

Lyapunov Redesign 기법을 이용한 태양광 발전 시스템의 안정한 적응형 컨버터 제어기법

The Stable Adaptive Converter Control Method of Photovoltaic Power Systems using Lyapunov Redesign Approach

조 현 철* · 박 지 호** · 김 동 완†
(Hyun-Cheol Cho · Ji-Ho Park · Dong-Wan Kim)

Abstract - Energy conversion systems such as power inverters and converters are basically significant in establishing photovoltaic power systems to enhance power effectiveness. This paper proposes a new converter control method by using the Lyapunov redesign approach. We construct the proposed control mechanism linearly composed of nominal control and auxiliary control laws. The former is generally designed through a well-known power electronic technology and the latter is implemented to compensate real-time control error due to uncertain natures of converter systems in practice. For realizing adaptive control capability in the proposed control mechanism, a control parameter vector is estimated by utilizing a steepest descent based optimization method. We carry out numerical simulation with Matlab© software to demonstrate reliability of the proposed converter control system and conduct a comparative study to prove its superiority by comparing with a generic converter control methodology.

Key Words : Adaptive control, Converter control method, Lyapunov redesign, Photovoltaic power system

1. 서 론

전기공학 분야에서 태양광 시스템에 대한 연구는 고효율의 태양광 셀의 개발을 비롯하여 컨버터와 같은 고성능 전력변환 장치 및 다양한 산업 분야로의 응용 기술 등을 들 수가 있다[1-4]. 특히 컨버터 시스템은 태양광 발전시스템에서 생산된 전력을 사용자의 요구에 적합한 전력을 효율적으로 변환하는 중요한 기술로서 태양광 시스템을 위한 컨버터 시스템 기술개발이 최근에 활발히 진행되고 있다. 태양광 시스템의 출력은 태양으로부터의 일사량과 주변 온도 등에 밀접한 관계가 있으므로 비선형 시변(time-varying) 동특성을 내포하고 있다. 따라서 기존의 고정형 듀티비(duty ratio) 제어방식의 컨버터 시스템과는 달리 강인 및 적응형 방식의 스위칭 제어 기법이 요구된다[5]. 최근에 다양한 제어 이론을 접목한 태양광 컨버터의 제어 기법이 발표되고 있다.

Kim은 슬라이딩 모드 제어기법을 적용한 단상(single phase) 태양광 시스템의 컨버터 제어시스템을 제안하였으며 [6], Khanna 등은 원거리의 태양광 발전 시스템에 적합한 부스트(boost) 방식의 새로운 컨버터 시스템을 연구하였으며 [7], Xue 등은 저전력 태양광 시스템의 효율을 극대화하기 위한 buck) 형태의 컨버터 스위칭 기법을 발표하였다[8]. 보다 최근에는 Garinto 등이 도시형 고효율 태양광 발전 시

스템을 위하여 partial segment와 phase shifting 이론을 이용한 새로운 방식의 컨버터 스위칭 제어방식을 발표하였다 [9].

최근까지 발표된 태양광 컨버터 시스템의 다양한 제어기법은 대부분 복잡한 제어이론을 적용하거나 실제 실시간 구현에 어려운 단점이 있으며 특히 제어기 설계에 있어 시스템의 안정성을 고려하지 않아 시스템 전체의 안정성을 보장하기가 어렵다. 본 논문은 이러한 문제점을 해결하기 위하여 안정성과 적응형 특성을 보장하는 컨버터 제어 시스템을 제안한다. 본 논문에서 구성하는 제어시스템은 기존의 컨버터 스위칭 제어기법과 보조제어변수의 선형 조합으로 이루어진다. 보조제어 시스템은 태양광 시스템의 안정성을 보장하기 위하여 Lyapunov redesign 이론[10]을 적용하여 제어 규칙을 도출한다. 또한 태양광 시스템의 불확실성으로 인한 컨버터 제어성능의 저하를 극복하기 위하여 최강강하(steepest gradient) 기반 최적화 기법을 이용하여 보조 제어기의 적응형 파라미터 추정 알고리즘을 제안한다. 본 논문에서 개발한 제어시스템의 타당성 검증은 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였으며 기존의 제어방식과 비교 분석하여 성능의 우수성을 입증하였다.

2. 태양광 컨버터의 수학적 모델링

태양광 컨버터 시스템은 태양광 발전기로부터 생산되는 전력을 일정한 크기의 기준전압으로 출력하도록 이용되는 전력변환기기의 일종이다. 이러한 목적을 달성하기 위한 컨버터의 주요 기능은 반도체 소자를 이용한 스위칭 제어 기

† 교신저자, 정회원 : 동명대학교 전기공학과 교수 · 공박
E-mail : dongwan@tu.ac.kr

* 정 회 원 : 울산과학기술대학교 전기전자학부 조교수 · 공박

** 정 회 원 : 한국전기연구원 선임연구원 · 공박

접수일자 : 2012년 8월 3일

최종완료 : 2012년 10월 15일

술이라고 할 수 있으며, 시변 동특성의 태양광 시스템에 대하여 강인 적응형 방식의 효율적 스위칭 제어 기술이 요구된다. 일반적으로 컨버터의 스위칭 제어는 반도체 소자를 이용하여 회로를 on 또는 off 하는 방식으로 실현되어지므로 0과 1사이의 유한한(bounded) 제어입력 범위를 갖는 것으로 간주할 수 있다. 이러한 스위칭 동작에 기반을 한 컨버터 시스템의 수학적 모델링을 실시한다.

본 논문에서 고려하는 태양광 발전시스템의 DC-DC 컨버터는 부스트(boost) 방식으로서 그림 1과 같은 전기회로 모델로 표현된다. 여기서 L, C, R_L 은 인덕턴스, 캐퍼시턴스, 그리고 부하저항을 각각 나타내며, 태양광 발전시스템으로부터의 출력전압 $V_{pv}(t)$ 는 컨버터에서 시변 입력변수로 간주할 수 있다. 그림 1의 스위칭 모드는 두 가지 형태로서 $s=0$ 과 $s=1$ 로 구분되어지며 이러한 두 경우 각각의 폐회로가 형성된다. 다시 말해, $s=0$ 인 경우 태양광 발전기에서 생성된 전류가 부하측으로 흐르게 되며 이 때 회로에 흐르는 전류 $i_0(t)$ 와 전압 $v_0(t)$ 가 발생되며 수학적으로 다음과 같이 표현된다[11].

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_0(t) = \frac{V_{pv}(t)}{L} - \frac{v(t)}{L} \\ \frac{d}{dt} v_0(t) = \frac{i(t)}{C} - \frac{v(t)}{CR_L} \end{cases} \quad (1)$$

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

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_1(t) = \frac{V_{pv}(t)}{L} \\ \frac{d}{dt} v_1(t) = -\frac{v(t)}{CR_L} \end{cases} \quad (2)$$

이상적인 스위칭 동작 가정 하에, 그림 1의 전체전류 및 출력전압의 동특성은 식 (1)과 식 (2)의 조합을 통해 평균 상태 공간 방정식으로 표현할 수 있으며 다음과 같다[12].

$$\frac{d}{dt} X(t) = (1-u(t)) \left(\frac{d}{dt} X_0(t) \right) + u(t) \left(\frac{d}{dt} X_1(t) \right) \quad (3)$$

여기서 $\frac{d}{dt} X_j = \frac{d}{dt} [i_j v_j]^T$, $j=0,1$, $u \in [0,1]$ 은 듀티비를 나타낸다. 따라서 식 (1)과 식 (2)를 통해 식 (3)은 최종적으로 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i(t) = \frac{V_{pv}(t)}{L} - \frac{v(t)}{L} + \frac{v(t)}{L} u(t) \\ \frac{d}{dt} v(t) = \frac{i(t)}{C} - \frac{v(t)}{CR_L} - \frac{i(t)}{C} u(t) \end{cases} \quad (4)$$

식 (4)의 컨버터 시스템 모델은 회로에 흐르는 전류 $i(t)$ 와 출력 전압 $v(t)$ 그리고 제어변수 $u(t)$ 가 서로 곱해지는 형태의 비선형 구조임을 알 수 있다. 제어 시스템을

구성하기 전 식 (4)의 시스템 모델로부터 태양광 시스템과 컨버터 간의 구조적 또는 전기적 특성을 다음과 같이 정리할 수 있다.

정리 1 그림 1에서 출력 $V_{pv}(t)$ 는 직류 전압이며 출력 전류 $i(t)$ 가 한쪽 방향으로만 흐르기 때문에 전류 $i(t)$ 및 전압 $v(t)$ 는 $t > 0$ 에 대하여 항상 양수의 값을 갖는다. 실시간 구현에서 출력 전류 $i(t)$ 가 반대 방향으로 흐르는 것을 방지하기 위하여 전기적 보호회로를 설치함으로써 실현가능하며 따라서 이러한 단정은 타당성을 갖는 것으로 볼 수 있다.

정리 2 일반적으로 태양광 시스템의 출력 전압 $V_{pv}(t)$ 는 출력 전류 $i_{pv}(t)$ 와 옴(Ohm)의 법칙에 의해 함수 관계이며 $V_{pv}(t) = f(i_{pv}, t)$ 로 표현된다. 만약 태양광 모듈과 컨버터 시스템 간의 접촉 저항을 무시한다면 그림 1에서 태양광 시스템의 출력 전류 $i_{pv}(t)$ 와 컨버터 시스템의 입력 전류 $i(t)$ 는 같다고 볼 수 있으며 수학적으로 $i(t) = i_{pv}(t)$ 와 같이 나타낼 수 있다. 따라서 컨버터 회로에 흐르는 전류 $i(t)$ 또한 출력 전압 $V_{pv}(t)$ 와 함수 관계로 간주되며 수학적으로 $V_{pv}(t) = f(i, t)$ 로 표현할 수 있다.

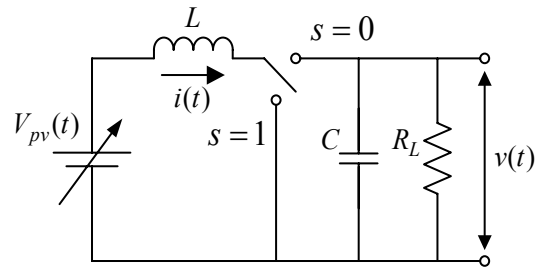


그림 1 태양광 발전시스템의 DC-DC 컨버터 모델
Fig. 1 DC-DC converter model of PV generation systems

3. 안정한 컨버터 제어시스템

잘 알려진 바와 같이 태양광 시스템의 출력은 태양광의 일사량과 태양광 시스템 주변 온도에 의해 결정되어지므로 결정론적 변수가 아닌 확률론적 출력 특성을 지닌 불확실성 변수로 간주할 수 있다. 이러한 컨버터 시스템의 불확실성 및 시변 확률특성에 대해서도 만족스러운 제어성능을 도출하는 것이 안정한 태양광 출력특성을 기대할 수 있다. 본 논문은 이러한 제어목적을 달성하기 위하여 Lyapunov redesign이론을 적용한 컨버터 시스템의 제어 알고리즘을 제안한다. 우선 식 (7)에서 제어 입력 변수 $u(t)$ 를 공칭(nominal)제어 변수 $u^*(t)$ 와 보조 입력 변수 $\delta(t)$ 의 선형 합으로 정의하며 수학적으로 다음과 같이 표현한다.

$$u(t) = u^*(t) + \delta(t) \quad (5)$$

여기서 잘 알려진 전력전자 이론에 따라 식 (5)에서 공칭 제어 변수 $u^*(t)$ 는 입력 전압 $V_{pv}(t)$ 에 대한 기준 전압 V_r

의 비율로서 간단하게 정의되어지며 수학적으로 다음과 같다.

$$u^*(t) = 1 - \frac{V_{pv}(t)}{V_r} \quad (6)$$

다음은 Lyapunov redesign 기법을 이용하여 식 (5)에서 보조 입력 변수 $\delta(t)$ 에 대한 제어규칙을 도출한다. 우선 식 (4)의 시스템 모델에서 불확실성 변수로 간주한 $V_{pv}(t)$ 를 0 으로 두고 식 (6)의 공칭제어규칙을 식 (4)의 제어입력변수에 대입하여 다시 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i(t) = -\frac{v(t)}{L} + \frac{v(t)}{L}u^*(t) \\ \frac{d}{dt}v(t) = \frac{i(t)}{C} - \frac{v(t)}{CR_L} - \frac{i(t)}{C}u^*(t) \end{cases} \quad (7)$$

식 (7)의 결과 식으로부터 시스템 안정성에 대하여 다음과 같이 정리한다.

정리 3 식 (7)에서 캐퍼시턴스 C 의 값이 인덕턴스 L 의 값보다 크면 식 (7)의 공칭 시스템은 점근적 안정하다.

증명 : 이 정리를 증명하기 위하여 비선형 시스템의 안정성 해석에 가장 널리 알려진 Lyapunov 이론[10]을 적용한다. 이 안정성 이론을 적용하기 위하여 먼저 식 (7)에서 시스템 상태변수인 전류 $i(t)$ 와 전압 $v(t)$ 를 이용하여 양의 값을 갖는 Lyapunov 함수를 다음과 같이 정의한다.

$$V(i,v) = \frac{1}{2}(i^2(t) + v^2(t)) \quad (8)$$

Lyapunov 안정성 이론에 의하면 식 (8)의 Lyapunov 함수의 미분값이 시간 t 에 대하여 항상 음수 값을 가지면 안정하다는 것이므로 이러한 조건을 항상 만족하기 위한 $\delta(t)$ 의 제어 규칙을 정의하면 된다. 다음으로 식 (8)을 시간 t 에 대하여 미분을 실시하면 $\dot{V}(i,v) = i(t)(di(t)/dt) + v(t)(dv(t)/dt)$ 와 같으며 여기서 식 (7)의 상태방정식을 대입하면 최종적으로 다음과 같이 연산된다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(i,v) &= i(t)\frac{d}{dt}i(t) + v(t)\frac{d}{dt}v(t) \\ &= i(t)\left(-\frac{1}{L}v(t) + \frac{1}{L}v(t)u^*(t)\right) \\ &\quad + v(t)\left(\frac{1}{C}i(t) - \frac{1}{CR_L}v(t) - \frac{1}{C}i(t)u^*(t)\right) \\ &= -\frac{i(t)v(t)}{L}(1-u^*(t)) + \frac{v(t)i(t)}{C}(1-u^*(t)) - \frac{v^2(t)}{CR_L} \\ &= i(t)v(t)(1-u^*(t))\left(\frac{1}{C} - \frac{1}{L}\right) - \frac{v^2(t)}{CR_L} \end{aligned} \quad (9)$$

이 결과식의 마지막 항이 $v^2(t)/CR_L < 0$ 이고 $i(t)v(t) > 0$ 임을 알 수 있으며, 앞서 언급한 바와 같이 $u^*(t) \in [0,1]$ 이므로 또한 $1-u^*(t) \in [0,1]$ 의 범위를 갖는다. 따라서 식 (9)가 0보다 작기 위한 필요충분 조건은 $1/C - 1/L < 0$ 가 되므로 $L < C$ 의 조건이 성립된다.

다음으로 식 (9)의 보조 제어입력 변수 $\delta(t)$ 에 대한 제어

규칙을 도출한다. 불확실성 요소로 간주한 태양광 출력 전압 $V_{pv}(t)$ 와 식 (5)에 주어진 제어입력 변수 $u(t)$ 를 식 (4)에 적용하여 시스템 상태 방정식을 다시 표현하면 식(10)과 같다.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i(t) = \frac{V_{pv}(t)}{L} - \frac{v(t)}{L} + \frac{v(t)}{L}u^*(t) + \frac{v(t)}{L}\delta(t) \\ \frac{d}{dt}v(t) = \frac{i(t)}{C} - \frac{v(t)}{CR_L} - \frac{i(t)}{C}u^*(t) - \frac{i(t)}{C}\delta(t) \end{cases} \quad (10)$$

이 시스템 모델에 대하여 마찬가지로 Lyapunov 함수를 $\tilde{V}(i(t),v(t)) = (i^2(t) + v^2(t))/2$ 와 같이 정의한 후 시간 t 에 대하여 미분을 실시하면 다음과 같다.

$$\dot{\tilde{V}}(i,v) = \dot{V}(i,v) + \dot{V}_\delta(i,v) \quad (11)$$

여기서 식 (10)을 대입하여 오른쪽 항의 두 함수를 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(i,v) &= i(t)\left(-\frac{v(t)}{L} + \frac{v(t)}{L}u^*(t)\right) \\ &\quad + v(t)\left(\frac{i(t)}{C} - \frac{v(t)}{CR_L} - \frac{i(t)}{C}u^*(t)\right) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_\delta(i,v) &= \frac{i(t)V_{pv}(t)}{L} + \frac{i(t)v(t)}{L}\delta(t) \\ &\quad - \frac{v(t)i(t)}{C}\delta(t) \end{aligned} \quad (13)$$

식 (12)가 0보다 작다는 것은 정리 3을 통해 이미 증명하였으며 식 (11)이 항상 음수가 되기 위하여 보조 제어변수 $\delta(t)$ 를 통해 식 (13)이 0이 되도록 하면 된다. 즉 식 (13)에서 $\dot{V}_\delta(i,v) = 0$ 을 만족시키는 보조 제어입력 변수 $\delta(t)$ 는 식 (14)와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \delta(t) &= \frac{i(t)V_{pv}(t)}{L} \left(\frac{v(t)i(t)}{C} - \frac{i(t)v(t)}{L} \right) \\ &= \left(\frac{C}{L-C} \right) \frac{V_{pv}(t)}{v(t)} \end{aligned} \quad (14)$$

정리 3으로부터 $C > L$ 이므로 $C/(L-C) < 0$ 가 되며 L 과 C 는 양수이므로 식 (14)를 다음과 같이 표현한다.

$$\delta(t) = -\sigma \frac{V_{pv}(t)}{v(t)} \quad (15)$$

여기서 $\sigma = |C/(L-C)|$ 이다. 식 (10)과 식 (14)를 식 (9)에 모두 대입하면 제안하는 컨버터의 제어규칙은 다음과 같다.

$$u(t) = 1 - \frac{V_{pv}(t)}{V_r} - \sigma \frac{V_{pv}(t)}{v(t)} \quad (16)$$

이 결과 식으로부터 태양광 컨버터 시스템의 제어규칙은 태양광 시스템의 출력 전압과 컨버터의 출력 전압에 대한

함수로 주어지는 것을 알 수 있다. 그림 2는 제안하는 컨버터 시스템의 제어 알고리즘에 대한 개념도를 보여준다.

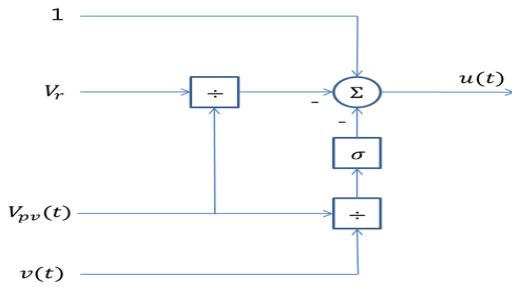


그림 2 제안하는 태양광 컨버터 시스템의 제어 알고리즘
 Fig. 2 Control algorithm of the proposed PV converter system

4. 적응 제어시스템

식 (16)에서 σ 는 컨버터 시스템에서 L 과 C 의 함수이며 이 두 파라미터는 시스템의 환경 변화나 노후로 인하여 설계 시의 공칭(nominal) 값으로부터 변화될 수 있으므로 수학적으로 $L=L(t)$ 와 $C=C(t)$ 와 같이 표현할 수 있는 시변(time-varying) 변수로 간주된다. 즉, 식 (16)에서 σ 또한 $\sigma=f(L,C,t)$ 로 표현할 수 있는 시변 변수가 된다. 하지만 실시간 시스템 구동에서 L 과 C 의 값을 측정할 수 없으므로 최적화 기법을 통해 σ 의 값을 추정한다. 결론적으로 σ 는 실시간 제어오차를 감소하기 위한 제어목적에 갖는 제어기 파라미터로서 주어지며, 다음의 목적함수를 만족하기 위하여 최적화 기법을 통해 파라미터 추정식을 도출한다.

$$J = \frac{1}{2} e^2 \tag{17}$$

여기서 e 는 제어오차로서 컨버터의 기준전압과 실제 출력전압과의 편차로 정의되며 수학적으로 $e = V_r - v$ 로 표현된다. 본 논문은 최적화 기법의 일종인 최급강하 최적화 알고리즘을 적용하며 이러한 기법을 바탕으로 σ 의 변화율은 다음과 같이 주어진다.

$$\dot{\sigma} = -\eta \frac{\partial J}{\partial \sigma} \tag{18}$$

여기서 $\eta \in (0,1)$ 로서 상수이다. 식 (18)의 편미분항은 미분의 연쇄법칙을 이용하여

$$\frac{\partial J}{\partial \sigma} = \frac{\partial J}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial v} \frac{\partial v}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial \sigma} \tag{19}$$

와 같이 전개되며, 여기서 오른쪽 항의 편미분항 또한 각각 다음과 같이 연산된다.

$$\frac{\partial J}{\partial e} = e, \quad \frac{\partial e}{\partial v} = -1, \quad \frac{\partial u}{\partial \sigma} = -\frac{V_{pv}}{v} \tag{20}$$

한편 식 (19)에서 $\partial v / \partial u$ 는 컨버터 시스템의 자코비안(Jacobian) 변수로서 주어지며 본 논문에서는 해석적 방법으로 직접 연산하기가 어려우므로 다음과 같이 샘플링 시간 k 에 대하여 근사식으로 전개한다.

$$\frac{\partial v}{\partial u} \approx \frac{v(k) - v(k-1)}{u(k) - u(k-1)} \tag{21}$$

식 (20)과 식 (21)을 식 (19)에 대입하면

$$\frac{\partial J}{\partial \sigma} \approx e \frac{V_{pv}}{v} \left(\frac{v(k) - v(k-1)}{u(k) - u(k-1)} \right) \tag{22}$$

와 같으며 이 결과식을 식 (18)에 적용하면 파라미터 σ 에 대한 수정규칙은 최종적으로 다음과 같다.

$$\dot{\sigma} \approx -\eta e \frac{V_{pv}}{v} \left(\frac{v(k) - v(k-1)}{u(k) - u(k-1)} \right) \tag{23}$$

식 (23)의 수정규칙은 미분 형태로서 주어지며 실제 시스템 구현에서는 다음과 같은 적분식을 통해 해(solution)를 구할 수 있다.

$$\sigma(t) \approx -\eta \int_0^t e(\tau) \frac{V_{pv}(\tau)}{v(\tau)} \left(\frac{v(k) - v(k-1)}{u(k) - u(k-1)} \right) d\tau \tag{24}$$

식 (24)를 식 (16)에 대입하면 본 논문에서 제안한 컨버터 시스템의 제어입력 변수는 최종적으로 다음으로 주어진다.

$$u(t) = 1 - \frac{V_{pv}(t)}{V_r} + \eta \left[\int_0^t e(\tau) \frac{V_{pv}(\tau)}{v(\tau)} \left(\frac{v(k) - v(k-1)}{u(k) - u(k-1)} \right) d\tau \right] \frac{V_{pv}(t)}{v(t)} \tag{25}$$

그림 3은 식 (25)를 바탕으로 본 논문에서 제안하는 태양광 컨버터 시스템의 전체 블록선도를 보여준다.

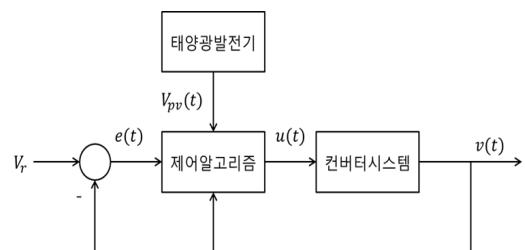


그림 3 제안하는 태양광 컨버터 제어시스템의 블록선도
 Fig. 3 A block diagram of the proposed photovoltaic converter control system

5. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 컨버터 제어 시스템의 타당성을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션을 위하여 Matlab© 소프트웨어를 이용하여 제안한 제어 알

고리즘을 식 (4)에 적용하여 시스템 상태방정식을 수치적 방법을 통해 연산한 후 그 결과 값을 도시하여 제어 성능을 분석하였다. 컨버터의 사양을 결정하기 위하여 식 (4)에서 $L=5 \times 10^{-4}[H]$, $C=1 \times 10^{-2}[F]$, $R_L=2[\Omega]$ 로 선택하였으며 시뮬레이션 전체시간은 1초이며 데이터 샘플링 시간은 10^{-3} 초로 하였다. 또한 태양광 발전 시스템의 출력 전압은 그림 4와 같이 분산이 0.1인 시변(time-varying) 평균값을 갖는 가우시안 확률변수로 가정하였으며 평균 전압이 각각 10[V]와 20[V]의 구형파 형태로 설정하였다. 이 입력전압에 대하여 식 (6)에 주어진 기존의 고정 듀티비를 갖는 컨버터 제어규칙과 식 (25)의 본 논문에서 제안한 컨버터 제어규칙을 동일한 환경에서 시뮬레이션을 각각 실시하였다. 제어 목적은 컨버터의 시변 입력 값(또는 태양광 발전의 출력 값)에 대하여 컨버터의 출력 값이 30[V]로 유지하는 것이다.

그림 5는 이 두 제어규칙을 각각 적용하였을 때 컨버터의 출력전압 파형을 보여준다. 이 결과 파형으로부터 고정 듀티비를 갖는 기존 컨버터 제어방식의 경우 초기 제어시간에 47[V] 정도의 최대값을 가지며 약 57%의 오버슈트를 발생하는 것을 볼 수 있다. 컨버터의 입력 값이 10[V](그림 4 참조)인 구간에서 정상상태 도달 시간은 약 0.2초 정도로 관측되며 입력 값이 20[V]로 바뀌는 0.25초 구간에서 다시 오버슈트가 발생하여 0.35초 부근에서 정상상태로 도달하는 것을 볼 수 있다. 그 이후 컨버터의 입력 값이 10[V]로 감소하고 20[V]로 증가하는 0.5초와 0.75초에서 다시 과도응답을 보이며 정상상태로 도달하는 것을 알 수 있다.

그림 5로부터 본 논문에서 제안한 제어방식의 경우 제어 초기 시간에 약 38[V]의 최대값과 26%의 오버슈트 비율을 보이고 있으며 정상상태 도달 시간은 약 0.02초로서 기존의 제어방식에 비해 약 54% 정도 제어성능이 개선되었음을 알 수 있다. 컨버터의 입력 값이 변화되는 0.25초, 0.5초, 0.75초에서 과도응답을 가지며 평균적으로 약 10% 정도의 오버슈트를 발생하는 것으로 분석된다. 정상상태에 도달하는 시간 또한 기존의 고정 듀티비를 갖는 컨버터의 경우보다 월등히 개선되었음을 그림 4의 결과 파형을 비교분석함으로써 알 수 있다.

그림 6은 두 컨버터 제어방식에 대한 각각의 출력 전류를 파형으로 보여준다. 이 결과 파형은 그림 4의 태양광 시스템의 출력 전압 파형과 매우 유사한 형태를 보이고 있다. 다시 말해, 태양광 시스템의 출력 값이 변화되는 구간에서 컨버터의 출력 전류 또한 변화되는 유사한 형태임을 관측할 수 있다. 제어 성능 측면에서 비교 분석을 실시하면 그림 5의 출력 파형과 또한 매우 비슷하다는 것을 볼 수 있다. 즉, 고정 듀티비의 경우 초기 제어 시간에 매우 큰 오버슈트가 발생되며 그 이후에 태양광 시스템의 출력 값 또는 컨버터의 입력 값이 변화되는 구간에서 마찬가지로 오버슈트가 발생하여 평균적으로 약 0.2초 이후에 정상상태에 도달하는 것으로 분석된다. 반면, 제안한 컨버터 제어방식의 경우 오버슈트가 상대적으로 월등히 감소되었으며 정상상태 도달 시간도 현저히 감소되었으며 전체적으로 제어 성능이 크게 개선되었음을 분석된다.

마지막으로, 그림 7은 두 컨버터에 대한 제어입력(듀티비) 파형을 보여준다. 두 결과 파형에서 두드러진 차이점은 컨

버터의 입력 값이 변화되는 구간에서 파형의 차이를 보여준다. 즉, 고정 듀티비의 경우 과도응답 부근에서 일정한 값을 가지지만 제안한 컨버터의 경우 듀티비가 적응적으로 변화되는 것을 볼 수 있다. 이러한 현상은 컨버터의 과도응답에서의 제어 성능의 개선으로 이어진다. 한편 두 파형에서 정상상태에서의 리플 현상은 컨버터의 입력 값이 랜덤한 값이므로 발생하는 매우 자연스러운 현상이라 볼 수 있다.

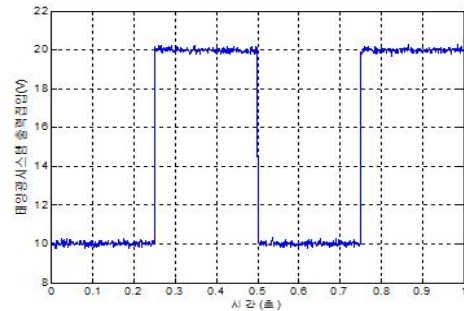


그림 4 태양광 발전 시스템에서 출력되는 전압 파형
Fig. 4 Waveform of the output voltage from the PV power system

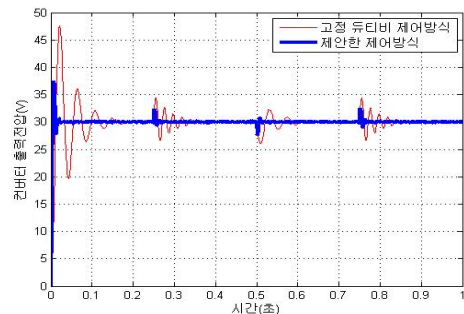


그림 5 고정 듀티비 컨버터 제어방식과 제안한 컨버터 제어방식을 적용하였을 때의 각각의 출력 전압 파형
Fig. 5 Waveform of the output voltage from two converters with a fixed duty ratio and the proposed control law

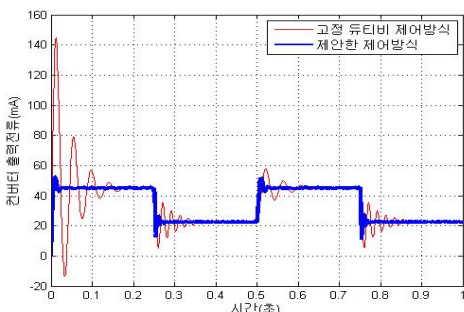


그림 6 고정 듀티비 컨버터 제어방식과 제안한 컨버터 제어방식을 적용하였을 때의 각각의 출력 전류 파형
Fig. 6 Waveform of the output current from two converters with a fixed duty ratio and the proposed control law

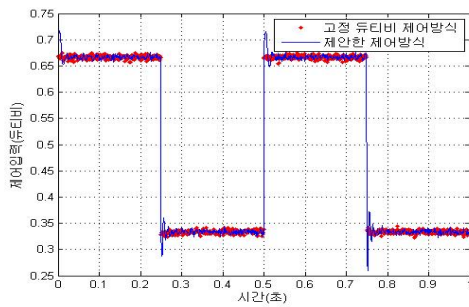


그림 7 고정 듀티비 컨버터 제어방식과 제안한 컨버터 제어 방식을 적용하였을 때의 각각의 제어입력 파형

Fig. 7 Waveform of control input of two converters with a fixed duty ratio and the proposed control law

6. 결 론

태양광 발전 시스템에서 인버터나 컨버터와 같은 전력변환장치는 태양광 시스템의 효율을 극대화하기 위하여 기존의 제어방식에 비해 보다 고급스러운 제어기술이 절실히 요구되고 있다. 본 논문은 이러한 목적을 갖는 태양광 컨버터 시스템의 새로운 제어기법을 제안하였다. 제안한 주요 제어방식은 컨버터 시스템의 불확실성 요소로 인해 발생하는 실시간 제어성능의 저하를 보상하기 위하여 Lyapunov redesign 이론을 적용하여 강인 적응형 컨버터 제어시스템을 구성하였다. 제어시스템의 주요 메커니즘은 공칭 제어규칙과 보조 제어규칙의 하이브리드 형태로 구성되었으며 공칭 제어는 기존의 고정형 듀티비로 정의되며 보조 제어는 컨버터 시스템의 과도응답을 개선하기 위하여 설계되었다. 제안한 컨버터 시스템의 타당성을 검증하기 위하여 컴퓨터 모의 실험을 실시하였으며 기존의 고정 듀티비의 제어방식과의 성능을 비교 검토하였다. 시뮬레이션 결과를 통해 제안한 컨버터의 제어기법이 오버슈트나 정상상태 도달 시간 등의 과도응답 면에서 약 75[%] 정도 개선되었으며 전체적으로 기존의 제어방식에 비해 제어성능이 월등히 개선되었음을 알 수 있었다. 향후 연구로는 태양광 컨버터의 테스트베드를 제작하여 실시간 실험을 통해 실적용 가능성 및 타당성을 검증하고자 한다.

참 고 문 헌

[1] 김동완, 박성원, “에너지절감을 위한 태양광발전설비 연계형 경관조명 전력제어시스템의 개발”, 전기학회논문지, 59P권, 4호, pp. 364-371, 2010년 12월.
 [2] 김동완, 박성원, 김형수, “태양광발전설비와 연계한 지능형 경관조명 전력제어 및 모니터링 시스템 개발”, 전기학회논문지, 60P권, 2호, pp. 99-104, 2011년 6월.
 [3] 신춘식, 안영주, 김동완, “플라이백 컨버터방법에 의한 태양광발전설비의 납축전지 스위칭모드 전환형 펄스충

전기 개발”, 전기학회논문지, 58P권, 1호, pp. 20-26, 2009년 3월.

[4] 조현철, 심광열, “태양광 발전시스템을 위한 유비쿼터스 네트워킹 기반 지능형 모니터링 및 고장진단 기술”, 전기학회논문지, 59권, 9호, pp. 1673-1679, 2010년 9월.
 [5] R. A. Messenger, J. Ventre, Photovoltaic systems engineering, CRC Press, 2010.
 [6] I.-S. Kim, “Sliding mode controller for the single-phase grid-connected photovoltaic system,” Applied Energy, vol. 83, pp. 1101-1115, 2006.
 [7] A. Khanna, V. Dutta, “Boost converter for solar photo voltaic systems with centralized storage,” Power Systems Conference: Advanced Metering, Protection, Control, Communication, and Distributed Resources, pp. 318-325, 2007.
 [8] H. Xue, J. Bao, C. Wu, H. Xu, “Design and implementation of a PV DC/DC converter with high efficiency at low output power,” Int. Conf. on Power System Technology, pp. 1-6, 2010.
 [9] D. Garinto, “A power converter system for single cell photovoltaic modules,” IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 17-22, 2011.
 [10] H. K. Khalil, Nonlinear systems, Prentice Hall, 2001.
 [11] 조현철, 유수복, 이권순, “태양광 컨버터 시스템의 과도응답 개선을 위한 비선형 적응제어 및 안정성 해석,” 제어 로봇 시스템 학회 논문지, 15권, 12호, pp. 1175-1183, 2009년.
 [12] R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers, 2001.

저 자 소 개



조 현 철 (曹賢哲)

1971년 9월 1일생. 1997년 부경대학교 제어계측공학과 졸업, 1999년 동아대학교 전기공학과 졸업(석사), 2006년 미국 네바다 주립대학교 전기공학과 졸업(공학박), 현재 울산과학기술대학교 전기전자학부 조교수
 Tel : 052-279-3166
 E-mail : hcjo@uc.ac.kr



박 지 호 (朴 志 浩)

1971년 4월 23일생. 1997년 동아대학교 전기공학과 졸업, 1999년 동아대학교 전기공학과 졸업(석사), 2002년 동아대학교 전기공학과 졸업(공학박), 현재 한국전기연구원 전기추진연구본부 선임연구원

Tel : 051-803-3652

E-mail : dnipark@keri.re.kr



김 동 완 (金 炯 完)

1960년 2월 1일생. 1984년 동아대학교 전기공학과 졸업. 1987년 부산대학교 전기공학과 졸업(석사). 1995년 부산대학교 전기공학과 졸업(공학박). 전기기술사(건축전기), 조명디자이너, 1997년~현재 동명대학교 전기공학과 교수.

Tel : 051-629-1314

E-mail : dongwan@tu.ac.kr