

“PV Converter 모델링”을 적용한 MPPT제어기법

최주엽*, 최익**, 송승호*, 안진웅***, 이동하***

*광운대학교 전기공학과(juyeop@kw.ac.kr), **광운대학교 정보제어공학과, ***대구경북과학기술원

Boost Converter Modeling of Photovoltaic Conditioning System for MPPT

Choi, Ju-Yeop* Choy, Ick** Song, Seung-Ho* An, Jin-ung*** Lee, Dong-Ha***

*Dept. of Electrical Eng., Kwangwoon Univ.(juyeop@kw.ac.kr)

**Dept. of Information and Control Eng., Kwangwoon Univ.

***Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology

Abstract

Photovoltaic conditioning systems normally use a maximum power point tracking (MPPT) technique to deliver the highest possible power to the load continuously when variations occur in the insolation and temperature. A unique method of tracking the maximum power points (MPPs) and forcing the boost converter system to operate close to these points is presented through deriving small-signal model and transfer function of boost converter considering input capacitor. This paper aims at modeling boost converter including fairly large equivalent series resistance(ESR) of input reservoir capacitor by state-space-averaging method and PWM switch model and compares both methods using Bode plots. In the future, properly designed controller for compensation will be constructed in 3kw real system for maximum photovoltaic power tracking control.

Keywords : 전력변환장치(Converter), 직교류변환장치(Inverter), 최대전력점추종기법(MPPT), 상태공간평균화기법(State-Space-Averaging)

기 호 설 명

\tilde{v}_o : 출력전압의 미소외란

1. 서 론

최근 전 세계적으로 기후변화 협약, 온실

가스배출규제 움직임 등 환경변화와 고유가
로 인한 에너지비용 상승 등 국제사회에서
이슈화됨에 따라 신·재생에너지가 새로운
화두로 떠오르고 있으며, 신재생에너지는 고
유가에 따라 산유국들이 자원 민족주의를 강
화하고 있는 상황에서 에너지 안보를 확충하
고 온실가스 의무 감축 등 기후변화에 대응

투고일자 : 2009년 4월 14일, 심사일자 : 2009년 4월 20일, 게재확정일자 : 2009년 12월 2일
교신저자 : 최주엽(juyeop@kw.ac.kr)

하기 위한 지속가능한 에너지원으로 중요성이 커지고 있으며, 특히 세계적으로 신재생 에너지 시장이 급속하게 성장하고 있어 반도체와 기계 등 관련 분야의 경쟁력을 갖고 있는 우리나라는 태양광과 풍력, 수소·연료전지 등 핵심 분야에 집중적으로 투자할 필요가 있다.

2. 태양광 시스템 기술

2.1 태양광 PCS 기술

태양광발전시스템은 태양전지를 직병렬로 연결한 태양전지 어레이와 컨버터(Converter), 직교류변환장치(Inverter), 전력저장용 축전지(Battery) 등의 주변장치로 구성되어 있다. 태양광발전시스템은 계통연계 여부에 따라서 계통연계형과 독립형으로 분리되고 구조적으로는 DC/DC 컨버터의 유무로 나누지만 이 논문에서는 컨버터가 있는 방식을 확인하고자 한다.[1],[2]

특히 신·재생에너지 중 태양광발전기술은 전력변환장치(Power Conditioning System: PCS)에 있어서도 일반산업 분야의 충전기 및 제어기술에 대한 기반기술도 선진국과 비교하여 신뢰성과 다양한 기능성에서 미흡하지만, 정부의 적절한 지원 및 연구자들의 노력이 함께 수반된다면 향후 5~6년 내에 선진국 수준에 도달할 것으로 판단된다.

인버터 기술은 세계적으로 제어회로가 디지털화 되고 주문형집적회로(ASIC, Application Specific Integrated Circuit)화되거나 혼성집적회로(Hybrid IC)화 되는 추세이기 때문에 외국의 기술을 모방하는 것이 불가능하므로, 기존의 기술 개발 뿐만 아니라 새로운 신·재생에너지기술에 대한 연구 분야를 추가하기 위해서 에너지관리공단을 중심으로 중, 소용량급(3kW 이상)에 대해서는 많은 연구가 이루어져 왔다.

하지만 AC Module이라고 불리는 모듈 집약형컨버터에 대한 기초 연구로는 학교와

산업체에서 수년전에 기초적인 연구를 마치고 알고리즘 확인을 위한 실험실 수준의 시작품을 개발하였고 그 후로 본교 전력전자 연구실에서 해외제품의 사양 및 성능 확인을 통한 후속 연구가 일부 이루어지고 있는 실정이다.

따라서 현재 국내에서 모듈집약형컨버터에 대한 관련기술은 극히 한정된 그룹만이 일부 확보하고 있다고 보이나 선진국 대비 아직도 국내 기술력은 70% 정도 기술을 보유하고 있다고 판단된다.

따라서 본 논문에서는 태양광용 소용량(3kW 급) PCS 및 모듈집약형컨버터에 사용될 수 있는 boost converter의 모델링 및 제어에 관한 기초 이론을 제시하고자 한다.

2.2 태양광 MPPT 기술

태양광발전시스템에서의 주요 관련기술로서는 태양전지로부터 최대전력을 얻기 위한 제어 알고리즘(MPPT 제어)과 계통 보호의 기능으로써 단독운전검출 기법의 알고리즘이 있다.

태양전지 어레이의 출력은 일사량과 온도에 의해서 지속적으로 변동하며, 또한 태양전지 어레이의 동작전압에 따라 출력이 결정된다. 따라서 어레이의 동작전압을 제어하여 최대출력이 발생되도록 하여야 한다. 이와 같은 제어방법을 일반적으로 MPPT (Maximum

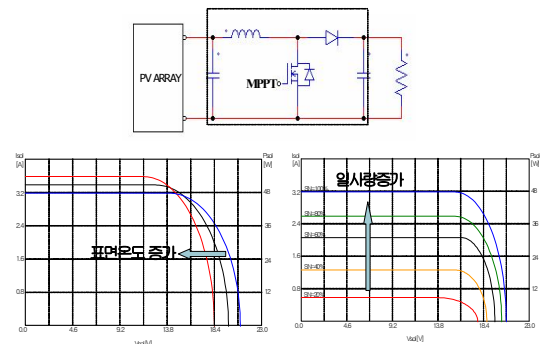


그림 1. MPPT용 Boost Converter

Power Point Traking)이라고 한다. MPPT를 위

한 디지털 제어 알고리즘의 종류에는 Perturb & Observe(P&O), Incremental Conductance (IncCnd), Fuzzy 등 다양한 제어 알고리즘이 연구되고 있다. 그러나 실제 제품에 적용되는 알고리즘은, 구현이 용이하고 안정성이 높다는 측면에서 제어가 간단하고 연산량이 적은 알고리즘이 채택되고 있다. 특히 부분 음영에 의해 발생하는 local maxima를 극복할 수 있는 강건한 MPPT 알고리즘 개발이 활발히 진행되고 있다. 새로운 MPPT 기법을 DC/DC 컨버터에 적용시키기 위해서는 주어진 순시 지령치를 추종할 수 있도록 제어기가 설계되어야 하고 이 훌륭한 제어기의 설계는 태양광 시스템을 먼저 적절히 모델링하는데 있다.

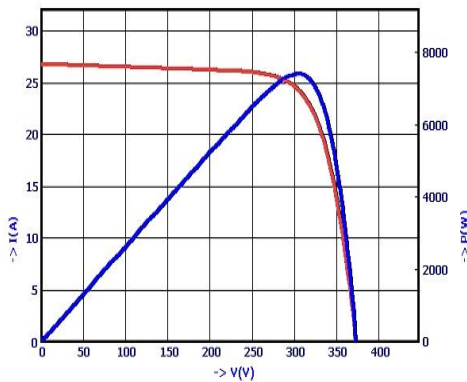


그림 2. 일반적인 PV Power Curve

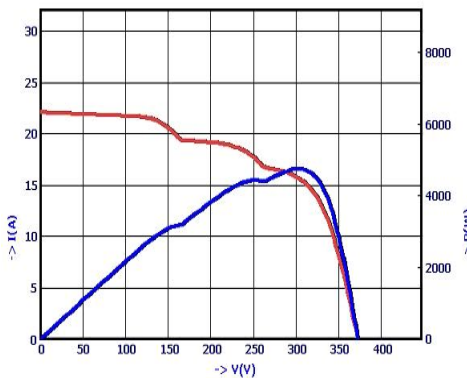


그림 3. Local maxima를 갖는 PV Power Curve

특히 효율적인 MPPT를 하는 방법으로 직류단 전압을 충분히 높이기 위해서 태양전지를 여러개 연결하는 방법이 있으나 효율적인 면에서 낭비를 초래하므로 승압을 위한 Boost DC/DC 컨버터를 사용하는 것이며 컨버터의 직류측 전압을 충분히 높은 전압을 유지하기 위한 컨버터의 출력측 전압을 일정하다고 놓았을 때 입력전압의 변동을 PWM[3],[4] 모델링과 상태평균화 방법[5]을 이용하여 어떠한 차이점이 있는지 고찰하고자 한다. 최근에 태양광용 인버터의 제어기 설계에 관해서는 입력 커패시터를 고려한 간단한 모델링 후 PI제어기 설계가 있었으나 본 논문에서는 완전한 PV시스템 모델링 후 MPPT를 위한 Boost DC/DC 컨버터용 최적 제어기를 설계하였다.

마지막으로 제안한 모델에 기초하여 태양전지 모의 전원장치와 단상 계통연계형 PCS를 이용한 실험을 통하여 동작특성을 분석하고 제안된 모델링의 타당성을 입증한다.

3. 시스템의 구성 및 해석

3.1 이상적인 DC/DC Boost Converter

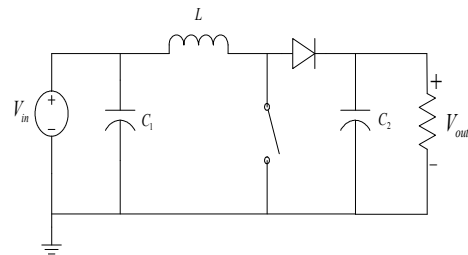


그림 4. Boost Converter의 이상적 등가회로

그림 4는 Boost Converter의 이상적 등가회로를 나타낸 그림이다. 위 회로는 정상상태의 일반적인 Boost Converter에서 Inverter부 및 계통을 저항으로 등가화하였고 일정한 입력에 관하여 출력단 전압의 변동으로 나타나는 회로이다.

3.2 구현하고자 하는 DC/DC Converter

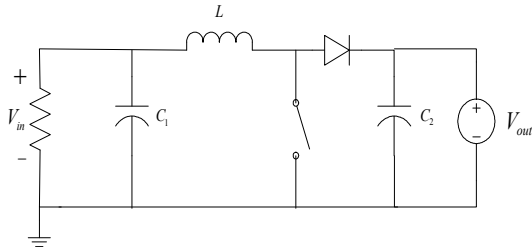


그림 5. 구현하고자 하는 이상적인 회로

구현하고자 하는 시스템의 이상적인 그림 5는 그림 4와 같은 시스템이나 그림 4는 일정한 전압원이 주어졌을 때 출력전압원을 제어하는 반면에 그림 5는 출력 전압을 일정하다고 놓았을 때(단상 3kw의 경우 380~400VDC)에 MPPT[5] 추종에 따라 입력전압원이 어떻게 변하는 가를 나타내는 이상적인 회로이다. 그림 6은 그림 5의 회로에 기생 저항을 포함시킨 것이다. 특히 실제 시스템에서 간과할 수 없는 커패시터에 포함되어 있는 기생 저항분까지 포함한 그림을 나타내고 있다.

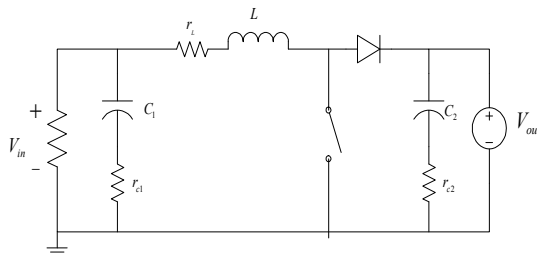


그림 6. 기생저항을 포함한 회로

4. 모델링 이론

위에서 보여진 회로들을 모델링하여 $\widetilde{v_{out}}/\widetilde{d}(s)$ 의 $\widetilde{v_{out}}$ 과 \widetilde{d} 는 각각의 정상상태 직류동작값 V_{out} 와 D를 중심으로 한 출력 전압 v_{out} 와 스위치 듀티비 d의 미소 외란을 표시한다. $\widetilde{v_{out}}/\widetilde{d}(s)$ 전달함수를 구하는 방법에는 여러 가지 등이 있으나 여기서는 상태평균화 방법

과 PWM 방법을 사용하려고 한다. 이에 상태평균화 방법과 PWM 방법에 대하여 간략하게 설명하였다.[3],[4]

4.1 상태평균화 기법

상태 평균화 방법은 구하고자 하는 회로를 연속 도통 모드에서 동작하는 변환기만으로 설명하는 방법이며 다음과 같은 순서를 따라야 한다. [3]

step 1. 각 회로 상태에 대한 상태 변수를 기술한다. 연속 도통 모드에서 동작하는 변환기에는 스위치가 on 상태일 때, off 상태 두 가지 상태가 존재한다. 각 회로 상태에서 선형 회로는 인덕터 전류와 커패시터 전압으로 구성된 상태 벡터 x 로 기술하며 회로기술에 있어서 인덕터 저항과 커패시터 저항 등과 같은 기생 성분들이 존재한다. $x = X + \widetilde{x}$ 와 같이 직류분 값과 미소교류외란을 합한 변수를 포함한다. 따라서 각각의 회로에서 다음과 같이

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1x + B_1v_d; \quad dT_s \text{ 일 때,} \\ \dot{x} &= A_2x + B_2v_d; \quad (1-d)T_s \text{ 이며} \end{aligned}$$

여기서 A_1 과 A_2 는 상태행렬이며 B_1 과 B_2 는 벡터이다. 모든 변환기의 출력 v_o 는 다음과 같이 하나로만 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{out} &= C_1x; \quad dT_s \text{ 일 때} \\ v_{out} &= C_2x; \quad (1-d)T_s \text{ 로} \end{aligned}$$

나타내어 줄 수 있으며 C_1 과 C_2 는 전치 벡터이다.

step 2. 듀티비를 이용한 상태 평균화를 기술한다. 스위칭 주기에 대한 회로의 평균화를 하기 위해서 스위치가 on 되어 있을 때와 off 되어 있을 때를 서로 더해주면 다음과 같이 나타낼 수가 있다.

$$\dot{x} = [A_1d + A_2(1-d)]x + [B_1d + B_2(1-d)]v_d \quad (1)$$

$$v_{out} = [C_1d + C_2(1-d)]x \quad (2)$$

으로 나타나게 된다.

step 3. 미소 교류 외란을 나타내고 교류성분과 직류성분을 분리해 낸다. “~”로 표시되는 미소 교류 외란은 직류 정상상태의 직류량에 포함된다. 따라서 다음과 같이 나타내어 줄 수 있다.

$$x = X + \tilde{x} \quad (3)$$

$$v_{out} = V_{out} + \tilde{v}_{out} \quad (4)$$

$$d = D + \tilde{d} \quad (5)$$

일반적으로 입력전압에서 $\tilde{v}_d = 0$ 이라 하면 $v_d = V_d$ 가 된다. 정상 상태에서 $\dot{x} = 0$ 이므로

$$\begin{aligned} \tilde{x} &= AX + BV_d + A\tilde{x} + \\ & [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d]\tilde{d} \end{aligned} \quad (6)$$

로 나타내어 주며 미소교류외란 “~”이 서로 붙어있는 것들은 무시되어지므로

$$\tilde{x} = A\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d]\tilde{d} \quad (7)$$

식 (3) ~ (5)를 이용하면

$$V_{out} + \tilde{v}_{out} = CX + \tilde{C}\tilde{x} + [(C_1 + C_2)X]\tilde{d} \quad (8)$$

$$C = C_1D + C_2(1-d) \quad (9)$$

이다. (8)번 식에 의해서 정상상태의 출력전압은

$$V_{out} = CX \quad (10)$$

$$\tilde{v}_{out} = C\tilde{x} + [(C_1 - C_2)X]\tilde{d} \quad (11)$$

step 4. 전달함수의 해를 구하기 위해서 s - 영역으로의 교류 방정식 변환을 한다.

식 (11)은 교류 외란으로 구성되므로 (6) 식에서 라플라스 변환을 이용하면

$$\begin{aligned} s\tilde{x}(s) &= A\tilde{x}(s) + \\ & [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d]\tilde{d}(s) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}(s) &= [sI - A]^{-1} \times \\ & [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_d]\tilde{d}(s) \end{aligned} \quad (13)$$

이다. 여기서 I는 단위행렬이다. 위의 (11) 식에 (13)식을 대입하여 준 후에 $\tilde{d}(s)$ 항으로 $\tilde{v}_{out}(s)$ 를 표현하는 전달함수의

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{out}(s)/\tilde{d}(s) &= C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X \\ & + (B_1 - B_2)V_d] + (C_1 - C_2)X \end{aligned} \quad (14)$$

으로 유도된다.

4.2 PWM Switch Model

PWM switch model 방법은 스위치가 on, off 하는 비를 ratio로 하는 일정의 transformer로 생각하여 해석하는 방법이다. 스위치는 그림 7과 같이 나타내어 줄 수 있다.[4]

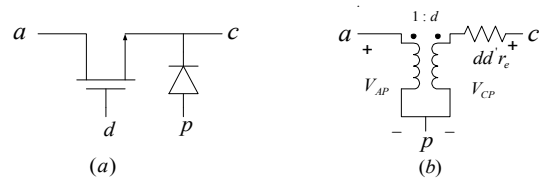


그림 7. (a) 액티브 패시브 스위치 (b) PWM 스위치

그림 7 (a)에서 보는 것과 같이 액티브 패시브 스위치가 d(duty)에 의하여 나타낼 수 있는 것을 (b)에서 보는 것과 같이 1:d의 비의 transformer는 액티브 터미널 a와 패시브 터미널 p, 커먼 터미널 c, c와 p 사이의 저항 $dd're$ 는 a와 p사이의 무한 주파수에서 생기는 저항값을 나타낸다. 그림 7의 (b)와 같은 스위치 모델을

사용하여 Buck Converter, Boost Converter, Buck-Boost Converter를 모델링할 수 있다.

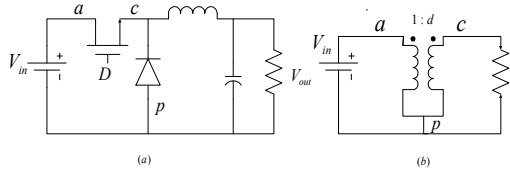


그림 8. Buck Converter
(a) 일반 스위치를 사용한 회로도
(b) PWM 스위치를 사용한 회로도

그림 8은 Buck Converter를 reactive 소자를 제외한 후에 PWM 스위치로 모델링한 그림이다. 그림 9는 Boost Converter를 PWM 스위치를 이용하여 간략하게 나타내어 준 회로이다.

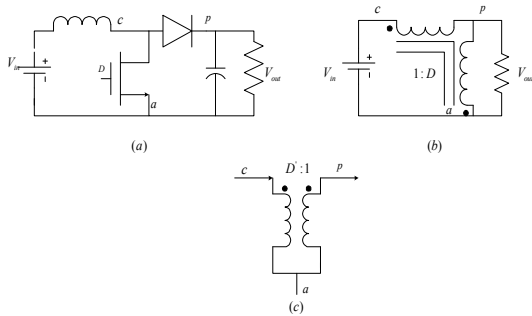


그림 9. Boost Converter
(a) 일반스위치를 사용한 회로도
(b) PWM 스위치를 사용한 회로도
(c) PWM transformer의 duty와 전류의 방향

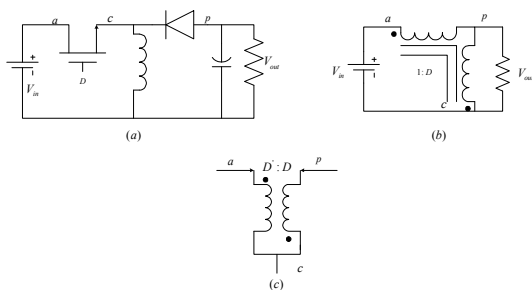


그림 10. Buck-Boost Converter
(a) 일반 스위치를 사용한 회로도
(b) PWM 스위치를 사용한 회로도
(c) PWM transformer의 duty와 전류의 방향

Buck Converter에서는 그림 7(b)의 스위치를 그대로 쓸 수 있지만 Boost Converter나 Buck-Boost Converter에서는 그림 7(b)의 스위치를 그대로 쓸 수가 없다. 그 이유는 Buck Converter는 common terminal이 P인 반면에 Boost, Buck-Boost converter의 common terminal이 p가 아니기 때문에 그림 7(b)와 같이 쓸 수 없고 그림 9와 10처럼 적절하게 변형시켜 주어야만 모델링이 가능하다. 여기서 D 는 한 주기 중에 스위치가 on이 되어 있는 상태이며 D' 는 스위치가 off 되어 있는 동안을 나타낸다. 위의 PWM 모델을 이용하여 DC 해석이나 AC 해석 모두를 좀 더 간단히 해 줄 수가 있다.

5. 상태 평균화 기법을 이용한 Boost Converter Modeling

5.1 이상적인 Boost Converter Modeling

4.1절에서 언급한 상태 평균화 방법 순서를 이용하여 문제를 해결해 주면 그림 11(b)에서 스위치가 on이 되었을 때의 시스템 함수 $R(x_1 + C_1 \dot{x}_2) = x_2$, $x_2 = L \dot{x}_1$, $C_2 x_3 = i_{out}$ 의 식에서 다음과 같은 행렬을 만들어 줄 수가 있다.

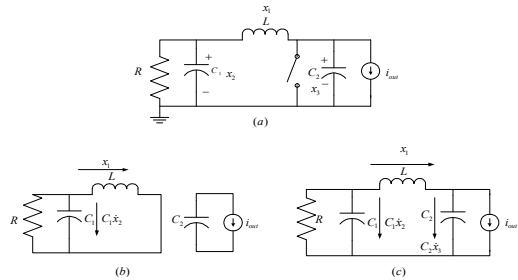


그림 11. 이상적인 Boost-Converter
(a) 일반적인 회로도
(b) 스위치가 on 상태일 때 회로도
(c) 스위치가 off 상태일 때 회로도

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1/L & 0 \\ -1/C_1 & 1/RC_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/C_2 \end{bmatrix}$$

$C_1 = (0 \ 1 \ 0)$ 가 된다.

그림 11(c)에서와 같이 스위치가 off되었을 시에 $R(x_1 + C_1 \dot{x}_2) = x_2$, $x_2 - L\dot{x}_1 - x_3 = 0$, $x_1 = i_{out} + C_2 \dot{x}_3$ 로 하여 행렬식으로 나타내면 아래와 같다.

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1/L & -1/L \\ -1/C_1 & 1/RC_1 & 0 \\ 1/C_2 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/C_2 \end{pmatrix},$$

$$C_2 = (0 \ 1 \ 0)$$

위의 두 부분의 행렬로

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1/L & -(1-D)/L \\ -1/C_1 & 1/RC_1 & 0 \\ (1-D)/C_2 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/C_2 \end{pmatrix}, \quad C = (0 \ 1 \ 0)$$

로 나타내어 줄 수 있고 식 (14)에 대입하여 주면

$$[sI - A]^{-1} = \frac{1}{\det} \begin{pmatrix} s^2 + \frac{s}{RC_1} & \frac{s}{L} & \frac{-(1-D)s + (1-D)}{L} \\ -\frac{s}{C} & s^2 + \frac{(1-D)^2}{C_2 L} & \frac{-(1-D)}{C_1 L} \\ \frac{-(1-D)s + (1-D)}{C_2} & \frac{-(1-D)}{C_2 L} & s^2 - \frac{s}{RC_1} + \frac{1}{LC_1} \end{pmatrix}$$

과 같은 행렬식으로 나타나게 되며 나머지 행렬들을 식(14)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{\tilde{v}(s)}{d(s)} = \frac{RC_1(1-D)x_3s + R(1-D)x_1}{RLC_1C_2s^3 - LC_2s^2 + (RC_1(1-D)^2 + RC_2)s - (1-D)^2}$$

5.2 이상적인 Boost Converter의 Bode Plot

Boost Converter의 주파수 응답특성을 그리기 위하여 I_{out} , V_{C1} , V_{C2} 의 세 가지 성분으로 나타낼 수 있고 소자의 값은 $D=0.5$, $C_1 = 2,400\mu F$, $C_2 = 500\mu F$, $L = 2mH$, $R = 0.0005\Omega$ 으로 계산하였으며 이 값은 (주)삼화전기의 RX Series의 값을 이용하였다.

5.1절의 전달함수에 대한 Bode plot은 다음과 같다.

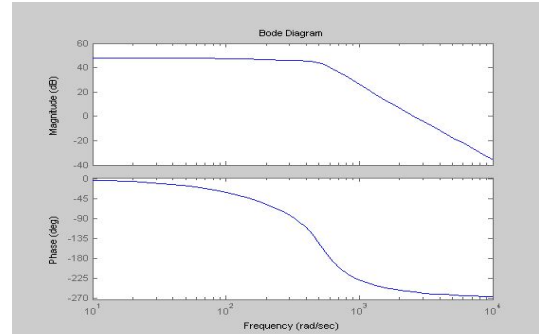


그림 12. 상태 평균화 방법을 이용한 이상적인 Boost Converter의 Bode Plot

5.3 기생저항을 삽입한 Boost Converter Modeling

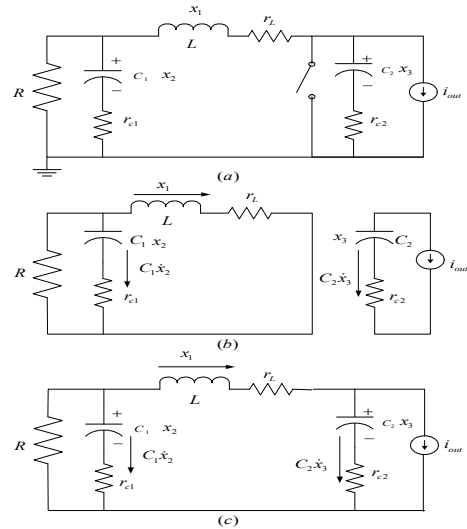


그림 13. 기생저항을 삽입한 Boost Converter
(a) 일반적인 회로도
(b) 스위치가 on 되었을 때의 회로도
(c) 스위치가 off 되었을 때의 회로도

기생저항을 포함한 Boost Converter에서도 상태 평균화 방법을 이용하는 방법은 동일하다. 그림 13(b)에서 각 변수에 대한 상태

방정식은 다음과 같다.

$$R(X_1 + C_1 \dot{x}_2) = x_2 + C_1 \dot{x}_2 r_{cl},$$

$x_2 + C_1 \dot{x}_2 r_{cl} = L \dot{x}_1 + x_1 r_L$, $C_2 \dot{x}_3 = -i_{out}$ 으로 나타
나며 행렬로 나타내면,

$$A_1 = \begin{pmatrix} \frac{-Rr_L + r_L r_{cl} - Rr_{cl}}{L(R-r_{cl})} & \frac{R}{L(R-r_{cl})} & 0 \\ \frac{-R}{(R-r_{cl})C_1} & \frac{1}{(R-r_{cl})C_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \\ C_2 \end{pmatrix} i_{out}, \quad C_1 = (-r_{cl} \ 10)$$

으로 나타내어 줄 수 있으며 그림 13(c) 스
위치가 off 되어 있는 상태에서는

$$R(x_1 + C_1 \dot{x}_2) = x_2 + c_1 \dot{x}_2 r_{cl},$$

$$x_2 + c_1 \dot{x}_2 r_{cl} = L \dot{x}_1 + r_L x_1 + x_3 + c_2 \dot{x}_3 r_{cl},$$

$$x_1 - i_{out} = c_2 \dot{x}_3$$

으로 나타내어 줄 수 있다.

행렬

$$A_2 =$$

$$\begin{pmatrix} \frac{-Rr_L - Rr_{cl} + r_{cl} r_{cl} + r_{cl} r_L - Rr_{cl}}{L(R-r_{cl})} & \frac{R}{L(R-r_{cl})} & \frac{-1}{L} \\ \frac{-R}{C_1(R-r_{cl})} & \frac{1}{C_1(R-r_{cl})} & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} \frac{r_{cl}}{L} \\ 0 \\ -1 \\ C_2 \end{pmatrix}, \quad C_2 = (-r_{cl} \ 10) \text{ 이 되어진다.}$$

위의 행렬들을 수식 (14)에 대입하여 정리
하면

$$\frac{\tilde{v}_i(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{as^2 + bs + c}{ds^3 + es^2 + fs + g} \quad \text{이고,}$$

$$a = \frac{-r_L r_{cl} r_{cl} - r_{cl}^2 r_L}{L(R-r_{cl})} x_1 + \frac{r_{cl}}{L} x_3 - \frac{r_{cl} r_{cl}}{L} i_{out},$$

$$b = \frac{r_L r_{cl} r_{cl} + r_{cl}^2 r_L}{LC_1(R-r_{cl})^2} x_1 - \frac{r_{cl} x_3}{LC_1(R-r_{cl})}$$

$$+ \frac{r_{cl} r_{cl}}{LC_1(R-r_{cl})} i_{out} + \frac{-r_{cl}(1-D)}{LC_1(R-r_{cl})} x_1$$

$$- \frac{Rr_L r_{cl} + Rr_L r_{cl}}{LC_1(R-r_{cl})^2} x_1 + \frac{r_{cl}}{LC_1(R-r_{cl})} i_{out}$$

$$+ \frac{Rr_{cl}}{LC_1(R-r_{cl})}$$

$$c = \frac{r_{cl}(1-D)x_1 - (1-D)Rr_{cl}}{LC_1 C_2 (R-r_{cl})}, \quad d = 1$$

$$e = \frac{Rr_L - r_{cl} r_L + Rr_{cl} + DRr_{cl} + Dr_{cl} r_{cl}}{L(R-r_{cl})} - \frac{1}{C_1(R-r_{cl})^2}$$

$$f = \frac{Rr_L - r_L r_{cl} + Rr_{cl} + DRr_{cl} + Dr_{cl} r_{cl}}{LC_1(R-r_{cl})^2} + \frac{(1-D)^2}{LC_2}$$

$$+ \frac{R^2}{LC_1(R-r_{cl})^2}$$

$$R = -\frac{(1-D)^2}{LC_1 C_2 (R-r_{cl})}$$

의 계수를 갖는 $\frac{2차}{3차}$ 의 전달함수의 꼴로
나타나게 된다.

5.4 기생저항을 삽입한 Boost Converter의 Bode Plot

5.3절의 전달함수에 다음과 같은 소자 값을 대입하여 Bode Plot을 그려보았다.

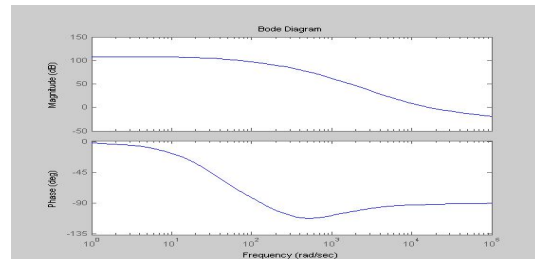


그림 14. 상태 평균화 방법을 이용한 기생저항을 고려한 Boost Converter Bode Plot

$D = 0.6, C_1 = 2,400\mu F, C_2 = 2,400\mu F,$
 $r_{c1} = 0.07\Omega, C_2 = 500\mu F, r_{c2} = 0.2\Omega,$
 $L = 2mH, r_l = 0.05\Omega, R = 1\Omega, i_{out} = 30A$
 $I_L = 10A, V_{c1} = 247V, V_{c2} = 300V$ 의 값을
 대입하여 Bode Plot을 그리면 다음과 같다.

6. PWM Modeling을 이용한 Boost Converter의 해석

6.1 이상적인 Boost Converter Modelling

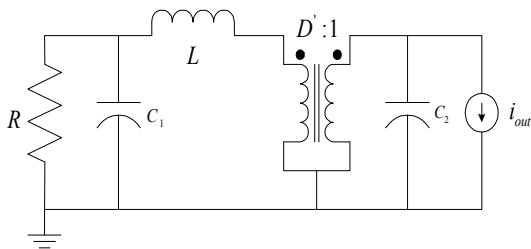


그림 15. PWM 스위치를 이용한 Boost Converter 회로도

4-2절에서 일반 스위치를 PWM 스위치로 변형시킬 수 있음을 밝혔다. 일반적인 Boost 회로를 PWM 스위치로 바꾸어 주면 그림 15와 같다.

여기서 구하고자 하는 부분은 소신호 모델링 부분이므로 I_{out} 부분은 0으로 놓고 보아도 무관하다. 소신호 모델링에 필요한 스위치의 소신호 전류에 대해 다시 그려주면 그림 16과 같이 나타내어 줄 수 있다

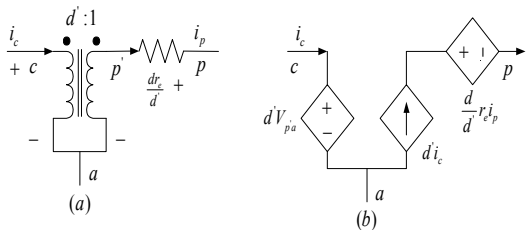


그림 16. 소신호 전류에 대한 PWM 스위치 변환

정상상태에서 $x = X + \hat{x} \approx X$ 는 dc 값에 해당

되고 소신호에서는 $d + \hat{d} = \hat{1} \Rightarrow \hat{d} + \hat{d} = 0 \Rightarrow \hat{d} = -\hat{d}$ 로 나타내어 줄 수 있다. 이 식으로 그림 16(b)의 스위치를 그림 14와 같이 나타내어 줄 수 있다.

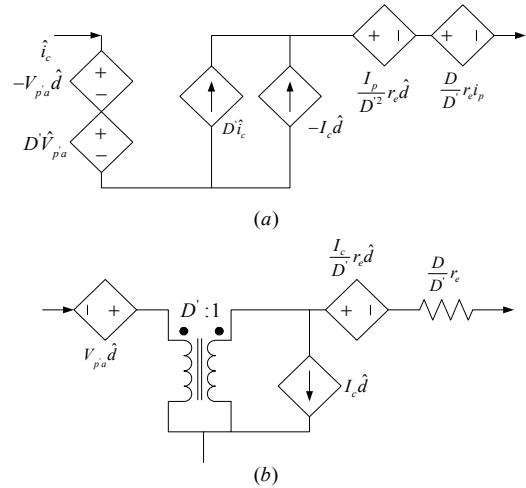


그림 17. PWM 스위치의 소신호 모델 변환

그림 17(b)에서 위의 스위치는 PWM Transformer와 같으므로 종속 전압원을 2차측으로 옮겨서 하나의 전압원으로 만들어주고 2차 측에 있는 소자들을 1차측으로 옮기면 2차측에는 소신호 전류와 전압원만 그림 18과 같이 변환할 수 있다.

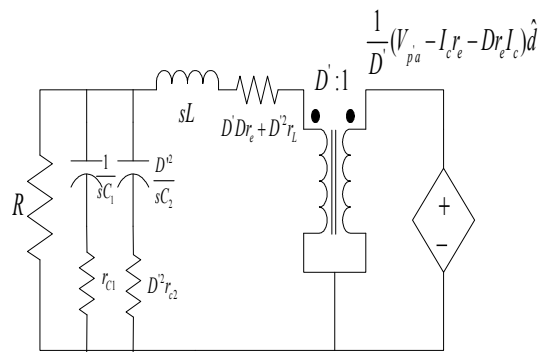


그림 18. PWM 소신호 모델링 회로도

2차측의 전압원을 1차측으로 옮겨 전압분

배법칙을 이용하면 구하고자 하는 $\frac{\hat{v}_i(s)}{\hat{d}(s)}$ 를 구할 수 있다. 결과식은 $\frac{\hat{v}_i}{\hat{d}} = \frac{a}{bs^2 + cs + d}$ 의 형태로 나타나게 된다.

$$a = D^2 R^* (V_{p'a} - I_e r_e - D r_e I_L)$$

$$b = D^2 RL(C_1 + C_2)$$

$$c = D^2(L + D' DR C_1 r_e + d' DR C_2 r_e)$$

$$d = D^2(R + D' D r_e)$$

6.2 이상적인 Boost Converter 의 Bode Plot

6.1절의 전달함수에 위에 5.2절에 열거된 소자의 값들을 대입시켜 Bode Plot을 그리면 다음과 같다.

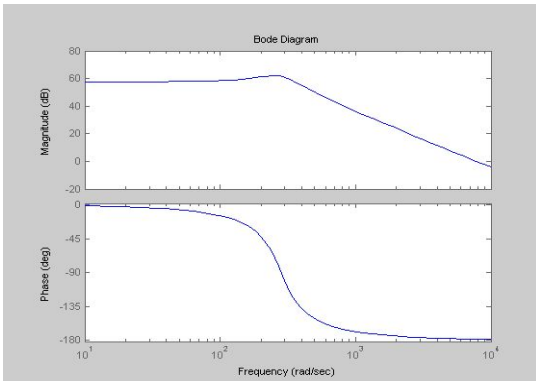


그림 19. PWM 스위치를 이용한 Boost Converter Bode Plot

6.3 PWM Switch를 이용하여 기생저항이 포함된 Boost Converter의 소신호 모델링

PWM 스위치를 이용하여 기생저항을 포함하는 Boost Converter의 소신호 모델링하는 방법도 6.1절에서 설명했던 방법대로 하면 그림 20과 같은 그림이 된다.

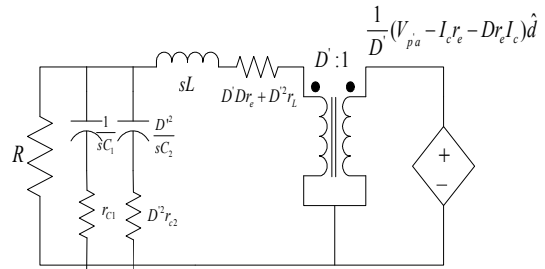


그림 20. PWM 스위칭을 이용한 기생저항을 포함한 Boost Converter

2차측의 전압원을 1차측으로 옮긴 후에 전압분배법칙을 이용하여 $\frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)}$ 를 구하면 다음의 형태로 나타난다.

$$\frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{as^2 + bs + c}{ds^3 + es^2 + fs + g} * (V_{p'a} - I_e r_e - D r_e I_L) \quad (15)$$

$$a = RC_1 C_2 r_{c1} r_{e2}$$

$$b = RC_1 r_{c1} + RC_2 r_{e2}$$

$$c = R$$

$$d = LC_1 C_2 r_{c1} r_{e2} + RLC_1 C_2 r_{e2} + RLC_1 C_2 r_{c1}$$

$$e = LC_1 r_{c1} + LC_2 r_{e2} + RLC_1 + RLC_1 + D' D r_e C_1 C_2 r_{c1} r_{e2}$$

$$+ D' D r_e RC_1 C_2 r_{e2} + DD' r_e RC_1 C_2 r_{c1}$$

$$f = L + D' D r_e C_1 r_{c1} + D' D r_e C_2 r_{e2} + D' D r_e RC_1 + D' D r_e RC_2$$

$$g = D' D r_e$$

6.4 PWM Switch를 이용한 Boost Converter의 Bode Plot

식 (15)에 위 5.2절에 열거된 소자의 값들을 대입시켜 Bode plot을 그리면 그림 21과 같다.

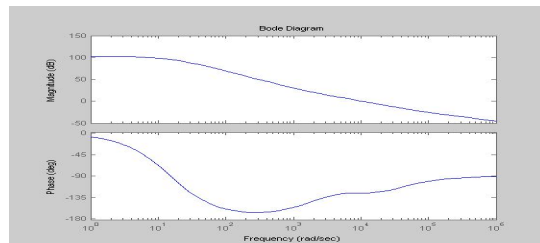


그림 21. PWM 스위칭을 이용한 기생 저항을 포함한 Boost Converter Bode Plot

7. Type 2 제어기 설계

위에 제시되어 있는 시스템의 Bode Plot을 보면 Phase margin 과 Gain margin을 보았을 때 그대로 시스템을 사용할 수 있지만 좀 더 안정성을 갖기 위해서 제어기를 넣어 Phase margin 과 Gain margin을 증가시킬 수 있다. 제어기의 형태는 그림 22와 같이 만들어 줄 수 있다.

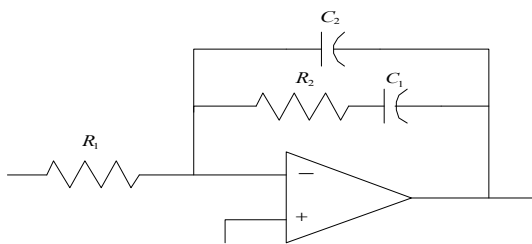


그림 22. Boost Converter용 제어기

제어기의 전달함수 $T_c(s)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_c(s) = \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)}, \quad \omega_z = \frac{1}{R_2 C_1}, \quad \omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2}$$

로 계산하여 만들어 줄 수 있다. $\omega_z = \frac{\omega_{cross}}{K}$,

$\omega_p = K\omega_{cross}$ 이며 $K = \tan(45^\circ + \frac{boost}{2})$ 로 대입하면 된다. 위와 같은 식으로 보상된 Boost Converter의 모델링 방법별 보상된 Bode Plot은 다음과 같다.

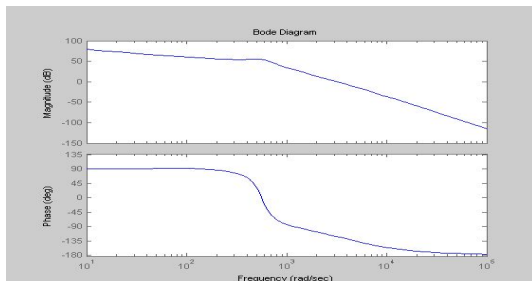


그림 23. 상태 평균화 방법을 이용한 이상적인 Boost Converter의 Phase를 보상한 Bode Plot

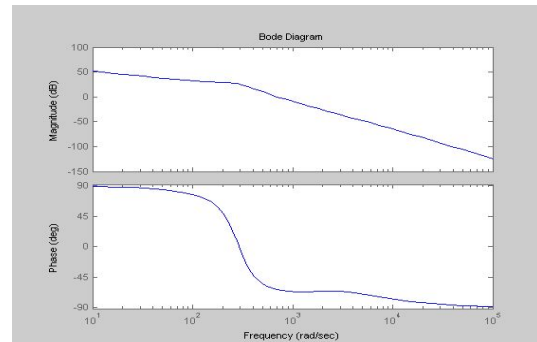


그림 24. PWM 스위치 모델을 이용한 이상적인 Boost Converter의 Phase 보상을 한 Bode Plot

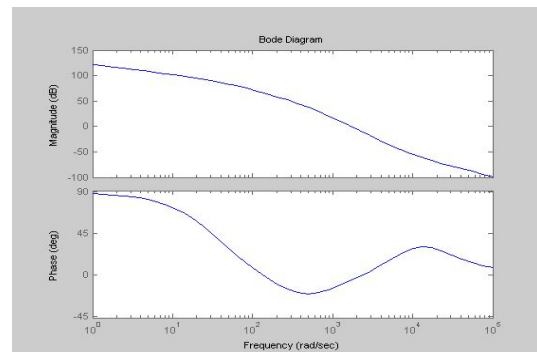


그림 25. 상태 평균화 방정식을 이용한 기생저항을 포함한 Boost Converter Phase를 보상한 Bode Plot

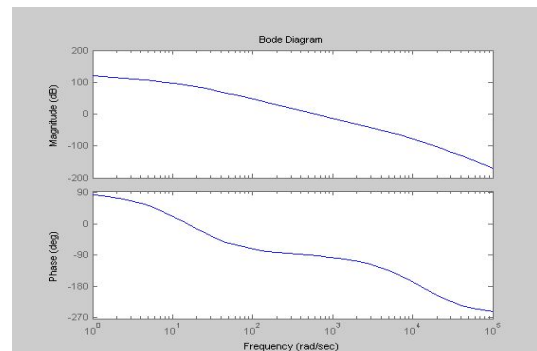


그림 26. PWM 기생저항을 포함한 Boost Converter의 Phase를 보상한 Bode Plot

8. Simulation

지금까지의 계산을 통하여 설계한 디지털

제어기의 타당성을 확인하기 위하여 Psim을 이용한 시뮬레이션을 하였다. 제어기가 포함된 boost converter의 회로는 그림 27과 같다.

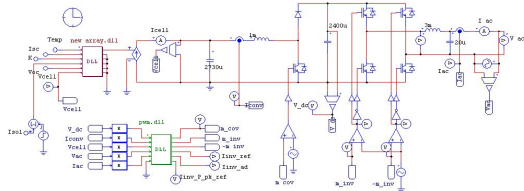


그림 27. Digital Voltage Mode Control

제어기의 신뢰성을 판단하기 위해서 기준전압 변동 및 부하저항 변동에 따른 전압 응답을 확인하였다. 그림 28에는 부하저항이 20.83Ω에 41.66Ω으로 50%변동될 때의 아날로그와 디지털 제어기 출력 전압 및 전류의 파형을 나타냈었으며, 그림 29에는 기준전압이 320V에서 310V로 변동될 때 입력 전압, 전류의 응답 파형이다.

아날로그 전압모드제어와 디지털 전압모드제어를 적용한 경우의 동작 특성을 확인하기 위한 비교 결과를 나타내었다. 본 논문에서 설계한 디지털 제어기는 그림 28에서와 같이 부하변동에 의한 응답 특성은 아날로그 제어기보다 오버슈트 현상과 진동이 줄어든 것을 볼 수 있으며, 그림 29과 같이 기준전압 변동에서는 아날로그 제어기보다 디지털 제어기의 오버슈트 크기가 3V정도 큰 것으로 나타났다. 하지만 이러한 응답의 특성차이는 미약한 수준으로 거의 무시할 수 있으며, 응답 특성은 같은 것으로 판단할 수 있다. 더구나 계통연계형 태양광 PCS는 고속 DSP를 이용한 제어시스템으로 구현이 되므로 아날로그 제어기보다 논문에서 유도한 디지털 제어기의 구현이 더 용이한 점이 있으므로 이 디지털 변환된 제어기의 활용도가 높다고 볼 수 있다.

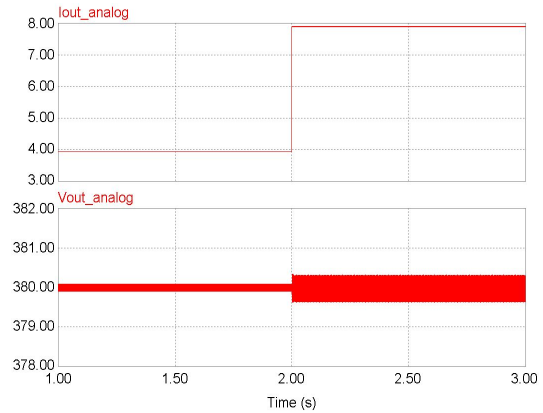


그림 28. (a) Load Changes to Analog Controller Voltage ,Current Response

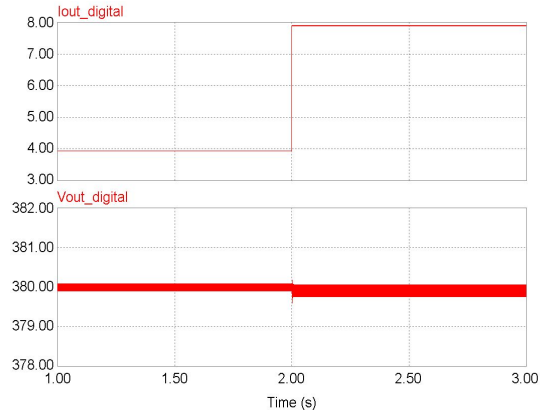


그림 29. (b) Load Changes to Digital Controller Voltage ,Current Response

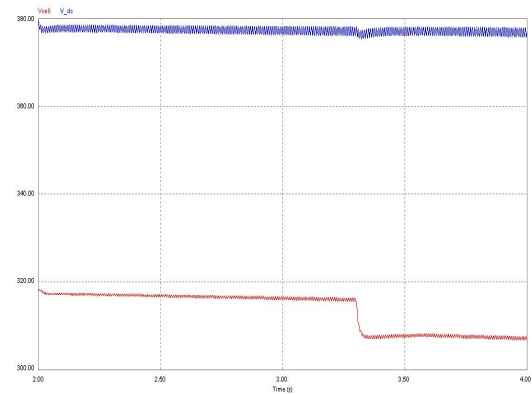


그림 30. V_{Ref} Changes to Digital Controller Voltage Response

9. 결 론

이 논문에서는 태양광발전을 하기 위해 필요한 Boost Converter에 대하여 상태평균화 방식과 PWM 모델링 방식을 이용하여 일정한 출력전압을 갖을 때 MPPT 추종에 의해 입력전압이 어떻게 변화하는지에 대하여 고찰하였다. 앞에서도 언급되었지만 상태 평균화 방정식을 이용하면 그 과정에 있어서 복잡한 수식들을 전개하여야 한다. 하지만 PWM 모델링 방식을 사용하면 간단한 transformer 이론만을 알고 있다면 쉽게 시스템에 대한 전달함수를 구할 수 있다. 또한 상태평균화 방식과 PWM 방식의 전달함수의 Bode Plot에서 보았듯이 시스템 응답이 크게 다르지 않다는 것을 보임으로서 굳이 복잡한 상태평균화 방법을 쓰지 않고도 PWM 모델링 방법을 이용하면 간단히 나타낼 수 있음을 보았으며 시스템의 안정성을 기하기 위하여 제어기를 달아주면 안정성이 증가함을 알 수 있었다. 향후 실제 태양광시스템에 이 기법을 사용하여 모델링한 후 적절한 제어기를 달아본 모델링이론의 타당성을 검증하고자 한다.

후 기

“본 논문은 교육과학기술부의 대구경북과학기술원 일반사업 연구비에서 지원하여 연구하였음.”

참 고 문 헌

1. 최주엽, 유권중, 이동기, 이기옥, 정영석, 김기현, “커패시턴스 내부저항을 고려한 태양광용 Boost 컨버터에 대한 MPPT 제어 알고리즘 고찰”, 2001 추계 전력전자학회지, pp. 109-114.
2. 한찬영, “계통연계형 태양광발전시스템의 태양전지 출력단 전압제어에 관한 연구”,

- 2001년 건국대학교 공학석사 학위 논문.
3. Ned Mohan, Tore M. Undekand, W.P. Robbins, “Power Electronics: Converter, Application, and Design”, John Wiley, pp. 323-331.
4. KHAI D.T. NGO, “Alternate Forms of PWM Switch Model”, Proceedings of the IEE Vol. 35, NO. 4 Oct. 1999.
5. Ediwin van Dijk, Herman J.N Spruijt, “PWM-Switch Modelling of DC-DC Converter”, Proceeding of IEEE 1995.
6. Daniel W. H Art, “Introduction to Power Electronics”, Prentice Hall, pp. 408-420.