슬라이딩 모드 스위칭 이득이다. 식 (6)에 주어진 관측기는 본질적으로 Luenberger 관측기에 외란이나 불확실성에 강인함을 보장해 줄 수 있는 비선형 이득 k_1 을 가진 스위칭 항으로 구성되어 있다. 전류오차 $e_i = i_{sa} - \hat{i}_{sa}$ 로 정의하면, 다음과 같은 오차 방정식이 얻어진다.

$$\begin{aligned}\dot{e}_y &= \frac{e_i}{C_n} - h_1 \cdot e_y + \Delta f_1 - k_1 \cdot \text{sgn}(e_y) \\ \dot{e}_i &= -h_2 \cdot e_y\end{aligned}\quad (7)$$

오차 방정식의 수렴성을 알기 위해 다음과 같은 Lyapunov 함수를 정의한다.

$$V(e) = \frac{1}{2}(\alpha \cdot e_y^2 + \beta \cdot e_i^2)\quad (8)$$

상수 α, β 는 관측기 이득값을 선정할 때 자유도를 증가시키기 위하여 도입되었으며, 각각 양의 값을 가지는 상수이다.

Lyapunov 함수의 시간에 대한 미분값은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}\dot{V}(e) &= \alpha \cdot e_y \dot{e}_y + \beta \cdot e_i \dot{e}_i \\ &= \alpha \cdot e_y \left(\frac{e_i}{C_n} - h_1 \cdot e_y + \Delta f_1 - k_1 \cdot \text{sgn}(e_y) \right) - \beta h_2 \cdot e_i e_y \\ &= -\alpha h_1 \cdot e_y^2 + \left(\frac{\alpha}{C_n} - h_2 \beta \right) \cdot e_i e_y + \alpha \cdot e_y (\Delta f_1 - k_1 \cdot \text{sgn}(e_y))\end{aligned}\quad (9)$$

괄호안의 $\frac{\alpha}{C_n} = h_2 \beta$ 가 되게 하고 $k_1 > \max(\Delta f_1) = \eta_1$ 이 되도록 이득 범위를 설정하면 위의 방정식은 아래와 같이 정리된다.

$$\dot{V}(e) < -\alpha h_1 \cdot e_y^2\quad (10)$$

따라서 실제전류와 추정된 전류값의 오차는 점근적으로 0으로 접근하게 된다.

하지만, 앞에서 서술한 바와 같이, 태양전지 전류는 정현파의 인덕터 전류로 인하여 120[Hz]의 주파수로 진동하게 된다. 식 (5)에서 태양전지 전류의 미분값은 0으로 가정하고 방정식을 유도하였다. 따라서 전류 오차 e_i 는 120[Hz]로 진동하는 리플성분을 가지게 된다. 이 리플 성분은 계통주파수의 반주기에 해당하는 전류 오차를 평균하게 되면 없어지게 된다. 이것은 아래의 식으로 표시된다.

$$\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} e_i \cdot dt = 0\quad (11)$$

식에서 $T = \frac{1}{f}$ 로 주어지며, f 는 60[Hz]의 계통 주파수에 해당한다.

$$\begin{aligned}\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} (i_{sa} - \hat{i}_{sa}) dt &= 0 \\ \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} i_{sa} \cdot dt &= \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \hat{i}_{sa} \cdot dt\end{aligned}\quad (12)$$

따라서 다음의 관계식이 성립하게 된다.

$$i_{sa_avg} = \hat{i}_{sa_avg}\quad (13)$$

변수값은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}i_{sa_avg} &\triangleq \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} i_{sa} dt \\ \hat{i}_{sa_avg} &\triangleq \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \hat{i}_{sa} dt\end{aligned}\quad (14)$$

추정된 평균 전류값은 실제 평균전류값과 같게 된다. 추정된 평균 전류값이 실제 평균전류값 대신 최대전력점 제어기의 입력으로 사용되게 된다. 최대전력점 제어기가 계통전압이 영점을 지날 때 마다 태양전지 평균 전압과 추정된 평균 전류값을 사용하여 기준전압을 갱신하기 때문에, 순시값보다는 평균값을 필요로 하게 된다. 계통주파수 반주기 동안의 태양전지 평균전압은 다음과 같이 정의된다.

$$v_{sa_avg} \triangleq \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} v_{sa} dt \quad (15)$$

계통 주파수 반주기동안의 태양전지 평균 전력은 태양전지 평균전압 v_{sa_avg} 과 추정된 평균 전류값 \hat{i}_{sa_avg} 의 곱으로 얻어진다. 이 태양전지 평균전력값이 전력의 경사를 결정하고 기준전압을 갱신하는데 사용된다. 최대 추적점 알고리즘 중에서 가장 많이 사용되는 Perturb & Observer 방법을 사용하면 추적 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$V_{ref}(k+1) = V_{ref}(k) + M \cdot \text{sgn}\left(\frac{P_{sa_avg}(k) - P_{sa_avg}(k-1)}{v_{sa_avg}(k) - v_{sa_avg}(k-1)}\right) \quad (16)$$

M 은 전단계 값으로부터의 변위량을 의미하며, 괄호안은 전압에 대한 전력의 변화량을 나타낸다.

그림 3에 제안된 전체시스템의 구성도가 나타나 있다. 슬라이딩 모드 관측기와 최대 전력점 제어기, 태양전지 전압 제어를 위한 전압 제어기, 그리고 인버터 전류 제어를 위한 전류제어기로 구성되어 있다. 최대 전력점 제어기는 평균 전압과 추정된 평균전류를 사용하여 기준 전압을 발생시킨다. 전압제어기는 PI 제어기 같은 선형 제어기를 사용하여 태양전지 전압이 기준전압을 따라가도록 제어한다. 전압제어기의 출력은 DC 기준 전류값이 되고 여기에 계통전압의 위상정보를 곱하여 기준 전류 I_{ref}^* 를 발생시킨다. 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$I_i^* = K_p (V_{sa} - V_{ref}^*) + K_I \int (V_{sa} - V_{ref}^*) dt$$

$$I_{ref}^* = \sqrt{2} \cdot I_i^* \sin(\omega_s t) \quad (17)$$

K_p 는 비례이득 상수이고 K_I 는 적분이득 상수이다. 전류제어기는 인버터 전류가 기준 전류 I_{ref}^* 를 추종하도록 제어한다. 보통 좋은 제어특성과 고정된 스위

칭 주파수를 가지는 장점이 있기 때문에, 예측제어기가 많이 사용된다. 전류 제어기의 인버터 전압명령은 다음의 관계식에 의해서 표시된다.

$$V_{INV}^*(i+1) = e_s(i) + \frac{L}{T_s} (I_{ref}^*(i) - i_L(i)) \quad (18)$$

발생된 인버터 전압명령은 PWM 삼각파와 비교되어 인버터의 원하는 스위칭 패턴을 발생시킨다.

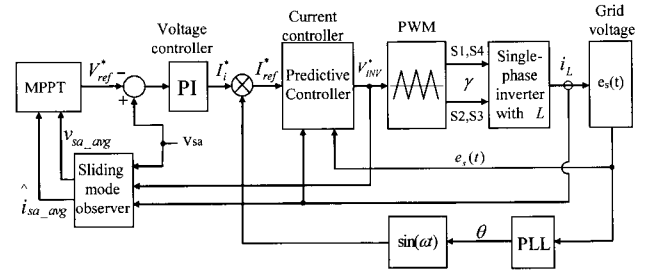


그림 3 제안된 시스템의 전체 제어기 구성도

Fig. 3 Overall controller configuration of the proposed system

4. 컴퓨터 모의실험

다음과 같은 설계변수를 이용하여 컴퓨터 모의실험을 하였다 : $\alpha=3$, $\beta=1$, $h_1=8000$, $h_2=3000$, $k_1=3000$. Luenberger 관측기의 고유치(eigenvalue)는 $\lambda_1=-395$, $\lambda_2=-7605$ 에 위치한다. 설계변수 선정은 각 고유치의 위치가 최소 10[dB]이상 떨어질 수 있도록 α, β, h_1, h_2 를 선정하고, C_n 값의 변화와 다른 회로 상수들의 변화를 포함할 수 있는 값으로 k_1 의 범위를 선정하였다.

표 1 컴퓨터 모의실험과 실험을 위한 파라미터 값들
Table1 Parameters for simulation and experiment

태양전지 (시뮬레이터)	N_s	60
	N_p	1
	I_{ph}	1[A], 2[A]
	T	300[k]
	V_{mp}	38[v]
인버터	C_n	1000[uf]
	L_n	5[mh]
	f_s	10KHz
	Output	25Vpeak / 60Hz
관측기 이득	h_1	8000
	h_2	3000
	k_1	3000

Table 1에 주어진 파라미터를 이용하여 태양전지 전압, 전류, 관측된 전압 전류, 그리고 전류오차에 대한 컴퓨터 모의실험에 대한 결과가 그림 4에 나타나 있다. 계통전압의 피크값은 25[V]로 주어지고 주파수는 60[Hz]이다. 최대전력점 제어기의 기준 전압은 40[V]로 설정하였다. 그림 4에서 보는 것처럼 태양전지 전압과 전류는 계통주파수의 2배인 120[Hz]로 진동하게 된다. 추정된 태양전지 전압 \hat{v}_{sa} 은 스위칭 리플 값을 가지지만, 태양전지전압 v_{sa} 를 정확히 추종하고 있다. 추정된 태양전지 전류 \hat{i}_{sa} 는 지연된 채터링 값을 가지고 태양전지 전류 i_{sz} 를 따라가게 된다. 전류오차는 120[Hz]의 AC 리플을 갖게 된다. 비록 \hat{i}_{sa} 가 정확히 i_{sz} 를 추종하지는 않지만, 계통주파수의 반주기에 해당하는 구간 동안의 평균 전류와 추정된 평균전류는 완벽히 일치하게 한다.

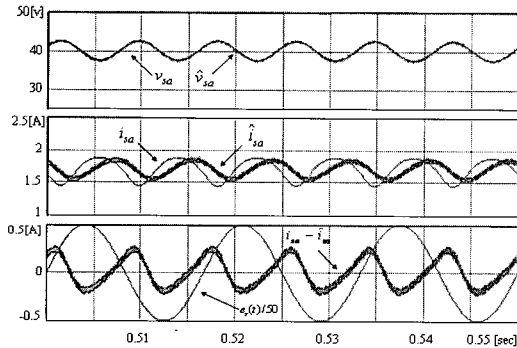


그림 4 태양전지 전압, 전류, 추정값과 오차 에 대한 컴퓨터 모의실험
Fig. 4 Simulation waveform of the voltage, current, estimated states and error

슬라이딩 모드 관측기의 추적 성능을 알아보기 위해서, I_{ph} 값을 1[A]에서 2[A]로, 그리고 반대로 변화시켰다. 그림 5에 I_{ph} 값의 변화에 따른 i_{sz} , \hat{i}_{sa} , i_{sa_avg} , \hat{i}_{sa_avg} 의 파형을 보여주고 있다. 그림에서 보는 것처럼, 추정된 평균 전류는 I_{ph} 값의 변화에도 불구하고 실제 평균 전류와 정확하게 일치하는 값을 보여주고 있다. 따라서 슬라이딩 모드 관측기를 사용하여 태양전지 전류를 관측하는 방법은 실제 전류를 측정하지 않고도 사용될 수 있다는 것을 알 수 있다.

5. 실험 결과

제한한 슬라이딩 모드 관측기를 단상 계통연계형 태

양광 발전 시스템에 적용하기 위하여 그림 6과 같은 실험장치를 설치하였다.

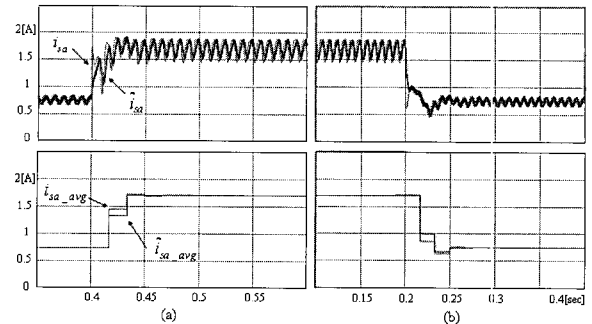


그림 5 전류, 평균전류 그리고 추정된 상태 값에 대한 컴퓨터 모의실험 파형
Fig. 5 Simulation waveforms of current, average current and estimated states
(a) I_{ph} change from 1[A] to 2[A]
(b) I_{ph} change from 2[A] to 1[A]

태양전지 시뮬레이터가 수식 (2)로 표현되는 태양전지의 수학적인 모델을 모사하기 위하여 사용되었다. 태양전지 시뮬레이터는 가변 전류원과 직렬로 연결된 다이오드 스트링으로 이루어져 있다. 또한 전류원의 값과 직렬로 연결된 다이오드의 숫자를 변화시킴으로써 온도와 입사량의 변화와 같은 외부조건의 변화에 따른 전압전류특성 커브의 변화를 모사할 수 있다. $I_{ph} = 2[A]$ 와 $1[A]$ 에 대해 측정된 전압 전류 특성이 그림 7에 나타나 있다. 이 커브 데이터는 태양전지 시뮬레이터와 연결된 자동 측정장치를 통해서 얻어진다. 태양전지 시뮬레이터의 최대 출력 전압이 50[V]로 제한되어 있기 때문에 인버터 출력은 승압형 변압기를 통해서 계통전압 220[V]에 연결되어 있다.

DSP TMS320C31이 제어기로 사용되며, 슬라이딩 모드 관측기와 최대 전력점 제어기, 전압제어기와 전류제어기의 역할을 수행한다. 태양전지 전류 i_{sz} 가 추정된 전류 값과 비교를 위해서 임의로 전류센서를 사용하여 측정되었다. 이 센서 정보는 태양전지 평균 전류를 얻어내는데 사용된다. 아날로그 센서 입력을 디지털 입력으로 바꾸기 위하여 A/D 변환기가 사용되었으며, 관측기 출력과 태양전지 전압, 전류의 평균값을 표시하기 위하여 D/A 변환기가 사용되었다. 제어 프로그램은 인터럽트 루틴에서 사용되며, 그 샘플링 구간은 0.1[ms]이다. 매 주기마다 센서 정보가 측정되고, 관측기 상태가 갱신되며, 태양전지 전압과 추정된 태양전지 전류값이 더해진다. 계통전압이 영점을 통과할

때 마다. 반주기 동안 더해진 값을 이용하여 평균전압과 추정된 평균 전류값이 얻어진다. 이 값들을 이용하여 최대전력점 추적기의 기준전압이 갱신된다. 그림 8에 인터럽트 루틴의 자세한 흐름도가 나타나 있다.

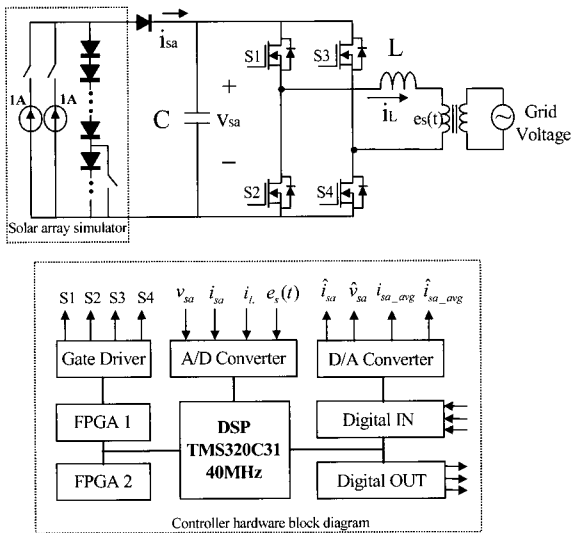


그림 6 실험 장치를 위한 하드웨어 구성도
Fig. 6 Hardware experimental setup configuration

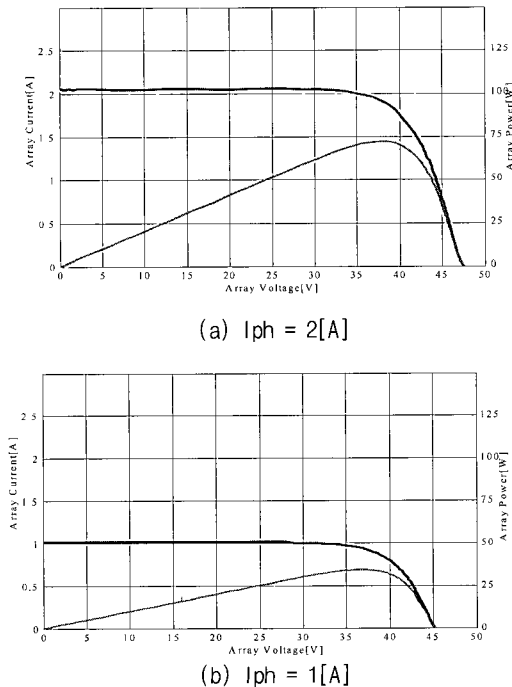


그림 7 태양전지 시뮬레이터의 전압, 전류 특성 커브
Fig. 7 Voltage-current characteristics of solar array simulator

그림 9에 태양전지 전압, 전류, 추정된 전압과 전류의 실험파형이 나타나 있다. 추정된 전압과 전류는 실제값을 잘 따라가고 있음을 알 수 있다. 그림 10에 I_{ph} 가 1[A]에서 2[A]로 변화하거나 반대로 변화하였을 때 i_{sa} , \hat{i}_{sa} , i_{sa_avg} , \hat{i}_{sa_avg} 의 실험파형을 보여주고 있다. 추정된 평균 전류 \hat{i}_{sa_avg} 는 실제 평균전류 i_{sa_avg} 와 정확히 일치한다는 것을 알 수 있다. 이것은 컴퓨터 모의실험의 결과와 동일함을 알 수 있다. 파라미터 변화나 외란에 대해서 강인한 추적 성능을 보여주기 위해서, 커패시턴스 C 값을 1000[μ F]에서 2000[μ F]으로, 그리고 500[μ F]으로 변화시켰다. 그림 11에서 알 수 있듯이, 커패시턴스 값이 태양전지의 리플값을 결정하게 된다. 높은 커패시턴스 값은 낮은 리플 전류를 보여준다. 비록 추정된 전류의 리플값이 커지더라도, 추정된 평균전류값은 실제 평균전류값과 정확히 일치하게 된다. 이 실험결과로부터 슬라이딩 모드 관측기는 외란이나 파라미터 변화에 대해서 강인한 추적성능을 가지고 있음을 알 수 있다.

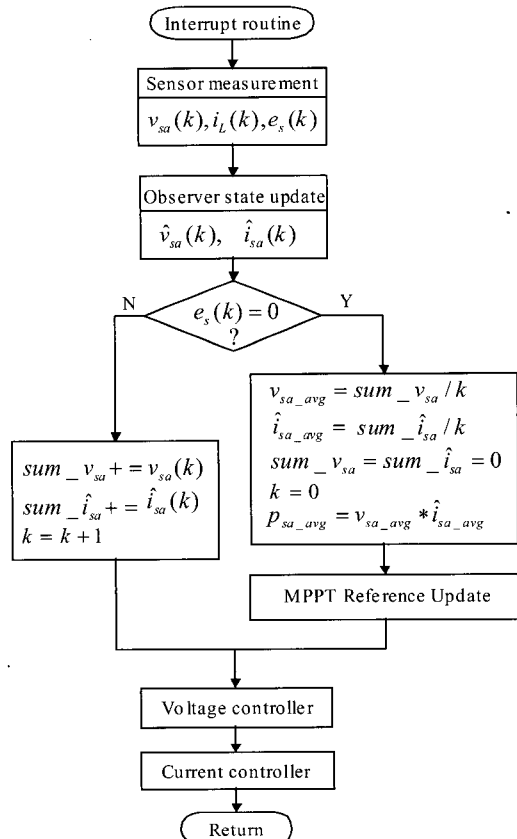


그림 8 인터럽트 루틴의 제어흐름도 구성
Fig. 8 Flowchart of the interrupt routine

그림 12에 계통전압 $e_s(t)$ 과 인덕터 전류 i_L 의 파형을 I_{ph} 가 1[A]에서 2[A]로 변화하거나 반대로 변화하였을 경우에 대해서 보여주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 I_{ph} 값이 갑자기 변화하더라도 계통전압과 인덕터 전류는 항상 동상을 유지하며 단위역률로 전력을 전송함을 알 수 있다.

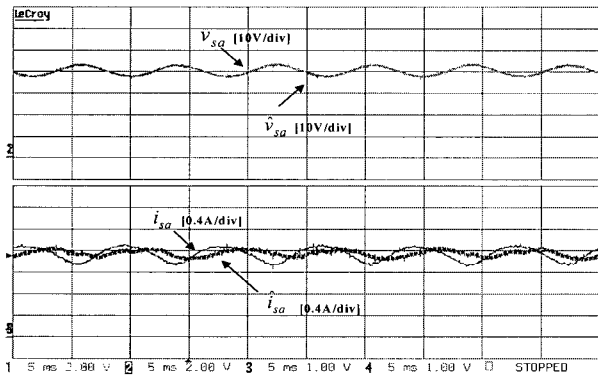


그림 9 전압, 전류, 추정된 상태값에 대한 실험 파형
Fig. 9 Experimental waveform of voltage, current and estimated states

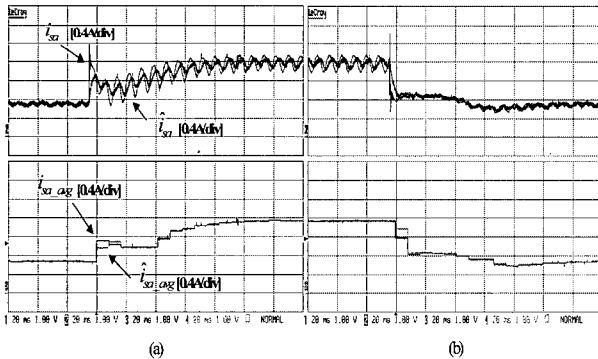


그림 10 전류, 평균 전류 그리고 추정값에 대한 실험 파형
Fig. 10 Experimental waveforms of current, average current and estimated states
(a) I_{ph} change from 1[A] to 2[A]
(b) I_{ph} change from 2[A] to 1[A]

I_{ph} 값의 변화에 대한 최대전력점 추적기의 추적특성에 대해서 알아보았다. I_{ph} 가 1[A]에서 2[A]로 변화하거나 반대로 변화하였을 경우에 대하여 v_{sd} , v_{sd_ref} , P_{sd_avg} 의 파형이 그림 13에 나타나 있다. 최대전력점 추적기는 최대전력점 37[W] \rightarrow 75[W] \rightarrow 37[W]을 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 태양전지 전압파형으로부터 그림 7의 최대전력점 전압으로 제어되고 있음

을 알 수 있다. 제안된 슬라이딩 모드 관측기는 여분의 하드웨어나 제어장치를 필요로 하지 않는다. 단지 몇줄의 제어 소프트웨어의 추가만으로도 태양전지 전류 센서 없이도 제어가 가능하기 때문에 제작 비용의 감소와, 전류센서의 고장시에 대비한 fault tolerant 한 시스템을 만들 때 사용될 수 있다.

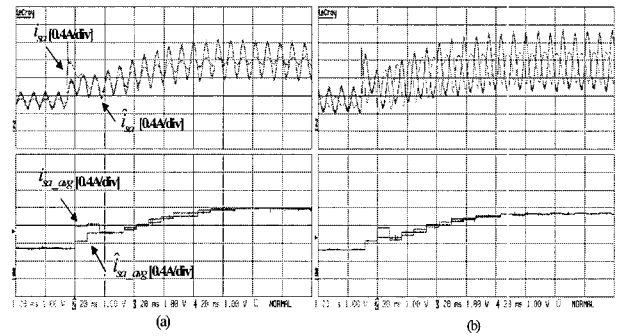


그림 11 커패시턴스 변화에 대한 실험 파형
Fig. 11 Waveform against capacitance variation
(a) $C = 2000$ [uF] (b) $C = 500$ [uF]

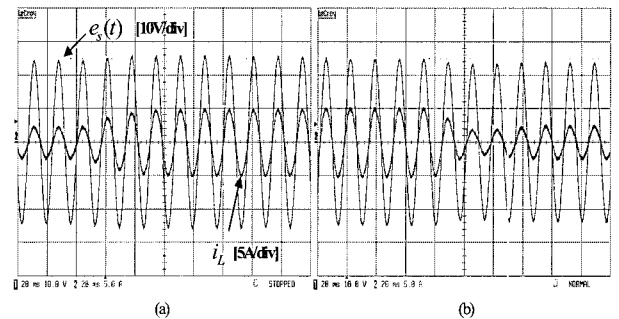


그림 12 I_{ph} 가 변화할 때의 계통 전압과 인덕터 전류 파형
Fig. 12 Grid voltage and inductor current waveform
(a) I_{ph} change from 1[A] to 2[A]
(b) I_{ph} change from 2[A] to 1[A]

6. 결 론

단상 계통연계형 태양광 발전시스템의 태양전지 추정을 위한 슬라이딩 모드 관측기를 설계하는 방법에 대해서 설명하였다. 슬라이딩 모드 관측기는 시스템 상태방정식에서 유도되며 오차시스템의 수렴성을 Lyapunov 방법에 의해 증명하였다. 비록 추정된 전류 값이 채터링 리플값을 가지고 있지만, 계통 주파수의 반주기 평균값은 실제 전류평균값과 정확히 일치하게 된다. 추정된 평균 전류와 평균전압이 최대전력점 제어기의 기준전압을 갱신하는데 사용된다. 컴퓨터 모의

실험에서 예견하였던 사실을 실험을 통하여 입증함으로써 제안된 시스템의 타당성을 검증하였다. 제안된 시스템은 값비싼 전류센서를 줄일 수 있으며 기존 시스템에 하드웨어의 수정없이 바로 적용 가능한 장점을 가지고 있다.

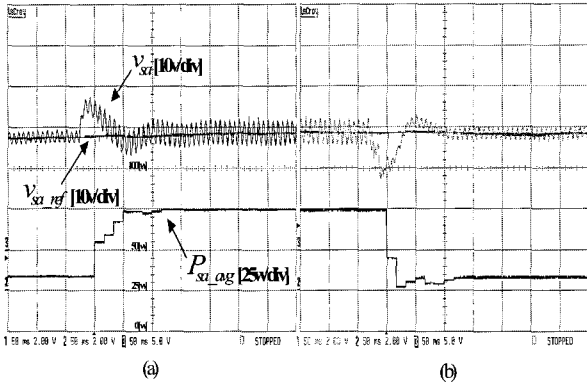


그림 13 최대전력점 제어기의 추적 성능

Fig. 13 MPPT tracking performance

- (a) I_{ph} change from 1[A] to 2[A]
- (b) I_{ph} change from 2[A] to 1[A]

참 고 문 헌

[1] T.J.Liang, Y.C.Kuo and J.F.Chen, "Single-stage photovoltaic energy conversion system", IEE Proc.-Elec. Power Appl., 2001, Vol. 148, No. 4, July pp.339-344.

[2] Eftichios Koutroulis, Kostas Kalaitzakis and et al, "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.16, No.1, Jan., 2001, pp.46-54.

[3] 이상용, 최해용 외, "초퍼 없는 태양광 발전 시스템을 위한 새로운 최대전력점 추적 알고리즘", 전력전자학회 논문지, 제7권, 제2호, 4월, 2002년.

[4] 유권중, 김기현, 정영석, 김영석, "MPPT제어 알고리즘 고찰 및 효율시험 평가법", 전력전자학회 논문지, 제6권, 제2호, 4월, 2001년.

[5] 김일송, 윤명중, 김정환, 주훈, "IMT2000을 위한 혼성마이크로 동력원 개발에 관한 연구", 전력전자학의 논문지, 제10권, 제2호, 4월, 2005년. pp. 203-210.

[6] N.Kasa, T.lida and H.Iwamoto, "Maximum power point tracking with capacitor identifier for photovoltaic power system", IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol.147, No.6, Nov., 2000, pp.497-502.

[7] Ibrahim Haskara, Umit Ozguner, Vadim Utkin, "On variable structure observers", 1996, IEEE workshop on

variable structure system, pp.193-198.

[8] Yi Xiong and Mehrdad Saif, " Sliding mode observer for uncertain systems Part I & II", 2000, Proceedings of the 39th IEEE conference on Decision and Control, pp.316-327.

[9] Hebertt Sira-Ramirez, Romeo Ortega and et al, "A sliding mode controller-observer for dc-dc power converter: A passivity approach", 1995, Proceedings of the 34th conference on Decision and Control, pp.3379-3383.

[10] Y.J. Zhan, C.C. Chen and K.T. Chau, "A novel sliding-mode observer for indirect position sensing of switched reluctance motor drives", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 46, No.2, Apr., 1999, pp.390-P397.

저 자 소 개



김일송(金一松)

1968년 7월생. 1991년 연세대 공대 전자공학과 졸업. 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994~1999 현대전자 위성사업단 위성연구 1995~1997 Space Systems/Loral (USA) 1997~1998 Alenia Aerospazio(ITALY) 1999~2003 인공위성 연구센터. 2005 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(공학).



백인철(白仁哲)

1962년 2월 25일생. 1984년 2월 건국대 전자공학과 졸업. 1987년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1998년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1987년 10월~2003년 2월 LG 전자 Digital Appliance Research Laboratory 책임연구원. 1990년 2월~5월 SIEMENS Energy and Automation Training Center (영국 Manchester). 2003년 3월~현재 경기공업대학 컴퓨터응용제어과 교수.



윤명중(尹明重)

1946년 11월 26일생. 1970년 서울대 졸업. 1974년 University of Missouri-Columbia 졸업(석사). 1978년 동 대학원 졸업(공학). 1978년부터 General Electric Columbia에서 Individual Contributor on Aerospace Electrical Engineering 재직. 현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 교수. 1999년 당 학회 회장 역임.