

태양광 컨버터 시스템의 과도응답 개선을 위한 비선형 적응제어 및 안정성 해석

Nonlinear Adaptive Control and Stability Analysis for Improving Transient Response of Photovoltaic Converter Systems

조 현 철, 유 수 복, 이 권 순*
(Hyun Cheol Cho, Su Bok Yoo, and Kwon Soon Lee)

Abstract: In photovoltaic(PV) generator systems, DC-DC converters are significantly considered for control system performance in power quality point of view. This paper presents a novel adaptive control method for DC-DC converters applied in PV generator systems. First, we derive a state-space average model of the converter system and then propose a reset control methodology to enhance transient response performance for time-varying PV systems. For estimating parameters of a reset control, a gradient descent optimization is utilized and an adjustment rule of them are derived respectively. An objective of the optimization is that characteristic equation of an augmented system model which is formed with an converter system model and an reset control is to trace a predefined polynomial given as a reference characteristic model. Next, we accomplish stability analysis by means of a well-known Lyapunov theory for nonlinear converter systems including time-varying voltage excitation from a PV generator. Numerical simulation demonstrates reliability of our control methodology and its superiority by comparison to a traditional control strategy.

Keywords: photovoltaic(PV) generator, DC-DC boost converter, adaptive reset control, Lyapunov stability analysis

I. 서론

태양광 발전시스템은 미래의 새로운 에너지 시스템으로 인식이 된 이후로 꾸준한 발전을 거듭하고 있다. 특히 지구 환경에 관련된 대체에너지원의 관심이 치솟고 있는 최근에는 태양광 시스템의 개발이 전 세계적으로 각광을 받고 있는 실정이다. 국내의 경우도 최근 신 성장 동력산업의 일환으로 발표된 바 있으며 선진국 기술수준에 도달하기 위한 연구가 급속도로 진행되고 있다.

태양광 시스템 관련 연구는 많은 과학 및 공학 분야에 걸친 다방면의 기술개발이 요구되는 기술집약형 메커니즘으로 구성되어 있다. 공학적 측면에서는, 새로운 태양광 발전소자의 개발에 많은 연구가 이루어져 오고 있으며, 최근에는 최대전력추종(MPPT) 기법이 전기 및 제어공학자들에게 지대한 관심을 받고 있는 연구주제이기도 하다[1-4]. 태양광 발전시스템의 또 다른 공학적 연구는 발전시스템의 성능에 밀접한 관계가 있는 태양의 일사량 및 주변온도 등 에너지 자원의 예측기법을 들 수 있다[5-9]. 한편, 퍼지이론이나 인공 신경회로망 기법 등과 같은 소프트 연산기법을 이용한 태양광 소자의 해석적 모델 또한 이러한 연구범주를 포함하고 있다[10-13].

태양광 발전시스템은 과거의 대규모 발전시스템을 비롯하여, 최근에는 소규모 구조의 발전시스템이나 특수목적용

갖는 임베디드 형태의 시스템으로도 많이 적용되고 있다. 이러한 시스템의 경우 부하측에 도달하는 전기적 특성이 보다 더 효율적이어야 하며 또한 정밀한 전기적 및 제어성능을 요구하고 있다. 이러한 사양을 만족하기 위하여 태양광 발전시스템과 부하측 간의 고성능 DC-DC 컨버터 시스템의 개발이 불가피한 실정이다. 하지만 대부분의 컨버터 시스템에 관한 연구는 태양광 발전의 최대전력추종 기법에만 거의 초점을 맞추고 있으며 이러한 컨버터의 제어성능을 개선하기 위한 연구는 현재까지 거의 미비한 실정이다.

기존 컨버터 시스템의 경우 컨버터로 인가되는 입력전압이 거의 일정하거나 그 변동의 폭이 매우 작았으며, 컨버터의 부하 또한 대부분 고정 값이므로 기존의 제어기법으로 어느 정도 바람직한 성능을 용이하게 얻을 수 있다. 하지만, 태양광 발전시스템의 컨버터의 경우 입력변수인 태양광 발전량은 태양 에너지의 조건에 따라 변화하는 시변(time-varying)특성으로 간주할 수 있으며 출력측의 부하도 사용자에 따라 특성이 확연히 다른 불확실성(uncertainty) 요소로 간직하고 있다. 이러한 특성과 연관된 동적 시스템의 제어는 기존의 제어방식과는 달리 보다 개선된 적응형 방식의 제어전략이 요구되고 있다. 특히, 이러한 시변 및 불확실성 요소가 내재된 시스템의 경우 과도응답특성에 대한 성능이 저하될 수 있으며, 심지어 과도상태시간이 길어질 경우 시스템 전체의 안정성에 치명적일 수도 있다. 다시 말해, 부하 및 입력변동에도 강인 적응형의 제어기법을 통해 과도상태응답을 개선하여야 한다.

본 논문은 태양광 발전시스템에 적용되는 컨버터의 과도응답상태를 개선시키는 적응형 리셋(reset) 제어시스템을 제안한다. 우선, 컨버터 시스템을 평균 상태공간 모델을 구

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2009. 9. 10., 수정: 2009. 10. 5., 채택확정: 2009. 10. 30.

조현철, 유수복: 울산과학기술대학교 전기전자학부

(hcjo@uc.ac.kr/sbyou@uc.ac.kr)

이권순: 동아대학교 전기공학과(kslee@dau.ac.kr)

※ 본 논문은 2009학년도 동아대학교 학술연구비에 의하여 연구되었음.

한 후 리셋 제어시스템 모델과 함께 augment 형태의 새로운 상태공간 모델링을 실시한다. 리셋 제어시스템은 정상상태에서 제어오차가 0이며 제어입력을 리셋 시키며, 과도응답특성을 개선하는데 탁월한 제어기법으로 알려져 있다[14]. 본 논문에서 설정하는 제어목적은 augment 상태 방정식의 특성방정식을 원하는 다항식으로 추종하는 것으로서, 리셋 제어시스템의 제어 파라미터 값을 최적의 값으로 결정함으로써 실현된다. 이러한 파라미터 추정은 잘 알려진 최급강하(gradient descent) 최적화 알고리즘을 통해 재귀형 방식으로 이루어지며, 이는 시스템 상태 및 외부입력 변수의 함수로 정의되어 적응형 추정 메커니즘을 구현할 수 있다. 또한 본 논문은 Lyapunov 이론을 적용하여 컨버터 시스템의 안정성 해석을 실시하며, 안정하기 위한 필요충분조건을 검토한다. 마지막으로, 본 논문에서 제안한 컨버터 시스템의 제어성능을 검증하기 위하여 컴퓨터 모의 실험을 실시하였으며 기존의 제어방식과 비교 검토하여 성능의 우수성 및 타당성을 입증하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에 태양광 발전 시스템의 전기적 모델을 언급하며, III 장에 컨버터 시스템의 수학적 모델링을, IV 장에는 리셋 제어시스템 설계를 다루며, V 장에는 파라미터 추정 알고리즘을 그리고 VI 장에는 시스템 안정성 해석을 실시한다. VII 장에는 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과 검토를 그리고 VIII 장에는 결론 및 향후 연구내용을 제시한다.

II 태양광 발전시스템 모델

태양광 발전시스템은 여러 개의 태양광 소자가 직렬 또는 병렬로 구성되어 있으며, 태양으로부터의 일사량과 주변의 온도에 따라 전류를 발생하여 부하에 전압을 출력하는 발전시스템이다. 이러한 태양광 발전시스템의 전기적 등가회로는 다이오드와 직병렬 저항을 이용하여 나타낼 수 있으며 그림 1과 같다. 또한 출력 전류의 수학적 모델은 다음과 같다.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_o \times \left[\exp\left(\frac{q(V_{pv} + I_{pv}R_s)}{nkT}\right) - 1 \right] - \left(\frac{V_{pv} + I_{pv}R_s}{R_p} \right) \quad (1)$$

여기서 I_{pv} 와 V_{pv} 는 태양광 발전시스템의 출력 전류[A]와 전압[V]을 각각 나타내며, n 은 다이오드 특성, I_o 는 다이오드의 포화전류[A], I_{ph} 는 태양광 소자의 광전류[A], R_s 는 직렬 저항[Ω], R_p 는 바이패스 저항[Ω], k 는 볼츠만 상수 (1.38×10^{-23} [J/K]), q 는 기본 전하량(1.6×10^{-19} [C]), 그리고 T 는 태양광 소자의 켈빈 온도[K]를 나타낸다. 한편, 광전류 I_{ph} 는 다음과 같이 정의되며

$$I_{ph} = I_{ph,sc} \frac{G}{G_{sc}} (1 + a_0(T - T_{sc})) \quad (2)$$

여기서 $I_{ph,sc}$ 는 상온에서의 단락전류[A], G 는 실제 태양의 일사량(irradiance)[W/m²], G_{sc} 는 상온에서의 일사량, a_0 는 단락전류의 온도계수, 그리고 T_{sc} 는 상온[°C]을 각각 나타내며, 포화전류 I_o 는 다음과 같다.

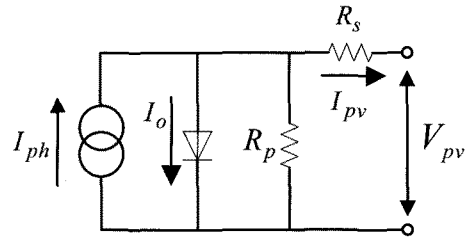


그림 1. 태양광 발전시스템의 등가회로.
Fig. 1. Equivalent circuit of PV generator systems.

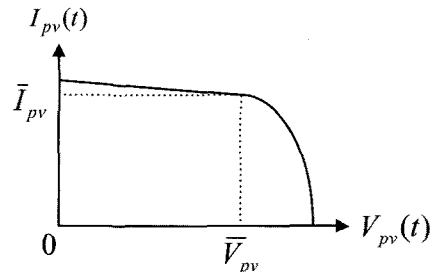


그림 2. 태양광 발전시스템의 전류 및 전압 특성곡선.
Fig. 2. I-V characteristic curve of PV generator systems.

$$I_o = C_o T^3 \exp\left(-\frac{E_{gap}}{kT}\right) \quad (3)$$

여기서 C_o 는 포화전류 계수, E_{gap} 은 태양광 소자의 band-gap 에너지(1.124[eV])를 나타낸다. 일반적으로 태양광 발전시스템의 특성은 출력 전류와 전압의 관계를 이용하여 분석하게 된다. 식 (1)의 출력 전류 및 전압의 관계는 그림 2와 같은 형태의 곡선을 나타낸다. 그림 2에서, 출력전압이 0에서 \bar{V}_{pv} 의 구간에서 전류의 변화는 거의 일정하거나 선형변화를 가지지만, 그 이후의 구간에서는 전류의 값이 급격히 떨어지는 것을 볼 수 있다. 이러한 현상으로부터 태양광 발전시스템의 출력은 어느 구간을 벗어나는 경우(그림 2의 경우 $\bar{I}_{pv} - \bar{V}_{pv}$ 구간), 태양광 발전시스템의 출력전류 및 전압의 변동이 매우 심하게 나타나는 것을 알 수 있다. 이러한 동특성은 제어공학 관점에서 시변 및 비선형성으로 간주할 수 있으며, 또한 태양광의 일사량과 온도에 따른 출력변수의 불확실성으로도 여길 수 있다. 이는 종합적으로 볼 때 태양광 발전시스템의 출력특성은 매우 복잡한 메커니즘으로 구성되어 있음을 알 수 있다.

III 태양광 발전시스템의 컨버터 모델

태양광 발전시스템의 컨버터는 발전기로부터의 출력전압을 입력으로 하여 바람직한 부하전압을 출력하는 스위칭 모드를 갖는 전기적 시스템이다. 앞서 언급한 바와 같이, 발전기의 출력 또는 컨버터의 입력전압은 시변특성을 가지며 이러한 동특성에도 바람직한 출력을 생성하기 위한 고효율의 스위칭 제어동작이 요구된다. 본 장은 이러한 스위칭 제어시스템을 설계하기에 앞서, 우선 컨버터 시스템에 대한 수학적 모델링을 실시한다.

본 논문에서 고려하는 태양광 발전시스템의 DC-DC 컨버

터 시스템은 boost 방식의 컨버터로서 그림 3과 같은 전기 회로를 갖는다. 여기서 L, C, R_L 은 인덕턴스, 커패시턴스, 그리고 부하저항을 각각 나타내며, 태양광 발전시스템으로부터의 출력전압 $V_{pv}(t)$ 는 컨버터에서는 시변 입력변수로 간주할 수 있다. 그림 3의 스위칭 모드는 두 가지 형태로서 $s=0$ 과 $s=1$ 로 구분되어지며 이 때 각각의 폐회로가 구성된다. 즉, $s=0$ 인 경우 태양광 발전기에서 생성된 전류가 부하측으로 흐르게 되며 이 경우 회로의 전류 $i_0(t)$ 및 출력전압 $v_0(t)$ 에 대한 동특성은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{cases} \dot{i}_0(t) = \frac{V_{pv}(t)}{L} - \frac{v(t)}{L} \\ \dot{v}_0(t) = \frac{i(t)}{C} - \frac{v(t)}{CR_L} \end{cases} \quad (4)$$

여기서 $i(t)$ 과 $v(t)$ 는 컨버터 회로의 전체전류와 출력전압을 각각 나타낸다. 다음으로, $s=1$ 인 경우, 이상적인 스위칭 소자에 대한 전류 $i_1(t)$ 및 전압 $v_1(t)$ 의 동적 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{cases} \dot{i}_1(t) = \frac{V_{pv}(t)}{L} \\ \dot{v}_1(t) = -\frac{v(t)}{CR_L} \end{cases} \quad (5)$$

이상적인 스위칭 동작의 가정하에, 그림 3의 전체전류 및 출력전압의 동특성은 식 (4)와 식 (5)의 조합을 통해 평균 상태공간 방정식으로 표현할 수 있으며 다음과 같다[15].

$$\dot{X}(t) = (1-u(t))\dot{X}_0(t) + u(t)\dot{X}_1(t) \quad (6)$$

여기서 $\dot{X}_j = [i_j, v_j]^T, j=0,1$, 그리고 $u \in [0,1]$ 은 duty 비율을 나타낸다. 또한 식 (6)은 다음의 미분방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} \dot{i}(t) = \frac{V_{pv}(t)}{L} - \frac{v(t)}{L} + \frac{v(t)}{L}u(t) \\ \dot{v}(t) = \frac{i(t)}{C} - \frac{v(t)}{CR_L} - \frac{i(t)}{C}u(t) \end{cases} \quad (7)$$

식 (7)의 시스템 모델은 회로의 전류 및 전압과 제어변수가 서로 곱해지는 형태의 비선형 구조임을 알 수 있다. 또한 제어입력변수는 0과 1사이의 제약값을 갖는다. 이러한 비선형 시스템은 기존의 선형 시스템이론을 적용하여 제어시스템을 구성하기가 다소 어려운 실정이다.

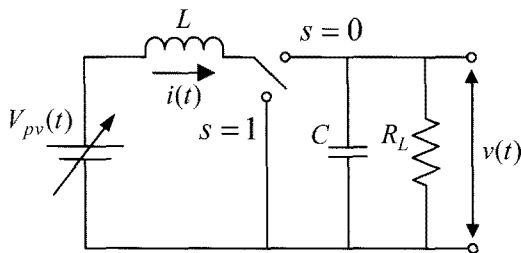


그림 3. 태양광 발전시스템의 DC-DC 컨버터 모델.
Fig. 3. DC-DC converter model of PV generation systems.

IV. 적응형 리셋 제어시스템

본 장은 식 (7)의 비선형 시스템에 대하여 리셋 제어 기법을 이용한 제어시스템을 설계한다. 우선, 식 (7)을 상태 공간 및 출력방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B(t)u(t) + WV_{pv}(t) \\ y(t) &= Gx(t) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 시스템 상태벡터는 $x(t) = [i(t) \ v(t)]^T$ 로 정의되며 각각의 행렬은 $W = [1/L \ 0]^T, G = [0 \ 1]$, 그리고 상태 및 입력행렬은 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, B(t) = \begin{bmatrix} \frac{v(t)}{L} \\ -\frac{i(t)}{C} \end{bmatrix}$$

직관적으로, 시스템 상태행렬 A 는 선형구조이며 $B(t)$ 는 시스템 상태변수를 포함하는 비선형 요소들로 구성되는 시변행렬로 주어지며, $V_{pv}(t)$ 는 외부입력 변수로 간주할 수 있다. 식 (8)의 제어규칙은 다음과 같이 정의한다.

$$u(t) = 1 - \frac{V_{pv}(t)}{V_r} - \delta(t) \quad (9)$$

여기서 V_r 는 설정치 전압을 나타내며, $\delta(t)$ 는 보조 제어입력변수를 나타내며, $u \in [0,1]$ 의 조건을 만족하기 위하여 $\delta(t)$ 의 범위는 $[-V_{pv}(t)/V_r, 1 - V_{pv}(t)/V_r]$ 이어야 한다. 식 (9)의 제어규칙은 $1 - V_{pv}(t)/V_r$ 부분과 $\delta(t)$ 부분으로 나눌 수 있으며, $1 - V_{pv}(t)/V_r$ 는 컨버터의 입력전압과 설정치 전압과의 비율로서, 컨버터 시스템의 정상상태응답을 위한 제어규칙으로 적용된다. 반대로, 보조입력변수인 $\delta(t)$ 는 과도응답상태의 개선을 위하여 추가적으로 적용되는 제어규칙이다. 식 (9)를 식 (8)의 상태공간방정식에 적용하여 전개하면

$$\dot{x}(t) = \tilde{A}(t)x(t) - B(t)\delta(t) + WV_{pv}(t) \quad (10)$$

와 같으며 여기서 새로운 시변 상태행렬은 다음과 같다.

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{V_{pv}(t)}{LV_r} \\ \frac{V_{pv}(t)}{CV_r} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \quad (11)$$

식 (10)의 제어변수 $\delta(t)$ 는 리셋 제어규칙을 적용하여 구성한다. 리셋 제어시스템은 정상상태에서 제어오차가 0일 경우 제어입력을 0으로 리셋 시키며 그렇지 않은 경우 주어진 제어규칙을 수행하게 된다. 이러한 제어규칙은 과도응답 특성을 개선시키는데 주로 사용되고 있다. 본 논문에서 구성하는 리셋 제어규칙은 다음과 같다[16].

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}(t) &= \alpha\zeta(t) + e(t) \\ \delta(t) &= \begin{cases} \beta\zeta(t) & \text{if } e(t) \neq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $\zeta \in R$ 은 리셋 시스템의 상태변수, $\alpha, \beta \in R$ 은 시

시스템 파라미터로 주어지며, 시스템 오차는 $e = V_r - y = V_r - Gx$ 로 정의된다. 식 (12)의 리셋 제어시스템의 구현은 파라미터 α 와 β 의 값을 제어목적에 적합한 최적의 값으로 설정하는 것이다. 식 (10)과 (12)를 조합하여 augment 형태의 상태공간방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \Phi(t)\tilde{x}(t) + \tilde{W}V_{pv}(t) + FV_r \quad (13)$$

여기서 augment 상태벡터는 $\tilde{x} = [x \ \zeta]^T$ 이며 각각의 행렬은 $\tilde{W} = [W \ 0]^T$, $F = [0 \ 1]^T$, 그리고 상태행렬은

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{V_{pv}(t)}{LV_r} & -\frac{v(t)}{L}\beta \\ \frac{V_{pv}(t)}{CV_r} & -\frac{1}{CR_L} & \frac{i(t)}{C}\beta \\ 0 & -1 & \alpha \end{bmatrix} \quad (14)$$

와 같다. 주어진 제어 목적을 달성하는 것은 식 (14)의 시스템 상태행렬의 고유치를 원하는 값으로 선정하는 것이며, 바꿔 말해 상태행렬의 특성방정식을 원하는 다항식으로 추종하기 위하여 제어 파라미터의 규칙을 결정하는 것과 동일하다. 식 (14)의 특성방정식은 다음의 3차 다항식으로 전개된다.

$$S^3 + \gamma_2 S^2 + \gamma_1 S + \gamma_0 = 0 \quad (15)$$

여기서 S 는 Laplace 연산자를 나타내며, 각각의 파라미터는 다음과 같다.

$$\begin{cases} \gamma_2 = \frac{1}{CR_L} - \alpha \\ \gamma_1 = \frac{V_{pv}^2(t)}{LCV_r^2} + \frac{i(t)}{C}\beta - \frac{1}{CR_L}\alpha \\ \gamma_0 = -\frac{V_{pv}(t)v(t)}{LCV_r}\beta - \frac{V_{pv}^2(t)}{LCV_r^2}\alpha \end{cases} \quad (16)$$

최종적으로 제어기 설계는 식 (16)에서 α 와 β 의 적절한 선택을 통해 식 (15)의 파라미터 $\gamma_0, \gamma_1, \gamma_2$ 가 기준 파라미터 $\gamma_0^*, \gamma_1^*, \gamma_2^*$ 를 추종하는 제어 파라미터의 규칙을 산출하는 것이다. 식 (16)에서 특성방정식의 파라미터는 시스템 상태 변수와 외부 변수간에 비선형 함수로 정의되어 있으므로 선형 대수학 이론을 적용하여 파라미터 추정알고리즘을 산출하기 어렵다. 따라서 본 논문은 최적화 기법을 통해 파라미터의 추정규칙을 도출한다.

V. 최급강하 최적화 기반 제어 파라미터 추정

앞서 언급한 파라미터 α 와 β 의 추정은 다음의 평가함수를 최소화하는 과정을 의미한다.

$$J = \frac{1}{2}\sigma^2 \quad (17)$$

여기서 $\sigma = \sigma_0 + \sigma_1 + \sigma_2$ 이며 $\sigma_i = \gamma_i^* - \gamma_i$, $i = 0, 1, 2$ 이다. 본 논문은 최급강하 최적화 알고리즘을 이용하여 파라미터 추정알고리즘을 도출하며, 수정규칙은 각각 다음과 같다 [17].

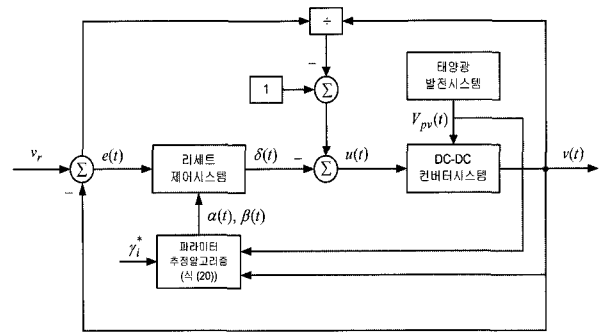


그림 4. 제안한 리셋 제어시스템의 블록선도.
Fig. 4. Schematic diagram of the proposed reset control systems.

$$\alpha(t_k) = \alpha(t_k - 1) - \eta \frac{\partial J}{\partial \alpha} \quad (18-1)$$

$$\beta(t_k) = \beta(t_k - 1) - \eta \frac{\partial J}{\partial \beta} \quad (18-2)$$

여기서 t_k 은 수정시간, $\eta \in [0, 1]$ 는 수정비율을 나타낸다. 식 (18)의 우항의 편미분식은 미분의 연쇄법칙을 이용하여 각각 다음과 같이 전개한다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \alpha} &= \frac{\partial J}{\partial \sigma} \frac{\partial \sigma}{\partial \alpha} = \sigma \left(\frac{\partial \sigma_0}{\partial \alpha} + \frac{\partial \sigma_1}{\partial \alpha} + \frac{\partial \sigma_2}{\partial \alpha} \right) \\ &= -\sigma \left(\frac{\partial \gamma_0}{\partial \alpha} + \frac{\partial \gamma_1}{\partial \alpha} + \frac{\partial \gamma_2}{\partial \alpha} \right) \\ &= -\sigma \left(-\frac{V_{pv}^2(t)}{LCV_r^2} - \frac{1}{CR_L} - 1 \right) \end{aligned} \quad (19-1)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \beta} &= \frac{\partial J}{\partial \sigma} \frac{\partial \sigma}{\partial \beta} = \sigma \left(\frac{\partial \sigma_0}{\partial \beta} + \frac{\partial \sigma_1}{\partial \beta} + \frac{\partial \sigma_2}{\partial \beta} \right) \\ &= -\sigma \left(\frac{\partial \gamma_0}{\partial \beta} + \frac{\partial \gamma_1}{\partial \beta} + \frac{\partial \gamma_2}{\partial \beta} \right) \\ &= -\sigma \left(-\frac{V_{pv}(t)v(t)}{LCV_r} + \frac{i(t)}{C} \right) \end{aligned} \quad (19-2)$$

식 (19)의 최종결과를 식 (18)에 각각 적용하면 파라미터 수정규칙은 최종적으로 다음과 같다.

$$\alpha(t_k) = \alpha(t_k - 1) + \eta \sigma \left(-\frac{V_{pv}^2(t)}{LCV_r^2} - \frac{1}{CR_L} - 1 \right) \quad (20-1)$$

$$\beta(t_k) = \beta(t_k - 1) + \eta \sigma \left(-\frac{V_{pv}(t)v(t)}{LCV_r} + \frac{i(t)}{C} \right) \quad (20-2)$$

이 파라미터 추정식은 이전의 파라미터 값과 현재의 수정 부분의 합으로 구성되어 있으며 재귀형(recursive) 방식으로 수정이 이루어진다. 한편, 수정부분에는 시스템 상태 $i(t)$ 와 $v(t)$ 및 외부입력변수 $V_{pv}(t)$ 에 대한 함수로 구성되어 있으며, 이는 적용형 제어 알고리즘의 구현으로 간주된다. 그림 4는 본 논문에서 제안한 리셋 제어시스템의 전체 블록선도를 보여준다.

VI. 태양광 컨버터 시스템의 안정성 해석

본 장은 III 장에 언급한 태양광 컨버터 시스템의 안정성 해석을 실시한다. 그림 1의 회로에서 태양광 발전시스템과

컨버터 시스템 간의 저항과 인덕턴스 값이 무시할 만큼 아주 작다고 가정하면 태양광 출력전압 $V_{pv}(t)$ 는 컨버터 회로의 전체전류 $i(t)$ 의 함수로 간주할 수 있다. 이 경우 $V_{pv} = V_{pv}(i, t)$ 로 표현할 수 있다. 식 (7)의 시스템 방정식을 다음과 같이 다시 표현한다.

$$\begin{cases} \dot{i}(t) = \frac{V_{pv}(i, t)}{L} - \frac{1}{L}v(t)U(t) \\ \dot{v}(t) = \frac{1}{C}i(t)U(t) - \frac{1}{CR_L}v(t) \end{cases} \quad (21)$$

여기서 $U := 1 - u$ 이다. 본 논문의 시스템 안정성 해석은 잘 알려진 Lyapunov 이론을 식 (21)에 적용하여 안정한 필요충분조건을 제시한다. 우선, 식 (21)의 시스템 상태벡터에 대하여 Lyapunov 함수를 정의하면 다음과 같다.

$$V(x) = \frac{1}{2}x^T P x \quad (22)$$

여기서 Lyapunov 안정성 이론에 따라 $V(x) > 0$ 을 만족하기 위하여 행렬 $P \in R^{2 \times 2}$ 이 positive definite 또는 $P > 0$ 이어야 한다. 즉, $P = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_3 & p_4 \end{bmatrix}$ 일 경우 $P > 0$ 위한 행렬 요소의 조건은 다음과 같다.

$$p_1 > 0, p_4 > 0, p_1 p_4 - p_2 p_3 > 0 \quad (23)$$

다음으로, 식 (22)의 미분식은 다음과 같이 연산된다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= \left[p_1 i(t) + \frac{1}{2}(p_2 + p_3)v(t) \right] \dot{i}(t) \\ &+ \left[\frac{1}{2}(p_2 + p_3)i(t) + p_4 v(t) \right] \dot{v}(t) \end{aligned} \quad (24)$$

식 (21)을 식 (24)에 대입하여 정리하면 최종적으로 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= \frac{1}{2C}U(p_2 + p_3)i^2(t) \\ &- \left[\frac{1}{2L}U(p_2 + p_3) + \frac{1}{CR_L}p_4 \right]v^2(t) \\ &- \left[\frac{1}{L}Up_1 - \frac{1}{C}Up_4 + \frac{1}{2CR_L}(p_2 + p_3) \right]i(t)v(t) \\ &+ \frac{1}{L}p_1 i(t)V_{pv}(i, t) + \frac{1}{2L}(p_2 + p_3)v(t)V_{pv}(i, t) \end{aligned} \quad (25)$$

Lyapunov 안정성 해석은 식 (25)의 미분식이 0보다 작다는 것을 증명함으로 이루어진다. 즉 $\dot{V}(x) < 0$ 위한 필요충분조건을 산출하는 것이다.

우선, 본 논문에서 다루는 컨버터 시스템은 boost 형태로서 컨버터의 출력 $v(t)$ 는 태양광 발전시스템의 입력전압 $V_{pv}(i, t)$ 와 같거나 크다는 것을 알 수 있다. 즉, 이는 모든 t 에 대하여 $V_{pv}(i, t) \leq v(t)$ 로 표현할 수 있다. 이러한 관계를 식 (25)에 적용하면 다음과 같은 부등식이 성립된다.

$$\dot{V}(x) \leq \tilde{V}(x) \quad (26)$$

여기서 $\tilde{V}(x)$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{V}(x) &= \frac{1}{2C}U(p_2 + p_3)i^2(t) \\ &- \left[\frac{1}{2L}U(p_2 + p_3) + \frac{1}{CR_L}p_4 - \frac{1}{2L}(p_2 + p_3) \right]v^2(t) \\ &- \left[\frac{1}{L}Up_1 - \frac{1}{C}Up_4 + \frac{1}{2CR_L}(p_2 + p_3) + \frac{1}{L}p_1 \right]i(t)v(t) \end{aligned} \quad (27)$$

따라서 식 (26)에서 $\dot{V}(x) < 0$ 의 증명은 $\tilde{V}(x) < 0$ 을 증명함으로서 이루어진다. 한편, $0 \leq U \leq 1$ 이며 L, C, R_L 은 모두 양수이므로 식 (27)에서 $\tilde{V}(x) < 0$ 위한 필요충분조건은 다음 세 가지를 만족한다.

$$\text{조건 1: } p_2 + p_3 < 0 \quad (28-1)$$

$$\text{조건 2: } (U-1)\left(\frac{1}{2L}\right)(p_2 - p_3) + \frac{1}{CR_L}p_4 > 0 \quad (28-2)$$

$$\text{조건 3: } (U+1)\frac{1}{L}p_1 - \frac{1}{C}Up_4 + \frac{1}{2CR_L}(p_2 + p_3) = 0 \quad (28-3)$$

우선 식 (28-1)의 조건으로부터 $p_2 < -p_3$ 이며 둘 중 적어도 한 개의 값은 반듯이 음수가 된다는 것을 알 수 있다. 식 (28-2)는 제어함수 U 값의 영역에 따라 세 가지로 고려할 수 있다. 즉, $U=0$ 일 경우 식 (28-2)은

$$-\frac{1}{2L}(p_2 - p_3) + \frac{1}{CR_L}p_4 > 0 \quad (29)$$

을 항상 만족하며, 이 때 p_4 는 다음과 같은 조건을 갖는다.

$$p_4 > -\frac{CR_L}{2L}|p_2 + p_3| \quad (30)$$

다음으로, $0 < U < 1$ 인 경우에는 다음과 같으며

$$p_4 > -|U-1||p_2 + p_3| \quad (31)$$

마지막으로 $U=1$ 인 경우는

$$p_4 > 0 \quad (32)$$

을 만족한다. 식 (30)과 식 (31)의 부등식은 어느 음수의 영역부터 양수를 포함하고 있지만, 식 (33)의 경우는 오직 양수만을 포함하고 있으므로 식 (23)을 만족하는 필요충분조건은 $p_4 > 0$ 임을 알 수 있다. 마지막으로, 식 (28-3)의 조건 3에 대하여 다음과 같이 다시 표현하면

$$U\left(\frac{1}{L}p_1 - \frac{1}{C}p_4\right) + \frac{1}{L}p_1 + \frac{1}{2CR_L}(p_2 + p_3) = 0 \quad (33)$$

와 같으며 이 등식을 만족하기 위한 조건은 다음 두 가지로 나눌 수 있다.

$$U\left(\frac{1}{L}p_1 - \frac{1}{C}p_4\right) = 0 \quad (34)$$

$$\frac{1}{L}p_1 + \frac{1}{2CR_L}(p_2 + p_3) = 0 \quad (35)$$

식 (34)와 식 (35)로부터 p_1 과 p_4 에 대하여 각각 정리하면

$$p_4 = \frac{C}{L}p_1 \quad (36)$$

$$p_1 = \frac{L}{2CR_L} |p_2 + p_3| \tag{37}$$

와 같으며 식 (37)을 식 (36)에 대입하면

$$p_4 = \frac{1}{2R_L} |p_2 + p_3| \tag{38}$$

와 같다. 식 (37)과 식 (38)에 의해 $p_1, p_4 > 0$ 임을 알 수 있으며 이는 식 (23)의 조건을 항상 만족한다는 것을 알 수 있다. 한편, 식 (28-1)에서 두 변수 중 어느 하나가 음수일 경우, 예를 들어 $p_2 > 0, p_3 < 0$ 일 때 $p_2 p_3 = -|p_2 p_3|$ 이므로 식 (23)에서

$$p_1 p_4 - p_2 p_3 = p_1 p_4 + |p_2 p_3| > 0 \tag{39}$$

임을 알 수 있다. 이러한 결과들을 정리하면, 식 (28)의 세 가지 조건은 제어함수 U 의 상태와 상관없이 항상 식 (23)의 $P > 0$ 의 조건을 만족함으로 식 (21)의 동적 모델을 점근적 안정하다는 것을 증명한다.

VII. 컴퓨터 시뮬레이션

본 논문에서 구성한 태양광 발전 시스템에 대하여 Matlab 소프트웨어를 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였으며 그 결과를 검토 분석하였다. 시뮬레이션은 본 논문에서 제안한 컨버터 시스템의 설정치에 대한 추종응답을 검토하여 성능의 타당성을 입증한다. 시뮬레이션에 사용한 태양광 모듈은 Siemens 사의 M55 모듈을 36개 직렬 연결 모델로 하였으며 주요 사양은 표 1과 같다. 이러한 사양을 식 (1)의 모델 방정식에 적용하여 일사량과 온도의 변화에 따른 출력전압을 산출한 후 컨버터의 입력으로 인가하였다. 그림 3의 컨버터 시스템 모델에서 $L=1.5[mH], C=500[\mu F]$ 으로 하였으며 부하저항은 시변특성의 변수로 정의하였다.

IV 장의 리셋 제어시스템의 설계에 있어, 기준 특성방정식의 파라미터 값은 $\gamma_0^* = 5, \gamma_1^* = 1, \gamma_2^* = 2$ 로 하였으며 이 때 상태행렬의 고유치는 -4.88 와 $-0.06 \pm j0.64$ 와 같다. 이 중 두 개의 고유치는 복소수 형태로서 과도응답에서

표 1. 태양광 발전모듈의 주요 사양.
Table 1. Technical specification of the PV module.

사양	값
정격 전력 P	53[W]
단락회로 전류 I_{SC}	3.35[A]
최대추종전류 I_{MPP}	3.05[A]
개방회로 전압 V_{OC}	21.7[V]
전압 온도계수 α_V	-0.074[V/K]
전류 온도계수 α_I	0.00134[A/K]
상온 단락전류 $I_{ph, stc}$	3.35[A]
포화전류 계수 C_0	114.75[A/K ³]
다이오드 특성 n	1.015
직렬저항 R_s	0.66[Ω]
병렬저항 R_p	3[Ω]

오버슈트 동작을 예상할 수 있다. 컨버터 시스템은 비교적 짧은 주기를 가지므로 어느 정도의 오버슈트 동작이 실제 시스템 구현에 바람직한 요인으로 작용된다. V 장의 리셋 제어파라미터 α 와 β 의 초기값은 0과 1사이의 항등분포의 확률값으로 선택하였으며 $\eta = 0.5 \times 10^7$ 으로 하였다. 또한 전체 제어시간은 0.2초, 샘플링 주기는 10^{-4} 초로 하였으며 컨버터의 기준 출력값 $V_r = 30[V]$ 로 설정하였다.

시뮬레이션을 통해 컨버터의 입력 V_{pv} 와 부하저항 R_L 에 따른 컨버터의 응답특성을 분석하였으며, 제안한 제어시스템의 성능의 개선도를 검증하기 위하여 기존의 제어방식도 함께 시뮬레이션을 실시하였다. 기존의 제어방식은 컨버터의 입력 대 출력 비율만을 이용한 것으로, 식 (9)에서 $\delta(t)$ 의 변수를 제외한 제어규칙을 적용한 것이 된다.

첫 번째로, 컨버터의 입력 V_{pv} 의 변화에 따른 컨버터의 출력특성을 시뮬레이션을 하였다. 시변 V_{pv} 는 $t = [0, 0.05]$ 와 $t = [0.1, 0.15]$ 에서 $V_{pv} = 10[V]$ 로, 그 외의 시간에서는 $V_{pv} = 20[V]$ 로 설정하였으며, 부하저항 $R_L = 10[\Omega]$ 으로 두었다. 이러한 시나리오를 바탕으로 두 제어시스템을 각각 적용하여 시스템 응답을 도시하였으며 그림 5와 같다. 그림 5의 두 제어기에 대한 응답파형들을 살펴보면, 초기 제어시간과 V_{pv} 의 변화가 발생하는 구간에서는 공통적으로 오버슈트의 발생과 함께 감쇄진동을 갖는 과도응답현상을 보이고 있다. 기존제어방식의 경우 초기시간에 약 55%의 최대 오버슈트가 발생한 이후 모든 구간에서 정상상태에 도달하지 못하는 응답을 나타내고 있다. 반면, 제안한 제어시스템의 경우 약 20% 정도의 최대 오버슈트를 보이고 있으나 약 0.02초에 정상상태에 도달하는 것을 볼 수 있으며, V_{pv} 가 변화하는 구간에서도 초기에 오버슈트가 발생하지만 그 후론 정상상태로 도달하는 응답을 나타낸다. 그림 6은 두 제어시스템의 제어입력 파형을 나타낸다. 기존의 제어방식은 일정한 V_{pv} 구간에서는 그 제어입력(duty rate) 또한 일정한 값을 가지지만, 본 논문의 제어시스템의 입력값은 그 변화에 따라 값이 적응적으로 수정이 되는 것을 볼 수 있다. 그림 7은 리셋 제어시스템의 두 제어파라미터의 파형

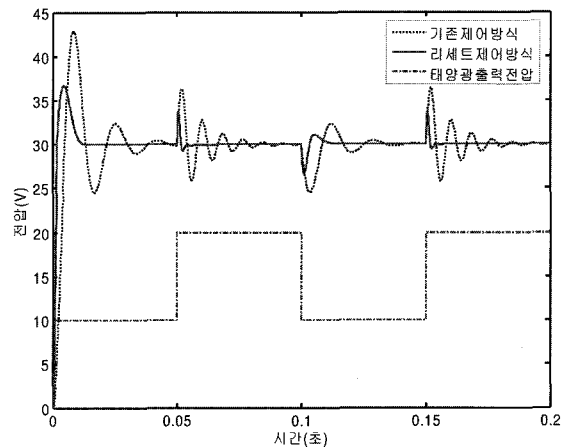


그림 5. 컨버터 시스템의 응답(시변 V_{pv}).

Fig. 5. System responses of the converter (time-varying V_{pv}).

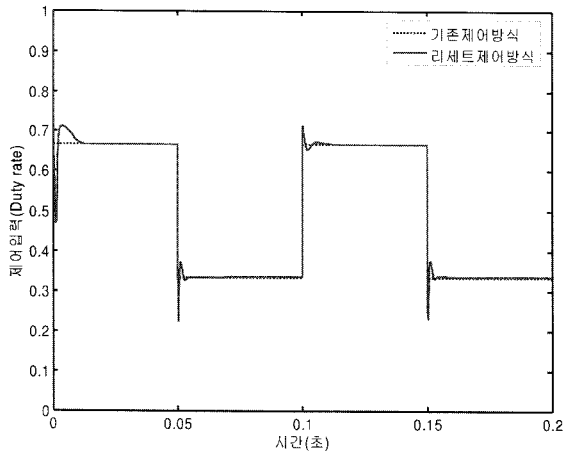


그림 6. 제어입력 (시변 V_{pv}).

Fig. 6. Control input (time-varying V_{pv}).

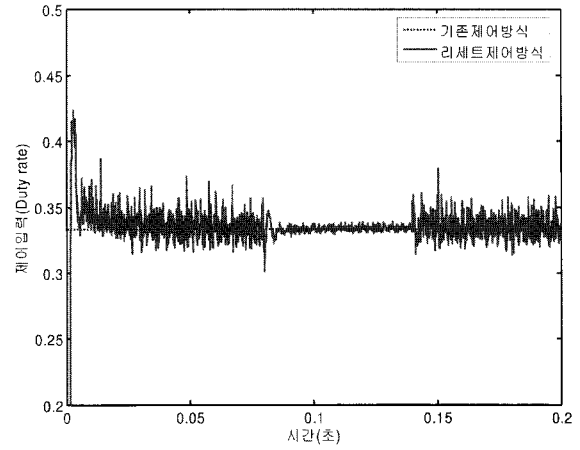


그림 9. 제어입력 (시변 R_L).

Fig. 9. Control input (time-varying R_L).

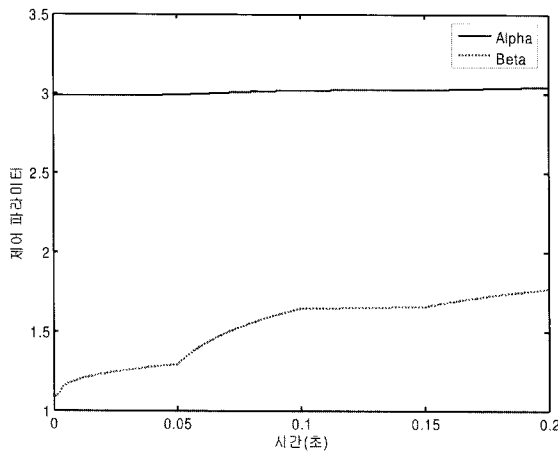


그림 7. 리셋제어 파라미터 (시변 V_{pv}).

Fig. 7. Reset control parameters (time-varying V_{pv}).

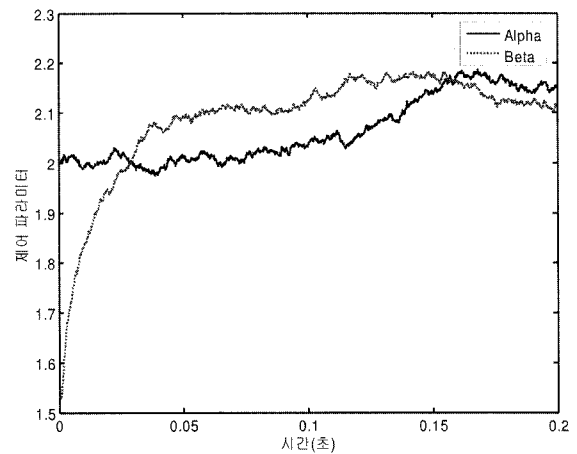


그림 10. 리셋제어 파라미터 (시변 R_L).

Fig. 10. Reset control parameters (time-varying R_L).

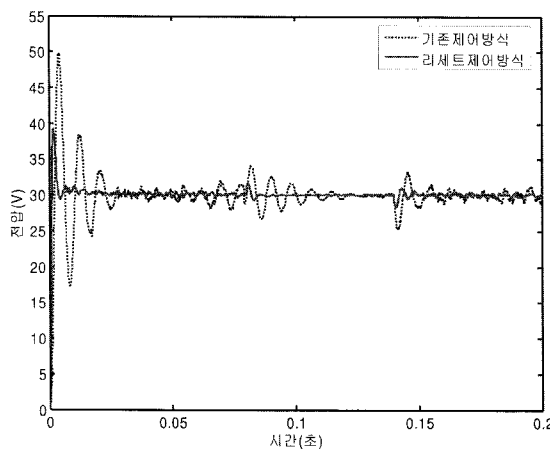


그림 8. 컨버터 시스템의 응답 (시변 R_L).

Fig. 8. System responses of the converter (time-varying R_L).

을 보여준다. 이 두 파형 또한 컨버터 시스템의 변화에 따라 파라미터의 수정 또한 이루어진다는 것을 알 수 있다.

다음으로, 컨버터의 부하저항을 시간에 따라 그 값을 변

화시켰으며, 즉 $t = [0.08, 0.14]$ 에서 $R_L = 20[\Omega]$ 으로, 그 외의 시간에는 $R_L = 10[\Omega]$ 으로 설정하였으며, 또한 평균이 0이며 분산이 2인 가우시안 랜덤신호를 첨가하였다. 한편, 컨버터의 입력전압 $V_{pv} = 10[V]$ 의 고정값으로 하였다. 그림 8은 이러한 시뮬레이션 시나리오에 대한 두 제어시스템의 시뮬레이션 결과를 각각 나타낸다. 그림 5의 경우와 마찬가지로 두 파형은 초기에 오버슈트 응답을 보이고 있으며, 기존 제어시스템 응답의 경우, 부하저항의 값이 변하는 구간에서도 비교적 큰 오버슈트 특성을 나타내고 있다. 반면, 제안한 제어시스템의 경우 초기시간에 큰 오버슈트가 발생하지만 그 외의 구간에서는 현저히 작은 크기의 오버슈트가 발생되며 기존 전압에 거의 동일한 응답을 보이고 있다. 또한 정상상태 도달 시간의 경우, 제안한 제어시스템은 기존의 제어방식에 비해 현저히 빠르며 약 85%의 개선도를 보여주고 있다. 한편, 두 파형이 정상상태에서도 약간의 리플현상이 발생하는 것은 부하저항이 랜덤한 값을 가지기 때문에 나타나는 일반적인 현상으로 간주된다. 이 두 파형의 비교를 통해서도 제안한 제어시스템이 기존의 제어방식에 비해 그 성능이 월등히 우수하다는 것을 입증한다.

그림 9는 두 제어시스템의 제어입력을 각각 보여주며, 마찬가지로 제안한 제어시스템의 입력 값이 적응형 형태로 산출됨을 볼 수 있다. 마지막으로, 그림 10은 제어파라미터의 값을 파형으로 보여주며, 랜덤한 부하저항 값에 의해 이 두 파라미터의 값도 비슷한 랜덤 특성을 보여주고 있다.

VIII. 결론

본 논문은 태양광 발전시스템에 사용되는 boost 컨버터 시스템의 새로운 제어방식을 제안하였으며, 제안한 제어규칙은 기존의 제어방식에 리셋트 제어시스템을 조합한 새로운 적응제어 메커니즘으로 구성된다. 다음은 본 논문의 주요 연구내용을 나열하였다.

- 1) 태양광 발전용 비선형 컨버터 시스템을 위한 선형 제어기의 일종인 리셋트 제어기를 적용하여 새로운 적응형 컨버터 제어시스템의 제안
- 2) 시스템 상태행렬의 기준 특성방정식을 목적함수로 두어 최급강화 최적화 알고리즘을 이용한 제어 파라미터의 수정규칙 산출
- 3) Lyapunov 안정성 이론을 이용하여 태양광 발전 시스템을 위한 boost 컨버터의 안정성 해석 및 필요충분조건 제시. 즉, 어떠한 positive definite로 정의된 Lyapunov 행렬에 대하여 $V_{pv} \leq v$ 의 boost 컨버터 시스템에 대하여 항상 점근적 안정함을 해석적으로 증명

본 논문에서 제안한 제어시스템의 타당성을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 또한 그 성능의 우수성을 입증하기 위하여 기존 제어방식과 비교 검토하였으며, 주요 분석결과는 다음과 같다.

- 1) 과도응답 면에서 제안한 제어시스템의 월등히 우수한 제어성능을 관측할 수 있었다. 다시 말해, 기존 제어에 비해 초기시간의 최대 오버슈트가 약 75% 감소되었으며 정상상태에 도달하는 시간도 약 80% 정도 개선되었다.
- 2) 정상상태에서 시스템 환경의 변화에 따른 적응성도 기존 제어에 비해 그 성능이 매우 우수함을 알 수 있었다. 시스템 변화가 발생한 후 오버슈트의 크기와 정상상태에 재진입하는 시간이 마찬가지로 월등히 우수하다는 것을 입증하였다.
- 3) 랜덤한 부하변화에도 불구하고 설정한 기준전압에 거의 일정한 값으로 유지되는 것을 관측할 수 있었으며 이는 제안한 제어시스템의 실적용 가능성을 입증하는 것으로 간주된다.

향후 연구로는 제안한 제어시스템의 실적용 가능성을 면밀히 검토하기 위하여, 실시간 태양광 발전시스템의 시뮬레이터에 제안한 제어기법으로 구성된 컨버터 시스템을 적용하여 실험을 실시하고자 한다. 실시간 실험을 통하여 컴퓨터 모의실험에서 예상치 못한 요인으로 인한 제어기 성능의 저하가 발생할 경우 이를 보완하기 위한 추가적인 연구가 필요할 것으로 전망이 된다. 최종적으로 이러한 문제점을 보완한 후 실제 태양광 발전시스템이 가동되고 있는 장소에 본 논문의 제어기법을 적용하여 현장실험을 실시할

예정이며 그 실용성을 분석할 계획이다.

참고문헌

- [1] R. Leyva, C. Alonso, I. Queinac, A. Cid-Pastor, D. Lagrange, and L. Martinez-Salamero, "MPPT of photovoltaic systems using extremum-seeking control," *IEEE Trans. Aerospace & Electronic Systems*, vol. 42, no. 1, pp. 249-258, 2006.
- [2] C. Larbes, S. M. Ait-Cheikh, T. Obeidi, and A. Zerguerras, "Genetic algorithms optimized fuzzy logic control for the maximum power tracking in photovoltaic system," *Renewable Energy*, vol. 34, pp. 2093-2100, 2009.
- [3] I.-S. Kim, "Sliding mode controller for the single-phase grid-connected photovoltaic system," *Applied Energy*, vol. 83, pp. 1101-1115, 2006.
- [4] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 963-973, 2005.
- [5] A. Sozen, E. Arcakoglu, M. Ozalp, and N. Caglar, "Forecasting based on neural network approach of solar potential in Turkey," *Renewable Energy*, vol. 30, pp. 1075-1090, 2005.
- [6] T. Hove, "A method for predicting long-term average performance of photovoltaic systems," *Renewable Energy*, vol. 21, pp. 207-229, 2000.
- [7] G. Vijayakumar, M. Kummert, S. A. Klein, and W. A. Beckman, "Analysis of short-term solar radiation data," *Solar Energy*, vol. 79, pp. 495-504, 2005.
- [8] A. Mellit, M. Benghaneim, A. H. Arab, and A. Guessoum, "A simplified model for generating sequence of global solar radiation data for isolated sites: Using artificial neural network and a library of Markov transition matrices approach," *Solar Energy*, vol. 79, pp. 469-482, 2005.
- [9] M. Chaabene and M. B. Ammar, "Neuro-fuzzy dynamic model with Kalman filter to forecast irradiance and temperature for solar energy systems," *Renewable Energy*, vol. 33, pp. 1435-1443, 2008.
- [10] A. Mellit, M. Benghaneim, and S. A. Kalogirou, "Modeling and simulation of a stand-alone photovoltaic system using an adaptive artificial neural network: Proposition for a new sizing procedure," *Renewable Energy*, vol. 32, pp. 285-313, 2007.
- [11] E. Karatepe, M. Boztepe, and M. Colak, "Neural network based solar cell model," *Energy Conversion & Management*, vol. 47, pp. 1159-1178, 2006.
- [12] M. Abdulhadi, A. M. Al-ibrahim, and G. S. Virk, "Neuro-fuzzy-based solar cell model," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 19, no. 3, pp. 619-624, 2004.

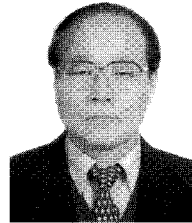
- [13] E. Roman, R. Alonso, P. Ibanez, S. Elorduizaparietxe, and D. Goitia, "Intelligent PV module for grid-connected PV systems," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1066-1073, 2006.
- [14] O. Beker, "Analysis of reset control systems," Ph.D. Dissertation, Univ. of Massachusetts Amherst, 2001.
- [15] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [16] 조현철, 심광열, 이권순, "네트워크 기반 시간지연 시스템을 위한 리셋 제어 및 확률론적 예측기법을 이용한 온라인 학습 제어시스템," 제어·로봇·시스템 학회 논문지, vol. 15, no. 9, pp. 929-938, 2009.
- [17] S. Haykin, *Neural Networks: A Comprehensive Foundation*, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1999.



조 현 철

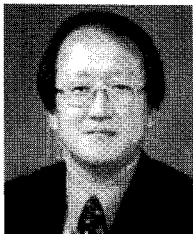
1997년 2월 부경대학교 제어계측공학과 졸업(공학사). 1999년 2월 동아대학교 전기공학과 졸업(공학석사). 2006년 8월 미국 네바다 대학교 전기공학과 졸업(Ph.D.). 2006년 9월~2009년 2월 동아대학교 전기공학과 포닥연구원.

2009년 3월~현재 울산과학기술대학교 전기전자학부 조교수. 관심 분야는 자동제어, 신재생 발전시스템, 신경회로망.



유 수 북

1976년 2월 부산대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 2008년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 울산과학기술대학교 전기전자학부 교수. 관심분야는 고전압 및 재료, 디스플레이, 송배전공학.



이 권 순

1977년 2월 충남대학교 공업교육과 졸업(공학사). 1981년 2월 서울대학교 전기공학과 졸업(공학석사). 1990년 7월 미국 오레곤 주립대학교 전기 및 컴퓨터공학과(Ph.D.). 현재 동아대학교 전기공학과 교수. 관심분야는 제어공학, 항만장비, 녹색물류시스템, 차세대 운송시스템.

항만장비, 녹색물류시스템, 차세대 운송시스템.