

# 인덕터의 DC 바이어스 특성을 고려한 대용량 DC-DC 컨버터의 손실계산

논 문
60-4-17

## Loss Calculation of a High Power DC-DC Converter Considering DC Bias Characteristic of Inductor

조영창\* · 최주엽\*\* · 정승기\*\* · 최익\*\*\* · 송승호†  
(Young-Chang Jo · Ju-Yeop Choi · Seung-Ki Jung · Ick Choy · Seung-Ho Song)

**Abstract** - It is necessary to accurately predict converter losses for optimized design of a high-power DC-DC converter. The losses of switching devices and inductor among the elements of the converter take significantly greater proportion. The current ripple will be determined by the size of the inductance and this inductance value varies depending on the DC amount of inductor current. As the inductance changes according to load current, the change influences not only the inductor loss itself but also the total converter loss. In this paper, for more accurate design of a bi-directional DC-DC converter for 30kW-class energy storage system, more accurate computational model is proposed considering inductance variation according to the load current change. The inductance changes using variable magnetic cores are verified and converter efficiency is tested through simulations and experiments.

**Key Words** : DC-DC converter, Loss calculation, Converter efficiency, High-power converter, DC bias characteristic

### 1. 서 론

신재생에너지 전력 저장, 전기자동차 및 직류 배전 등 그린에너지에 대한 관심이 높아지고 기술이 발전함에 따라 대용량 DC-DC 컨버터에 대한 관심이 높아지고 있다. 이러한 컨버터의 성능을 나타내는 가장 중요한 지표중의 하나가 바로 효율이며, 고효율의 컨버터를 설계하기 위해서는 우선 컨버터의 손실을 정확하게 파악해야 할 필요가 있다.

컨버터의 손실은 크게 스위치 손실과 수동소자 손실로 나눌 수 있다. 스위치 손실은 IGBT와 다이오드 손실로 수동소자 손실은 인덕터와 커패시터의 손실로 나눌 수 있다. 단, 필름커패시터 사용 시 재질 특성 상 손실이 거의 없다고 가정한다.

본 논문에서는 부스트 컨버터를 대상으로 운전모드와 전류크기에 따라 변동하는 인덕턴스를 고려하여 IGBT와 다이오드 손실을 전류의 크기에 관한 함수로 근사화 모델링 하였으며 이때 인덕터의 DC 바이어스 특성을 고려하여 전류의 크기를 정확히 계산하는 방법을 제시하였다. 제안된 손실 계산 방법을 적용하면 대전류에서 인덕턴스 변동에 따라 전류의 피크값이 증가하고 전류 리플이 증가하여 전류 실효값이 상승한다. 그 결과 인덕터의 손실이 증가할 뿐만 아니라 IGBT와 다이오드의 손실도 증가함을 보였다. 제안된 계

산 방법의 타당성을 검증하기 위하여 30kW급 DC-DC컨버터를 대상으로 시뮬레이션을 수행하여 출력에 따른 컨버터 효율과 손실 특성을 제시하였다.

### 2. 인덕터의 DC 바이어스 특성

#### 2.1 투자율

권선에 전류를 흘려서 충분한 외부자계를 가해주면 외부자계(H)가 작용하여 많은 수의 자구 방향은 H의 방향으로 되어 자속밀도 B가 발생한다. 이 관계는 거의 선형의 비례 관계에 있다고 볼 수 있으며, 자유공간에서의 관계식으로 나타내면  $B = \mu_0 \cdot H$ 와 같다. 따라서, 투자율( $\mu$ )이란 외부에서 재료에 인가된 자장의 세기(H)에 대한 재료에서 발생하는 자속 밀도의(B)의 비율을 뜻한다. 실제 코어를 사용해 자화시킬 경우에는 자유공간에서의 투자율에 코어의 재질에 따른 비투자율( $\mu_0$ )이 곱해진 것만큼 투자율이 결정된다. 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$B = (\mu_0 \mu_r) \cdot H \quad (1)$$

자유공간에서는 B-H 곡선이 선형적이며 히스테리시스나 자기포화가 일어나지 않는다. 하지만 실제 자기 코어를 사용할 경우에는 자계의 세기 H를 계속해서 증가시켰을 때 갑자기 둔화되는 자기포화 현상이 일어난다.

#### 2.2 DC 바이어스 특성

B-H 커브를 이용해 전류  $i$ 와 자속  $\lambda$ 의 형태로 변형 할

\* 정 회 원 : LG화학 기술연구원 Battery연구소 연구원

\*\* 정 회 원 : 광운대 전기공학과 교수

\*\*\* 정 회 원 : 광운대 제어계측공학과 교수

† 교신저자, 종신회원 : 광운대 전기공학과 교수

E-mail : ssh@kw.ac.kr

접수일자 : 2010년 11월 11일

최종완료 : 2011년 1월 24일

수 있다. 전류에 대한 자속의 비는 인덕턴스를 나타내며 이것은 투자율과 비례한다.

$$\mu = \frac{B}{H} \propto L = \frac{\lambda}{i} \quad (2)$$

실제 자기 포화가 일어나는 영역에서는 곡선의 기울기가 0이 되는 것을 볼 수 있는데, 이것은 인덕턴스가 0이라는 이야기가 되며 곧 인덕터의 역할을 할 수 없다는 것을 뜻한다.

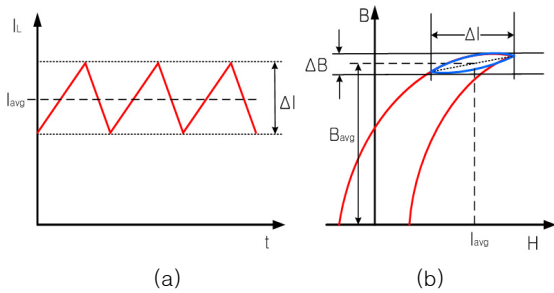


그림 1 (a) 인덕터 전류 파형, (b) B-H 커브  
Fig. 1 (a) Inductor current waveform, (b) B-H curve

DC-DC Converter의 특성상 인덕터 전류는 일정한 DC 전류 위에 삼각파 모양의 리플이 실린 형태로 동작하게 되는데 일반적인 B-H 커브가 원점을 기준으로 이루어져있다면 실제 동작하는 히스테리시스 곡선은 그림 1(b)와 같이 우측 상단에서 타원모양으로 동작을 하게 된다. 이는 DC 전류량이 늘어남에 따라 쉽게 포화가 일어날 수 있는 가능성이 더 커짐을 뜻하며 이를 DC 바이어스 특성(DC bias Characteristic)이라 한다. 결과적으로 부하 전류의 평균값이 증가함에 따라 투자율이 줄어들게 되며, 이는 곧 인덕턴스의 감소를 뜻한다. 이러한 DC 바이어스 특성은 그림 2를 보면 자세히 확인할 수 있다.<sup>[1]</sup>

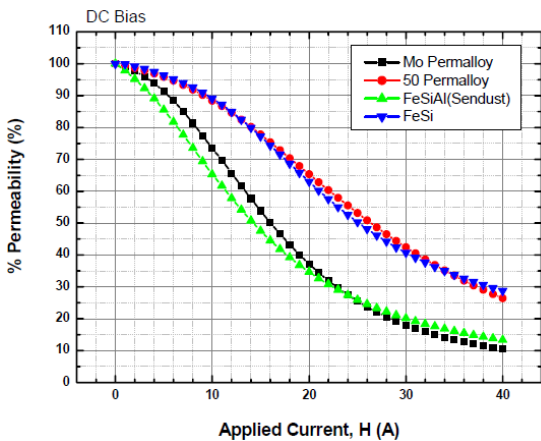


그림 2 코어별 DC 바이어스 특성  
Fig. 2 DC bias characteristic

### 3. 컨버터의 손실 분석

#### 3.1 투자율

컨버터의 효율은 식 (3)으로 하고, 컨버터의 손실은 식 (4)로 정의한다.

$$\eta[\%] = \frac{P_o}{P_i} \cdot 100 = \frac{(P_i - P_{loss})}{P_i} \cdot 100 \quad (3)$$

$$P_{loss} = P_L + P_C + P_{SC} + P_{SS} + P_{DC} + P_{DS} \quad (4)$$

그림 3은 손실이 포함된 부스트 컨버터를 나타낸다. 각 소자별로 나타나는 손실분은 다음 절에서 하나하나 계산하기로 한다.

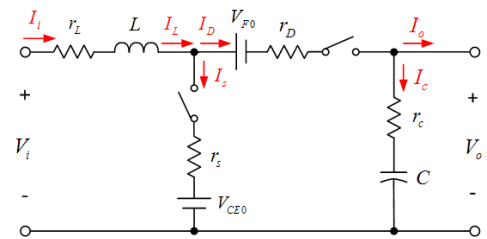


그림 3 손실이 포함된 부스트 컨버터 회로  
Fig. 3 Equivalent boost converter circuit including loss parameters

#### 3.2 컨버터 전류식 유도

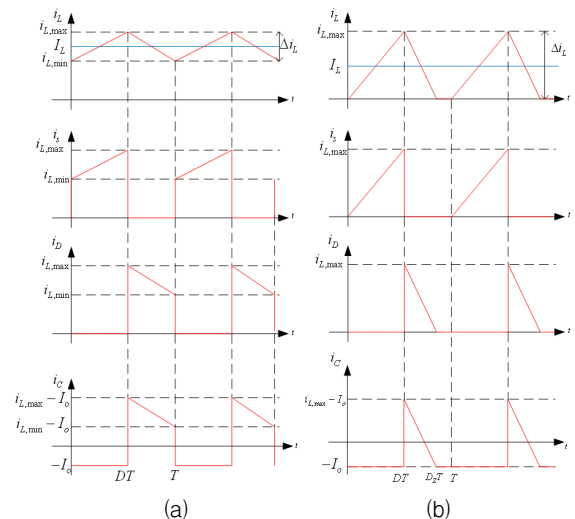


그림 4 컨버터 전류 파형 (a) CCM (b) DCM  
Fig. 4 Converter current waveforms (a) CCM (b) DCM

컨버터의 효율은 식 (3)으로 하고, 컨버터의 손실은 식 (4)로 정의한다.

#### 3.2.1 전류연속모드

각 소자에 흐르는 전류를 분석 하는 것은 효율 분석의 기

반이 된다. 인덕터의 전류 역시 Ideal 하지 않기 때문에 이로 인해 오차가 발생함을 미리 밝혀 둔다. 컨버터는 부하에 따라서 CCM (Continuous Conduction Mode), DCM (Discontinuous Conduction Mode)으로 동작 영역이 구분되며, 각각의 동작 영역에 따라서 전류 파형도 변화 한다. CCM에서 인덕터에 걸리는 전류는 식 (5)으로 표현 할 수 있으며, 스위치와 다이오드, 커패시터에 걸리는 전류는 인덕터 전류의 면적에 대한 비율로 나타낼 수 있다.

$$I_L = \frac{I_o}{(1-D)} \quad I_{L,rms}^2 = I_L^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \quad (5)$$

$$I_S = DI_L \quad I_{S,rms}^2 = DI_{L,rms}^2 \quad (6)$$

$$I_D = (1-D)I_L \quad I_{D,rms}^2 = (1-D)I_{L,rms}^2 \quad (7)$$

$$I_{C,rms}^2 = (1-D)I_{L,rms}^2 - I_o^2 \quad (8)$$

### 3.2.2 전류불연속모드

DCM역시 CCM과 동일한 방법으로 각 소자에 걸리는 전류들을 구할 수 있다.

$$I_L = \frac{\Delta i_L}{2} D_Z \quad I_{L,rms}^2 = \frac{\Delta i_L^2}{3} D_Z \quad (9)$$

$$I_S = \frac{D}{D_Z} I_L \quad I_{S,rms}^2 = \frac{D}{D_Z} I_{L,rms}^2 \quad (10)$$

$$I_D = \frac{(D_Z - D)}{D_Z} I_L \quad I_{D,rms}^2 = \frac{(D_Z - D)}{D_Z} I_{L,rms}^2 \quad (11)$$

$$I_{C,rms}^2 = \frac{(D_Z - D)}{D_Z} I_{L,rms}^2 - I_o^2 \quad (12)$$

### 3.3 IGBT 스위치 손실

스위치의 손실은 스위칭 손실,과 도통 손실,이 있다. 스위칭 손실은 on/off 시 상승 시간과 하강 시간에 의하여 그 순간 전압과 전류의 곱으로 표현된다. 그림 5(a)는 IGBT가 turn-on시와 turn-off시의 전압 전류 모양을 도식화 한 것이다. 이러한 on/off 에 대한 손실은 IGBT 제작사에서 Datasheet에서 그래프 형태로 제공한다.

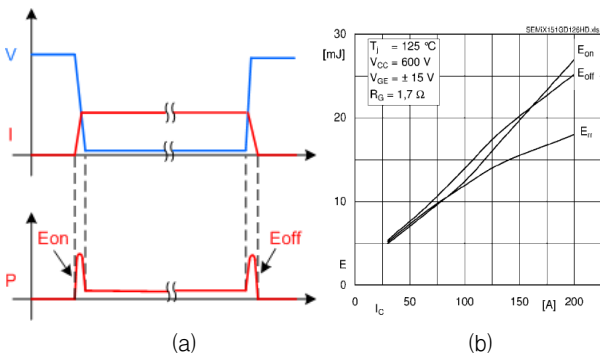


그림 5 (a) 스위치 손실 파형 (b) IGBT ON/OFF 손실 그래프  
Fig. 5 (a) Switching loss waveform (b) IGBT ON/OFF loss graph

그림 5(b)와 같이 소자 특성 데이터 시트에 제시된 그래프를 이용해 기울기 a와 y절편을 갖는 1차 함수로 근사화하여 적용한다. 스위칭에 의해 소모되는 전력은 다음의 수식과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{SS} = P_{SS, on} + P_{SS, off} \quad (13)$$

$$P_{SS} = f_s \{ (a_{off} + a_{on}) I_L + (E_{off0} + E_{on0}) \} \frac{V_o}{600} \quad (14)$$

단, 스위칭 손실은 전류 순시값에 영향을 받게 되고, 인덕턴스의 감소로 인해 전류의 리플이 커지게 되는 경우는 평균값을 기준으로 같은 양만큼 turn-on 손실은 증가하고, turn-off 손실은 감소하게 된다. 식 (14)를 보면 알 수 있듯이 손실을 선형화 하여 적용했기 때문에 결과적으로 손실의 변화는 거의 없는 것으로 볼 수 있다.

IGBT의 도통 손실은  $r_s$ 에 의한 손실의 합으로 나타낼 수 있으며 식은 (15)와 같다. 또한, 도통 손실의 경우 전류 RMS에 의해 결정되므로, 인덕턴스의 변화에 영향을 받는다.

$$P_{SC} = V_{CB} I_S + r_s I_{S,rms}^2 \quad (15)$$

### 3.4 다이오드 손실

다이오드의 손실은 스위칭 손실,  $P_{DS}$ 와 도통 손실,  $P_{DC}$ 이 있다. 다이오드는 Reverse recovery 현상으로 인한 스위칭 손실이 나타난다.  $E_{rr0}$ 은 그림 5(b)에서 스위치와 같은 방법으로 근사화 할 수 있다.

$$P_{DS} = f_s (a_{rr} I_L + E_{rr0}) \frac{V_o}{600} \quad (16)$$

다이오드 역시 Forward voltage drop으로 인한 도통손실이 나타나며 인덕턴스 변화에 영향을 받는다.

$$P_{DC} = V_{F0} I_D + r_F I_{D,rms}^2 \quad (17)$$

### 3.5 수동소자 손실

인덕터에 의한 손실은 철손과 동손으로 나눌 수 있으며, 철손은 B-H 커브의 면적과 같다. 하지만 그림 1(a)과 같이 DC-DC Converter의 특성상 손실이 상대적으로 작기 때문에 본 손실 계산에는 제외 하도록 한다. 동손은 인덕터 내부 저항에 의해 소모되는 전력이며 식 (18)로 나타낼 수 있다. 단, 커패시터의 손실은 필름커패시터의 특성상 ESR이 매우 작기 때문에 전체 손실에는 영향이 없다고 가정한다.

$$P_L = r_L I_{L,rms}^2 \quad (18)$$

$$P_C = r_C I_{C,rms}^2 \approx 0 \quad (19)$$

### 3.6 효율 계산 방법

100% 실제 효율과 일치하는 계산이란 불가능하다. 그러나 계산적 접근 방식은 구현 이전에 대상 컨버터의 예상 자료로 활용 될 수 있기 때문에 의미가 있다. 계산적으로 효율을 구하는 방법은 아래와 같다.

- step 1. 시스템의 출력 전력과 입력 전압을 가정한다. 입력 전류 역시 Duty-ratio의 함수로 나타낼 수 있다고 가정 한다.

$$P_o = V_o I_o \quad (20)$$

$$P_i = V_i I_i = M(D) V_i I_o \quad (21)$$

- step 2. 식 (21)을 Duty의 함수로 표현 한다.

$$P_i(D) = P_o(D) + P_{loss}(D) \quad (22)$$

- step 3. 식 (22)은 고차의 다항식 f(D)로 볼 수 있다.

$$P_i(D) = P_o(D) + P_{loss}(D) \quad (23)$$

- step 4. f(D)는 n차의 D에 대한 고차 다항식이다. 따라서 수치 해석적인 방법으로 D값을 구할 수 있다. 결국 D는 손실이 있는 경우의 Duty-ratio에 해당한다.

- step 5. 최종적으로 구한 Duty-ratio를 이용하여 식 (26)과 같이 효율을 계산 할 수 있다.

$$P_o = V_o I_o \quad (24)$$

$$P_i = V_i I_i = M(D) V_i I_o \quad (25)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o}{M(D) V_i} \quad (26)$$

### 4. 시뮬레이션

유도한 손실 수식에 표 1의 파라미터 값들을 적용하여 Matlab을 이용해 시뮬레이션 하였다. 이 때, 적용된 파라미터는 30kW급으로 제작된 양방향 DC-DC컨버터의 것이다. 이때, DC 바이어스 특성을 고려하여 전류에 크기에 따라 인덕턴스 값을 변화시켜 적용한다.

표 1 코어별 인덕터 특성

Table 1 Inductor characteristics with various cores

$V_i$ [V]	250	$V_o$ [V]	600
fs[kHz]	10	L[uH]	470~150
$r_L$ [mOhm]	30	$r_C$ [mOhm]	1
$V_{CE0}$ [V]	1.2	$r_{CE}$ [mOhm]	13.5
$V_{F0}$ [V]	1.2	$r_F$ [mOhm]	8
$a_{on}$	0.119e-3	$E_{on0}$ [mJ]	1.304
$a_{off}$	0.125e-3	$E_{off0}$ [mJ]	1.605
$a_{rr}$	0.0858e-3	$E_{rr0}$ [mJ]	3.087

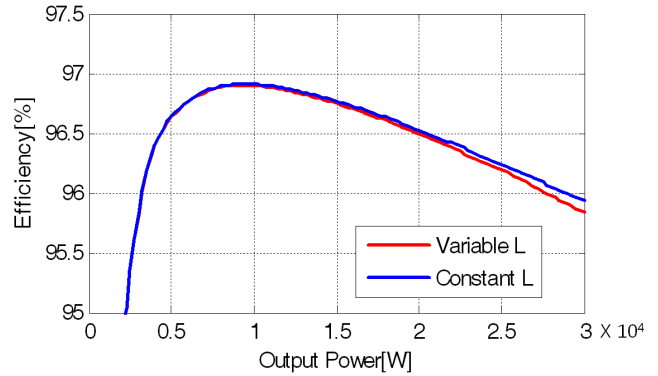


그림 6 효율 시뮬레이션 결과 비교

Fig. 6 Comparison of efficiency simulation result

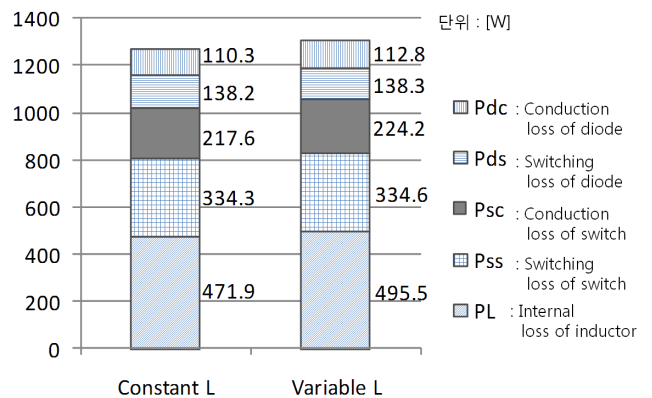


그림 7 30kW 정격에서의 손실 비교

Fig. 7 Loss comparison at 30kW rated power

그림 6은 컨버터 효율 시뮬레이션의 결과이다. 출력이 높아질수록 인덕터의 값이 감소하고, 그에 따라 전체 효율 역시 감소하는 모습을 볼 수 있다. 그림 7의 30kW 출력 지점에서의 컨버터의 손실을 비교하면, 순시전류로 계산되는 스위칭 손실에는 변화가 없으며, 도통 손실 부분에서 손실이 증가해 전체의 손실이 약 2.6% 높아지는 것을 확인할 수 있다. 다만, 각 부분 별 손실의 경우에는 파라미터 값에 의해 결정되기 때문에 모든 컨버터가 이러한 손실율을 가지는 것은 아니다. 출력이 증가할수록 다른 소자 손실 보다는 인덕터의 동손에 의해 전체 손실이 변화하는 경향을 보였으며 이는 인덕터 권선의 선정이 매우 중요한 요소로 볼 수 있다는 것을 뜻한다.

### 5. 실험

#### 5.1 DC 바이어스 특성 실험

DC bias Characteristic 시험은 LCR meter에 외부 DC bias를 장착해 전류를 변화시켜가며 그에 따른 인덕턴스를 측정하는 방법으로 할 수 있다. 하지만 실험실 장비 사정상 해당하는 실험을 할 수 없었으며 대신 우회적인 방법으로 인덕턴스를 도출해 내는 실험을 진행했다.

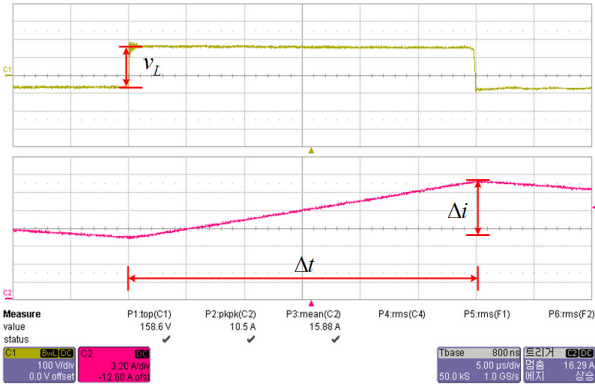


그림 8 인덕턴스 계산을 위한 인덕터 전압, 전류 실험 파형  
 Fig. 8 Experimental waveform of inductor voltage and current for inductance calculation

$$L = \frac{\Delta t \cdot v_L}{\Delta i} \quad (27)$$

인덕터에 걸리는 전압은 수직적으로 인덕턴스에 시간에 대한 전류의 미분을 곱한 것과 같다. 그렇다면 인덕터 전압과 해당하는 시간의 변화량, 전류의 변화량을 측정할 수 있다면, 전류 변화에 대한 인덕턴스 값을 계산해 낼 수 있으며 수식은 식 (27)와 같다. 실제 실험은 부스트 컨버터의 듀티를 0.3(=30[us]), 부하는 20[Ω]으로 고정시키고, 입력 전압을 가변함으로써 인덕터에 유기되는 전류를 변화시켰다.

실험은 Powder Core 중 4가지 종류를 선정하여 시험했고 결과는 그림 9와 같다. 전류가 증가함에 따라 인덕턴스가 감소하는 DC 바이어스 특성을 확인할 수 있으며, Mega Flux가 가장 우수한 특성을 보였고 그 다음이 High Flux, MPP, Sendust 순으로 나타났다. 이는 Core 제작사가 제시한 데이터와 크게 다르지 않았다.

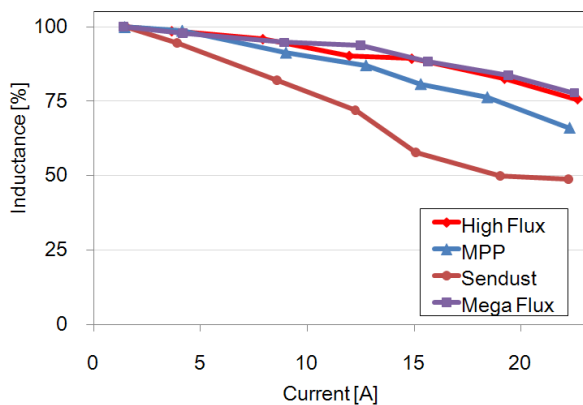


그림 9 core 소재에 따른 인덕턴스 변화  
 Fig. 9 Measured inductance variation of prototype inductors using different magnetic cores

### 5.2 3kW급 효율 시험

본 효율 실험은 DC 소스에서 컨버터로 나오는 전압과 전류를 측정하고 컨버터에서 나와 인버터로 들어가는 전압과

전류를 측정해 Power Meter로 전력을 측정하고 효율을 계산했으며 그림 12로 확인할 수 있다. 시험 조건은 부스트 모드로 입력전압이 200V, 출력전압이 600V이며 인덕터는 Powder타입의 MPP Core를 이용했다. 입력과 출력전압을 고정시키고 계통연계 인버터를 이용해 출력 전류의 크기를 제어했다. 실험 장비의 특성 상 3kW급으로 시험하여 제한한 시뮬레이션을 검증하도록 한다.

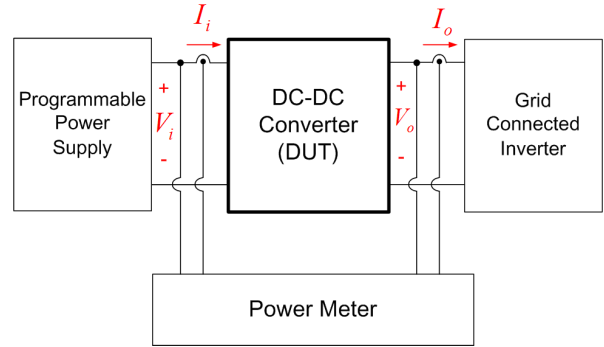
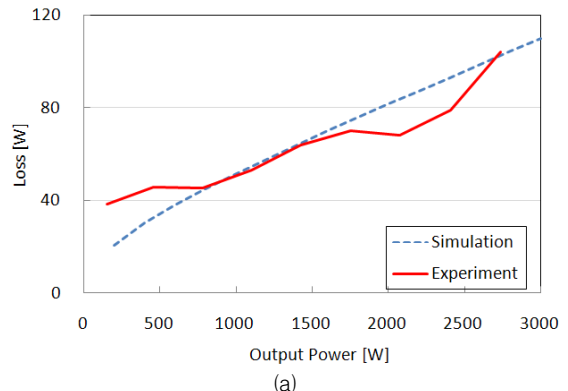


그림 10 효율 시험 측정 방법  
 Fig. 10 Measuring method of efficiency test

실험의 전원으로는 6kVA급 Programmable AC/DC Power Source를 이용하고, 일정한 전류 부하를 모의하기 위하여 3kW급 Grid Connected Inverter를 사용한다. 실험으로 사용한 컨버터는 양방향 운전이 가능한 3kW급의 고전압 DC-DC컨버터이며 실제 실험에는 Boost 동작을 기준으로 시험하였다. 컨버터의 출력 전압은 DSP를 이용해 전압제어를 하며 본 실험에 사용된 제어기는 TI사의 TMS320F2812 DSP이다.

그림 11(a)는 컨버터 전체 손실의 합을 나타낸다. 실험 결과 값과 시뮬레이션의 오차는 20W 이내로 측정기의 측정오차 정도로 볼 수 있다. (b)는 컨버터의 효율에 대한 실험 결과를 나타낸다. 전체적으로 제안한 시뮬레이션과 큰 차이가 없으며 특히 1kW이상에서는 오차율이 5%미만이었다. 500W 이하에서 효율의 오차가 더 큰 이유는 시뮬레이션 손실에서 무시했던 철손에 대한 영향일 수 있다. 실제로 인덕터의 철손이 수 W일지라도 전체 파워가 500W 미만일 경우에는 전체 효율에 큰 영향을 끼칠 수 있다. 하지만 컨버터의 손실이 문제가 되는 경우는 대부분 대용량 운전을 하는 경우이므로 본 시뮬레이션은 타당하다고 볼 수 있다.



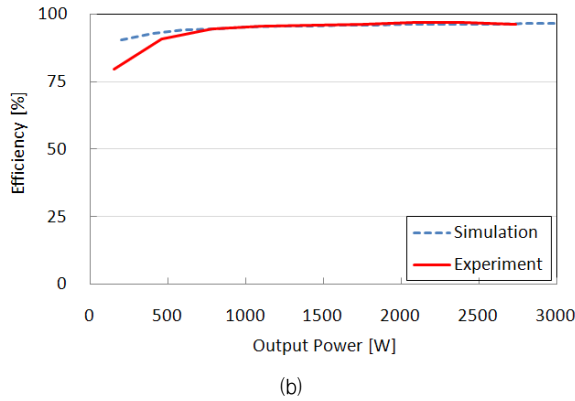


그림 11 효율 시험 결과 (a) 전체 손실, (b) 컨버터 효율  
 Fig. 11 Efficiency test result (a) Total loss, (b) Converter efficiency

### 6. 결 론

본 연구를 통해 부하전류에 따라 변동하는 인덕턴스를 고려하여 DC-DC컨버터의 손실을 보다 정확하게 계산하였으며 실험을 통해 검증 하였다. 부하전류 증가에 따른 인덕턴스 감소 현상은 자기회로 특성상 피할 수 없는 현상이며 사용하는 자성 재료의 특성에 따라 변화량도 크게 달라진다. 이러한 인덕터의 DC 바이어스 특성을 고려함으로써 정확한 컨버터의 손실 및 효율 계산이 가능하며 또한 인덕터 크기를 최적화하는데 도움이 될 것으로 생각된다. 특히, 고전압 대전류의 대용량 DC-DC컨버터의 설계 시 인덕터의 손실 및 크기는 매우 중요한 요소임을 확인할 수 있었다.

### 감사의 글

본 연구는 지식경제부의 재원으로 한국에너지 기술 평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20093021020030)

### 참 고 문 헌

[1] 최광보, “인버터 리액터용 자성코어와 활용기술” 전력 전자학회 하계학술대회 튜토리얼, 2009년 7월  
 [2] 진 현, 이달우, 안태영, 최광보 “1.5V 60A급 VRM의 인덕터 손실 분석에 관한 연구”, 전력전자학회논문집, pp.449~451, 2005년 7월.  
 [3] Bong-Gi You, “Optimization of Powder Core Inductors of Buck-Boost Converters for Hybrid Electric Vehicles”, Vehicle Power and Propulsion Conference, pp.730-735, Sep. 2009.  
 [4] H. Shokrollahi, K. Janghorban, “Soft magnetic composite materials (SMCs)”, Journal of Materials Processing Technology, pp. 1-12, 2007.

[5] T. Eichhorn, “Boost Converter Efficiency Through Accurate Calculations,” Power Electronics Technology, No 60, pp.30-35, Sep. 2008.  
 [6] W. Aloisi, G. Palumbo “Eciency model of boost dc - dc PWM converters,” Int. J. Circ. Theor. pp.419 - 432, Appl. 2005.  
 [7] Chesley Chao, Using WARP Speed™ IGBTs In Place Of Power MOSFETs at Over 100kHz Converter Applications, Int. RECTIFIER CORPORATION.  
 [8] 이국선, 최익, 최주엽, 송승호 “하이브리드 차량 양방향 컨버터의 효율분석”, 전력전자학회논문집, pp. 158~160, 2009년 11월.

## 저 자 소 개



### 조 영 창 (宋丞鎬)

1984년 1월 18일생. 2009년 광운대 전기 공학과 졸업, 2011년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 2011년 ~ 현재 LG화학 기술연구원 재직중  
 Tel : 042-870-6828  
 E-mail : youngchang@lgchem.com



### 최 주 엽 (崔宙燁)

1961년 2월 11일생, 1983년 서울대 공대 전기공학과 졸업, 1990년 Texas Univ at Arlington 졸업(석사), 1994년 Virginia Tech. Post Doc, 1995년 ~ 1999년 한국 과학기술원 지능제어연구센터 선임연구원, 2000년 ~ 현재 광운대 전기공학과 교수  
 Tel : 02-940-5143  
 Fax : 02-940-5141  
 E-mail : juyeop@kw.ac.kr



### 정 승 기 (鄭勝基)

1960년 3월 26일생, 1982년 서울대 공대 전기공학과 졸업, 1984년 동 대학원 졸업(석사), 1988년 동 대학원 졸업(공학박사), 1987년 ~ 현재 광운대 전기공학과 교수  
 Tel : 02-940-5146  
 Fax : 02-940-5141  
 E-mail : sgjeong@daisy.kw.ac.kr



**최 익 (崔 翼)**

1956년 6월 5일생 1979년, 서울대 공대 전기공학과 졸업, 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사), 1982년 ~ 2003년 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임 연구원, 2003년 ~ 현재 광운대 정보제어공학과 교수

Tel : 02-940-5157

E-mail : ickchoy@kw.ac.kr



**송 승 호 (宋 丞 鎬)**

1968년 8월 28일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업, 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1999년 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박사), 2000년 ~ 2005년 전북대 전자정보공학부 조교수, 2006년 ~ 현재 광운대 전기공학과 부교수

Tel : 02-940-5762

Fax : 02-940-5141

E-mail : ssh@kw.ac.kr