

# Power Balance 조건을 이용한 부스트 컨버터의 효율 분석

이국선\*, 최익\*, 최주엽\*\*, 송승호\*\*, 안진웅\*\*\*

\*광운대학교 제어계측공학과, \*\*광운대학교 전기공학과, \*\*\*대구경북과학기술원

## Efficiency analysis of the boost converter using power balance condition

Lee, Kook-sun\* Choy, Ick\* Choi, Ju-Yeop\*\* Song, Seung-Ho\*\* An, Jin-ung\*\*\*

\*Dept. of Information and Control Eng. Kwangwoon Univ,  
\*\*Dept. of Electrical Eng. Kwangwoon Univ,  
\*\*\*Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology

### Abstract

Solar array has the following nonlinear characteristic, such as whose output current increases, output voltage is reduced. For this reason, boost converter with solar array system is always controlled to remain on the maximum power point of the solar array. In this case, we are not focused on the output of the solar array and not consider efficiency of the boost converter, which is assumed reliable. But efficiency of the converter also should be considered, which affects the total efficiency of the overall solar energy system. In this paper, efficiency calculation of the boost converter using power balance method is proposed, which will be used for a powerful reference before hardware realization.

Keywords : 입력력 파워 동등조건(power balance), 효율 계산(efficiency calculation), 부스트 컨버터(boost converter)

### 기 호 설 명

$i_X$  : Current of X  
 $I_X$  : Average current of X  
 $I_{X,rms}$  : rms current of X  
 $V_X$  : Average voltage of X  
 $P_{XC}$  : Conduction loss of X

$P_{XS}$  : Switching loss of X  
 $D$  : Switch's Duty-ratio  
 $D_Z$  : Zero crossing Duty-ratio

### 1. 서 론

태양전지는 온도와 일사량에 따라 단락 전

류와 개방 전압이 변화 하고 최대 전력 동작 점이 달라지는 특성이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 태양전지의 출력단을 부스트 컨버터에 연결하여 운행하는 방식이 많이 쓰이고 있다. 기존의 태양광용 부스트 컨버터의 연구에서는 주로 컨버터 자체의 효율 보다는 태양전지의 최대 전력 지점을 추종하는 알고리즘(MPPT)[1]과 컨버터의 제어기 설계 기법에 초점을 맞추고 있다.[2][3] 그러나 고효율이 요구 되는 시스템에서는 운전 방법 뿐 아니라 컨버터의 효율 역시 고려되어야 한다.[4] 본 논문에서는 손실을 고려한 부스트 컨버터의 정확한 듀티 사이클을 구하고, 이를 이용한 효율 계산 방법을 제시하였다. 그림 1은 이상적인 부스트 컨버터 회로이다. 이상적으로 손실이 없는 경우에는 단순히 듀티 사이클(Duty Cycle)과 동작 영역에 따라서 출력 상태가 결정되고 입/출력 전력은 동일하다.

그러나 그림 2와 같이 인덕터 내부의 기생 저항, 캐패시터의 ESR, 다이오드와 스위치 on 시 발생하는 도통 손실 등으로 인하여 입/출력 전력은 동일하지 않게 되고, 듀티 사이클 역시 이상적이지 않다.

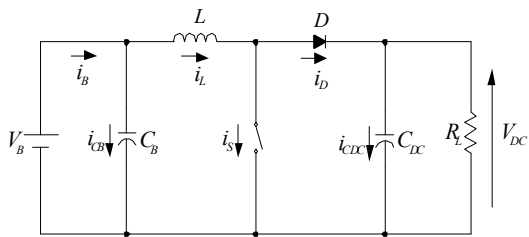


그림 1. 이상적인 부스트 컨버터

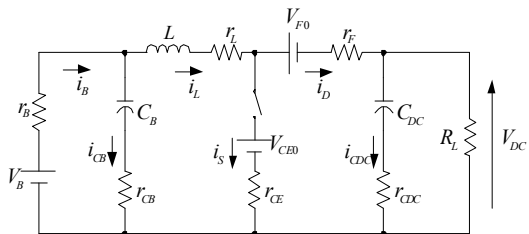


그림 2. 손실을 고려한 부스트 컨버터

## 2. 가정(Assumption)

본 효율 모델은 입/출력 단의 리플 전류가 매우 작다고 가정하였다. 이는 입/출력 캐패시터가 충분히 크다면 만족되고, 소신호 분석을 통하여 증명할 수 있다.

그림3에서 노드1의 KCL 방정식은 (1)이다.

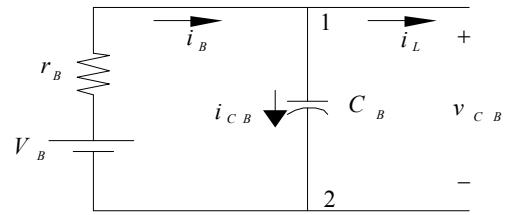


그림 3. 컨버터의 입력단 회로

$$V_B = r_B(C_B \dot{v}_{CB} + i_L) + v_{CB} \quad (1)$$

정상상태에서 인덕터의 DC 전류는 입력 DC 전류와 동일하므로 아래와 같은 수식을 얻는다.

$$V_B = r_B I_L + V_{CB} \quad (2)$$

(3),(4)와 같이 인덕터 전류와 캐패시터 전압의 소신호 분석(Small Signal Analysis)을 할 수 있다.

$$i_L = I_L + \Delta i_L \quad (3)$$

$$v_{CB} = V_{CB} + \Delta v_{CB} \quad (4)$$

(2)~(4)를 (1)에 대입하고 라플라스 변환한 결과값은 아래와 같다.

$$\Delta v_{CB}(s) = \frac{-r_B \Delta i_L(s)}{(r_B C_B)s + 1} \quad (5)$$

입력 캐패시턴스가 충분히 큰 경우 위의 수식은 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\Delta v_{CB}(s) = \frac{-r_B \Delta i_L(s)}{(r_B C_B)s} \quad (6)$$

따라서 아래와 같이 입력의 리플 전류는 매우 작으므로 무시할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta i_{CB} &\approx -\Delta i_L \\ \Delta i_B &= \Delta i_{CB} + \Delta i_L \approx 0 \end{aligned} \quad (7)$$

출력단 역시 입력단과 비슷하게 계산할 수 있다.

### 3. 컨버터의 손실 분석

#### 3.1. 효율 계산 방법

그림 2에서 출력저항( $R_L$ )의 손실은 고려 대상이 아니다. 컨버터의 입력 전압과 출력 전압은 각각 (8),(9)임을 알 수 있다.

$$V_i = V_B \quad (8)$$

$$V_o = V_{DC} \quad (9)$$

컨버터는 인덕터의 전류 파형에 따라서 CCM (Continuous Conduction Mode) 혹은 DCM (Discontinuous Conduction Mode)으로 동작 영역이 구분된다.

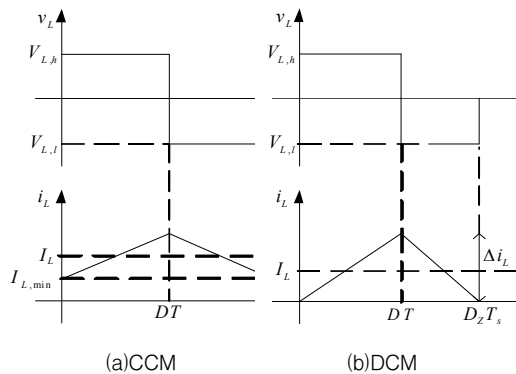


그림 4. 인덕터의 전류 파형

듀티사이클은 동작 영역에 상관없이 (10)으로 표현할 수 있고, CCM에서  $D_z$ 는 1이 된다.

$$\begin{aligned} D &= \frac{V_o - V_i}{V_o} D_z \\ D_z &= \frac{V_o}{V_i} \sqrt{\frac{2Lf_s I_o}{V_o - V_i}} \end{aligned} \quad (10)$$

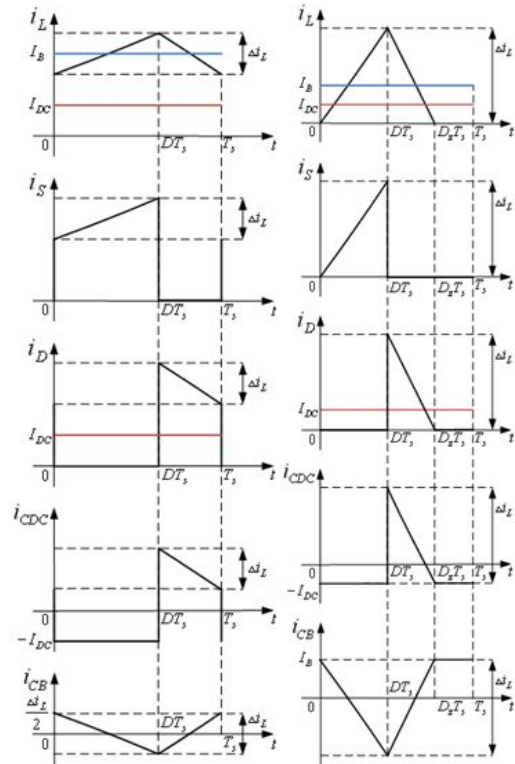


그림 5. 각 소자의 전류 파형

그러나 손실이 있는 경우 듀티 사이클은 (10)과 같이 간단하게 구할 수 없다. 본 논문에서는 (11)과 같이 손실 전력( $P_{loss}$ )과 출력 전력( $P_o$ )의 합이 입력 전력( $P_i$ )과 동일하다는 조건(Power Balance Condition)을 이용하여 손실을 있는 경우의 듀티 사이클을 구하였다.

각각의 손실과 입/출력 전력을 듀티 사이클의 함수로 표현 한 뒤 (11)의 근인 듀티 사이클을 수치해석적인 방법으로 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} f(D) &= P_{loss}(D) + P_o(D) - P_i(D) \\ f(D) &= 0 \end{aligned} \quad (11)$$

(11)을 이용하여 구한 듀티 사이클로 각 전력을 구한 뒤 시스템의 전체 효율은 아래와 같이 계산 할 수 있다.

$$\eta[\%] = \frac{P_o}{P_i} \cdot 100 = \frac{(P_i - P_{loss})}{P_i} \cdot 100 \quad (12)$$

### 3.2. 전류 파형 분석

컨버터의 전류 파형을 분석함으로써 각 소자의 손실을 계산할 수 있다.[5][6][7] 그림 6은 그림2에 표기된 각 소자의 전류 파형이다.

인덕터의 전류는 아래와 같이 구한다.

$$I_L = \frac{I_o}{(1-D)} \quad I_{L,rms}^2 = I_L^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \quad (13)$$

각 소자의 전류 파형은 인덕터의 전류와 면적의 연관성을 가지고 있다. 이 점을 이용하여 (14)~(17)로 정리 할 수 있다.<sup>1)</sup>

$$I_S = \frac{D}{D_z} I_L \quad I_{S,rms}^2 = \frac{D}{D_z} I_{L,rms}^2 \quad (14)$$

$$I_D = \frac{D_z - D}{D_z} I_L \quad I_{D,rms}^2 = \frac{D_z - D}{D_z} I_{L,rms}^2 \quad (15)$$

$$I_{CDC,rms}^2 = \frac{D_z - D}{D_z} I_{L,rms}^2 - I_o^2 \quad (16)$$

$$I_{CB,rms}^2 = I_{L,rms}^2 - I_L^2 \quad (17)$$

또한, 스위치가 on, off 되는 순간에 스위치에 흐르는 전류를 각각  $i_{s,on}$ ,  $i_{s,off}$  라 정의하고 (18), (19)로 표현할 수 있다.

$$i_{s,on} = \frac{I_o}{D_z - D} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (18)$$

$$i_{s,off} = \frac{I_o}{D_z - D} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (19)$$

### 3.3. 손실 분석

(3.2절)에서 각 소자의 평균 전류, 실효치 전류를 구하였고, 이를 이용하여 각 소자의 손실을 구한다.

#### 3.3.1. 입력 저항의 손실

컨버터 입력단에 연결될 회로를 고려하여 입력 저항의 손실로 간략화 하였다.

$$P_{BC} = r_B I_L^2 \quad (20)$$

#### 3.3.2. 인덕터의 손실

인덕터는 내부 기생 저항으로 인하여 손실이 발생하며 아래와 같이 계산한다.

$$P_{LC} = r_L I_{L,rms}^2 \quad (21)$$

#### 3.3.3. 캐패시터의 손실

캐패시터 내부 ESR로 인하여 손실이 발생한다. 따라서 DC 링크 캐패시터와 입력 캐패시터의 손실은 아래와 같다.

$$P_{CDC} = r_{CDC} I_{CDC,rms}^2 \quad (22)$$

$$P_{CBC} = r_{CB} I_{CB,rms}^2 \quad (23)$$

#### 3.3.4. 스위치 손실

스위치의 도통 손실은 아래와 같이 간단하게 구할 수 있다.

$$P_{SC} = V_{CE0} I_S + r_{CE} I_{S,rms}^2 \quad (24)$$

스위칭 손실<sup>[8]</sup>은 계산값과 실제 측정값 사이의 차이가 큰 단점이 있다. 특히 IGBT의 경우 current tailing 현상으로 인하여 실제

1) 인덕터의 전류 역시 Ideal 하지 않기 때문에 이로 인해 오차가 발생할 것이다. 본 논문에서는 이로 인한 영향은 고려하지 않았다.

손실과 오차가 발생한다. 이를 보완하는 방법으로 데이터 시트의 손실 그래프를 근사화<sup>2)</sup>하여 사용할 수 있다.

예를 들어 그림 6과 같이 데이터 시트의 그래프를 Line1과 Line2로 이루어진 1차의 조각 연속 그래프로 선형화할 수 있다. 다이오드의 손실 에너지( $E_{rr}$ )는  $I_c$ 가 25[A]인 영역까지는 Line1, 그 이상부터는 Line2의 1차 직선으로 근사 시킬 수 있다. 따라서 스위칭 손실은 (25)~(27)으로 계산된다.

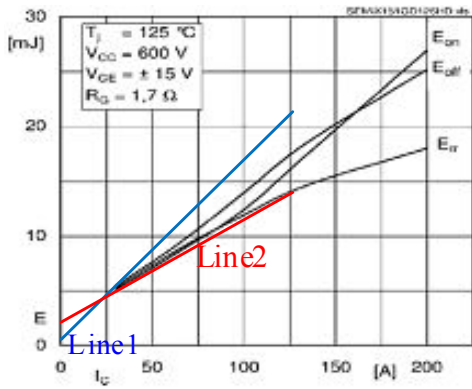


그림 6. 스위칭 손실의 근사화

$$P_{SS,on} = (\alpha_{on} i_{s,on} + E_{on0}) \frac{f_s V_o}{600} \quad (25)$$

$$P_{SS,off} = (\alpha_{off} i_{s,off} + E_{off0}) \frac{f_s V_o}{600} \quad (26)$$

$$P_{DRR} = (\alpha_{drr} i_{s,on} + E_{drr0}) \frac{f_s V_o}{600} \quad (27)$$

$P_{SS,on}, P_{SS,off}, P_{DRR}$ 은 각각 스위치의 on, off 손실과 다이오드의 reverse recovery 손실<sup>3)</sup>을 나타낸다. 여기서 각 식에 ( $V_o/600$ )를 곱하는 이유는 그림 5의 데이터 시트가  $V_{cc}=600[V]$

- 2) 본 논문에서는 가능한 복잡성을 피하고 정확한 값을 얻고자 1차 함수들의 조각 근사화를 하였으나 근사화 시키는 방법은 설계자의 선택 사항이다. 따라서 다른 방법도 역시 가능하다.
- 3) 다이오드도 스위치와 마찬가지로 전압과 전류의 상승/하강시간에 스위칭 손실이 발생한다. 다이오드가 정방향 바이어스 상태에서 역방향 바이어스로 바뀔 때 소수 캐리어에 의해서 Turn-Off 손실이 Turn-On 손실에 비하여 비교적 크게 나타나므로 Turn-Off 손실만 고려하게 된다.

에서 구한 것이므로 스위칭 손실이  $V_{cc}$ 에 비례할 것으로 가정한 것이다.

### 3.3.5. 다이오드 손실

스위치의 손실을 구한 것과 동일한 방법을 이용하였고, 수식은 아래와 같다.

$$P_{DC} = V_{F0} I_D + r_F I_{D,rms}^2 \quad (28)$$

### 3.4. 효율 계산

앞에서 각 소자의 손실 계산 방법을 언급하였다. 따라서 시스템의 전체 효율은 쉽게 계산 할 수 있다. (20)~(28)를 정리하여 총 손실은 아래와 같이 구할 수 있다.

$$P_{loss} = P_{BC} + P_{LC} + P_{CDC} + P_{CBC} + P_{DC} + P_{SC} + P_{SS,on} + P_{SS,off} + P_{DRR} \quad (29)$$

출력 전력과 입력 전력은 아래와 같이 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_o &= V_o I_o \\ P_i &= V_i I_L \end{aligned} \quad (30)$$

(29),(30)을 (11)에 대입하고, 수치 해석적인 방법<sup>4)</sup>을 이용하여 손실을 고려한 부스트 컨버터의 듀티 사이클을 구할 수 있다.(그림 7)

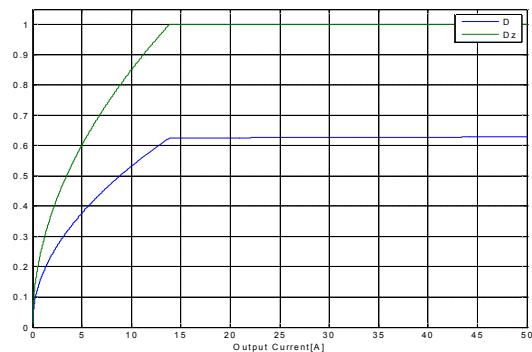


그림 7. Duty-ratio 그래프

- 4) 본 논문에서는 Newton-Raphson 방법을 이용 하였다.<sup>[9]</sup>

#### 4. 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용된 파라미터들은 표 1에 표기하였다. 그림 8과 같이 실제값과 계산값의 차이가 큰 스위칭 손실은 그림 6의 데이터 시트(Data Sheet)를 선형화 하여 사용했다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터

$V_i$ [V]	250	$r_L$ [m $\Omega$ ]	11
$V_o$ [V]	650	$r_B$ [m $\Omega$ ]	8
$V_{CE0}$ [V]	0.9	$r_F$ [m $\Omega$ ]	1
$V_{F0}$ [V]	0.8	$r_{CE}$ [m $\Omega$ ]	1
$L$ [ $\mu$ H]	212	$r_{CB}$ [m $\Omega$ ]	20
$f_s$ [Khz]	10	$r_{CDC}$ [m $\Omega$ ]	1

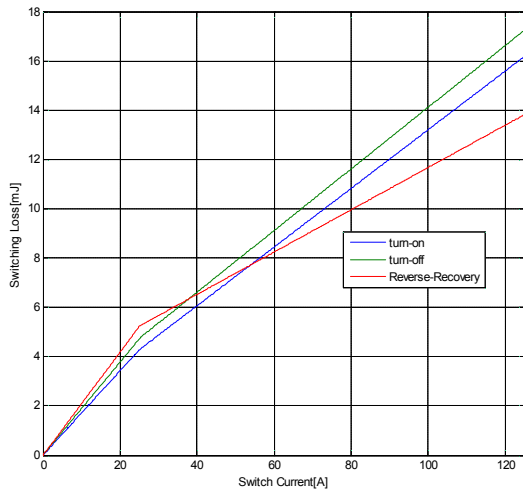


그림 8. 선형화 손실 그래프

그림 9에서 보이는 것과 같이 약 0~14[A]의 DCM 영역에서는 스위치 turn-off 손실과 reverse recovery 손실이 발생하지 않는다.

또한, 전 구간에서 캐패시터에서 발생하는 손실은 인덕터와 스위치의 손실에 비하여 매우 작다는 것을 알 수 있다.

각 소자의 손실을 구할 수 있을 뿐 아니라 파라미터 변동에 따른 효율 변화를 구할 수

있다.(그림 10~12) 다른 파라미터들은 표 1의 값을 사용하고, 일부 파라미터를 변동시킨 것이다.

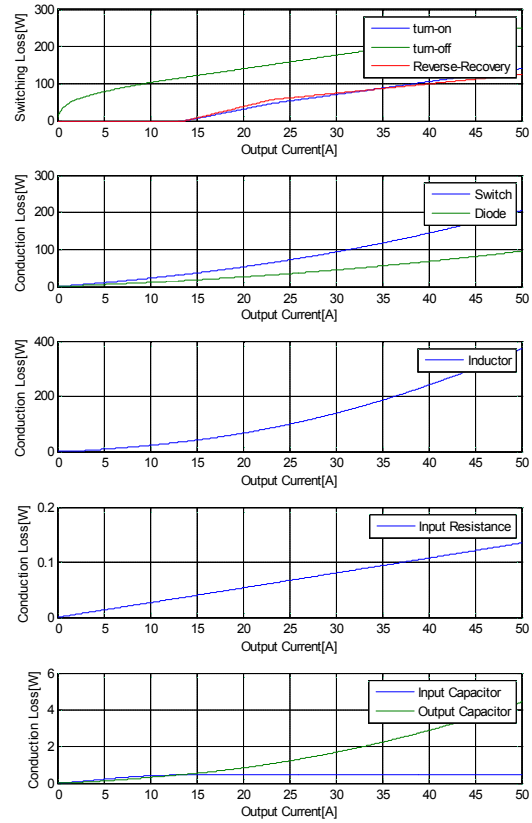


그림 9. 각 소자 손실 파형

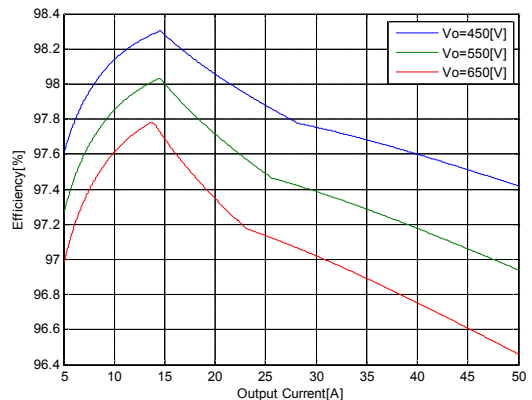


그림 10. 출력 전압 변화에 따른 효율 변화

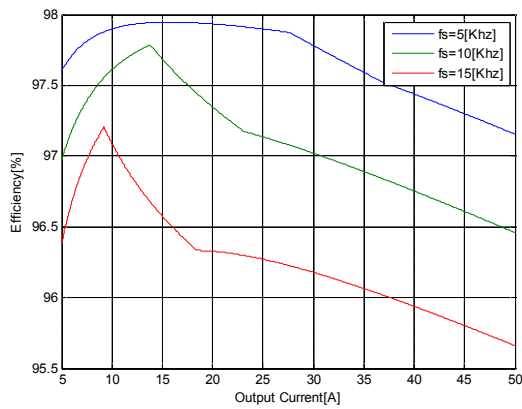


그림 11. 스위칭 주파수에 따른 효율 변화

그림 10에서 인덕터의 손실이 타 소자에 비하여 크다는 것을 보였고, 적절한 인덕터를 선정하는 것이 중요함을 알 수 있다. 그림 13에서 보이는 것과 같이 인덕터의 크기에 따른 최대 효율 구간이 다른 것을 알 수 있다.

이러한 자료를 이용하여 컨버터의 동작 범위에 따른 최적의 인덕터를 선정 할 수 있을 것이다.

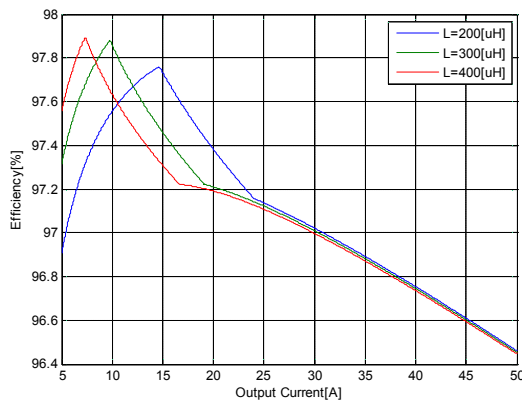


그림 12. 인덕터 크기 변화에 따른 효율 변화

## 5. 결 론

본 연구에서는 그림 2와 같은 실제 컨버터의 손실과 출력 전력의 합은 입력 전력과 동일하다는 조건을 이용하여 시스템의 전체 효

율을 계산하였다.(Power Balance Method)

시뮬레이션 결과 표 1의 파라미터가 사용된 컨버터의 동작 영역이 DCM에서 CCM으로 바뀌는 부분에서 최대 효율을 보이는 것을 알 수 있고, 이는 스위칭 손실과 관련이 있음을 보였다.

또한, 인덕터와 스위치의 손실이 타 소자에 비하여 지배적으로 나타나는 것은 컨버터의 특성을 고려할 때 납득 할 수 있는 결과이다. 뿐만 아니라 동작 범위에 따른 최적의 인덕턴스 값을 구할 수 있다.

제시된 방법은 불확실한 성분들은 데이터 시트 값을 선형화 하여 보완 하였고, 컨버터의 다양한 파라미터 변화에 따른 효율 분석이 가능하다.

이러한 장점들은 구현 이전에 최적 효율 달성을 위한 소자 값을 계산 해 봄으로써 투자되는 비용과 시간을 절감하는데 그 의의가 있다. 다소 복잡한 계산 과정과 가정된 사항들은 그 장점에 비하여 무시 할 수 있을 것이다.

## 후 기

이 논문은 2009년도 광운대학교 연구년과, 교육과학기술부의 대구경북과학기술원 일반사업 연구비 지원에 의해 수행되었습니다.

## 참 고 문 헌

1. R. Faranda, S. Leva, and V. Maugeri, MPPT techniques for PV Systems: Energetic and cost comparison, Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, IEEE, pp. 1-6, 2008.
2. S. Matsumoto, T. Shodai, and Y. Kanai, A novel strategy of a control IC for boost converter with ultra low voltage

- input and maximum power point tracking for single solar cell application, 21st International Symposium on Power Semiconductor Devices IC's, pp. 180 -183, 2009.
3. M.M. Amin, M.A. Elshaer, and O.A. Mohammed, DC bus voltage control for PV sources in a DC distribution system infrastructure, Power and Energy Society General Meeting IEEE, 2010, pp. 1 -5, 2010.
  4. D.Amomdechaphon, S. Premrudeepreechacham, and K. Higuchi, Design and analysis of high efficiency DC-DC boost converter with active resonant technique for small grid-connected PV systems, TENCON 2010 - 2010 IEEE Region 10 Conference, IEEE, pp. 1192 -1197, 2010.
  5. T. Eichhorn, Boost Converter Efficiency Through Accurate Calculations, Power Electronics Technology, pp.30-35, Sep. 2008.
  6. W. Aloisi and G. Palumbo, Efficiency model of boost dc - dc PWM converters, International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 33, pp. 419-432, 2005.
  7. N. Mohan, T.M. Undeland, and W.P. Robbins, Power electronics: converters, applications, and design, Wiley, 1995.
  8. Chesley Chao, Using WARP Speed™ IGBTs In Place Of Power MOSFETs at Over 100kHz Converter Applications, Int. RECTIFIER CORPORATION.
  9. W.H. Press, Numerical recipes: the art of scientific computing, Cambridge University Press, 2007.