

전기자동차용 양방향 ZVS DC-DC 컨버터 설계

A Design of ZVS DC-DC Converter applied to Electric Vehicle

손 호 인* · 김 창 선†
 (Ho-In Son · Chang-Sun Kim)

Abstract - The power supply devices applied to the electric vehicle are required for high efficiency and high power density. This paper presents a bidirectional ZVS DC-DC converter. A bidirectional DC-DC converter using the planar transformer has advantages of high efficiency, simple circuit, and lightweight. The operating principle, theoretical analysis, and design guidelines are provided in this paper. The simulation waveforms of the proposed converter are shown to verify its feasibility.

Key Words : PWM, ZVS, Converter, PSEV, Bidirectional, EV

1. 서 론

21세기에 들어와 구미 선진국을 중심으로 전세계는 지구 온난화의 주범이 되는 온실가스 배출량을 감축하고, 에너지 가격 변동에 취약한 석유 의존경제의 굴레에서 벗어나기 위해 저공해, 고효율 자동차에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 전세계 자동차 메이커들은 대체에너지 개발, 대기오염을 일으키는 질소산화물 배출규제 대응 및 지구온난화 방지 관점에서 이산화탄소 배출량을 줄일 수 있는 새로운 개념의 고효율 저공해 자동차 개발에 박차를 가하고 있다. 특히 운송수단의 측면에서는 전기자동차 (Electric Vehicle, EV)가 대표적인 예이다^[1]. 전기자동차에서 기존 내연기관 자동차와 마찬가지로 전원공급장치가 헤드라이트 및 오디오, ECU 등의 차량 전기장치 전력 공급을 위해 사용된다. 일반적으로 기존 내연기관 자동차의 알터네이터(Alternator)를 사용하여 보조 배터리를 충전하는 방식은 알터네이터가 엔진에 맞물려 운행하기 때문에 엔진의 부하를 증가시킬 뿐만 아니라, 구조적으로 낮은 효율과 알터네이터의 기계적인 마모로 인해 주기적으로 교환해야 하는 유지/보수 문제를 야기한다. 내연기관 자동차에 사용되는 알터네이터를 대체하기 위해 대용량의 DC-DC 컨버터가 전기자동차에 사용된다. 대용량 DC-DC 컨버터로는 소프트 스위칭이 가능하고 제어가 간단한 PSFB(Phase Shift Full Bridge) 컨버터^[2-5]가 주로 이용되었다. 그러나 저전압 배터리를 충전하기 위해서는 2차측에 대전류가 흐르게 된다.

2차측에 흐르는 큰 전류로 인한 정류 다이오드 도통 손실이 상당히 증가하게 된다. 정류 다이오드 도통 손실은 전체 효율의 약 5%를 차지한다. 이 뿐만 아니라 2차측 다이오드의 높은 턴-오프 스위칭 손실은 출력전압의 제어에 상당한

어려움과 높은 EMC를 발생한다. 이러한 문제점을 개선하기 위해 본 논문에서는 2차측 다이오드 대신 MOSFET를 적용함으로써 도통 손실을 줄이고, 더욱이 2차측의 낮은 턴-오프 손실로 인한 제어의 안정성을 확보할 수 있다. 그리고 전기자동차의 고전압 배터리 고장시 저전압 배터리를 이용하여 인버터를 구동할 수 있는 양방향을 구현하였다. 전기자동차의 넓은 전압이득에도 안정적인 제어를 위해 고주파 평판형 트랜스포머(planar transformer)를 적용하였다. 누설 인덕턴스를 최소화한 평판형 트랜스포머를 이용하여 EV용 양방향 DC-DC 컨버터의 동작원리를 설명하였고, 전기자동차용 ZVS DC-DC 컨버터 시제작을 통하여 240V ~ 413V의 입력 전압 및 전 부하 영역에서도 안정적인 출력전압을 얻는 것에 대해서 검증하였다.

2. PSFB DC-DC 컨버터의 동작 특성

PSFB DC-DC 컨버터 회로를 그림 1에 도시하였다. 여기서 i_{pri} 는 1차측 전류이고, V_i 는 트랜스포머 입력전압이다. Q_1 , Q_2 가 턴 온 되면 V_i 에는 $+V_m$ 전압이 인가되고, Q_3 , Q_4 가 턴-온 되면 V_i 에는 $-V_m$ 전압이 인가된다. 그림 2는 스위칭 한 주기 동안 주요 소자의 전류, 전압 파형 및 1차측 전류를 나타내고 있다. 여기서 D_{eff} 는 유효 듀티이다.

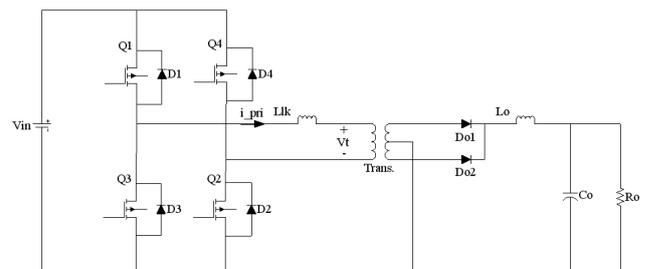


그림 1 PSFB DC-DC 컨버터
 Fig. 1 PSFB DC-DC converter

* 정 회 원 : 목포대학교 전기공학과 박사과정

† 교신저자, 정회원 : 목포대학교 전기공학과 교수

E-mail : cskim@mokpo.ac.kr

접수일자 : 2012년 4월 16일

최종완료 : 2012년 6월 20일

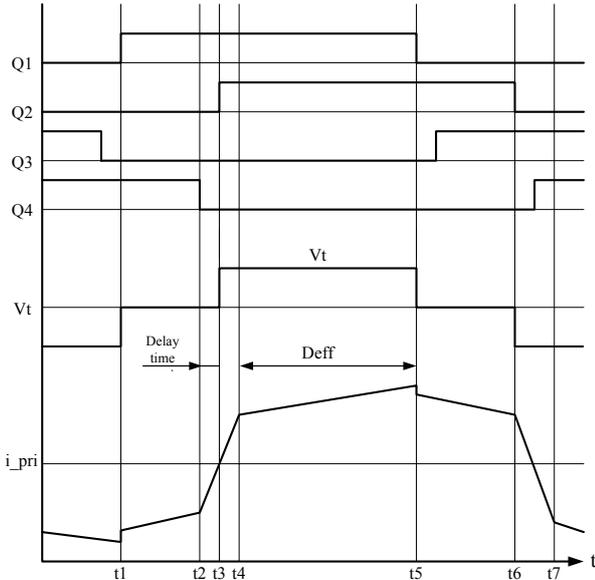


그림 2 PSFB DC-DC 컨버터의 주요 파형
Fig. 2 Key waveform of the PSFB DC-DC converter

모드 I ($t1 \leq t < t2$): Q_3 가 턴-오프 되는 순간 출력 인덕터에 저장되어 있던 에너지는 D_{O2} 을 통해서 출력측으로 흐르기 시작하며, 출력 다이오드에 흐르는 전류 사이에 commutation을 시작한다. 1차측에서는 Q_3 가 턴-오프 됨과 동시에 Q_2 의 기생 커패시터를 방전시키는 방향으로 흐르게 된다. 이때 기생 커패시터를 방전하는 전류는 다음과 같다.

$$\Delta i_{pri}(t) = \sqrt{\frac{8 \cdot (C_{oss} + Ct)}{3 \cdot (L_{lk} + L_o)}} \times V_{in} \quad (1)$$

변압기의 1차측에 흐르는 전류는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$i_{pri}(t) = \frac{V_{drop}}{L_{lk}}(t-t1) + i_{pri}(t1) \quad (2)$$

이상적인 경우라면 1차측에서 전류의 기울기는 영이 된다. 하지만 실제로는 스위치들의 온 저항 및 변압기의 권선 저항에 의해서 전압 강하 (V_{drop})가 발생된다.

모드 II ($t2 \leq t < t3$): Q_4 가 턴-오프 되면 Q_4 에 흐르던 전류는 입력 전원을 거쳐서 Q_2 의 기생 커패시터를 방전시키는 방향으로 흐르게 된다. 이 모드를 regeneration mode라고 하며, 이 구간에서 전류의 기울기가 급격하게 감소하여 방향이 바뀌게 되므로 Q_2 의 ZVS 조건을 다음과 같다.

$$\frac{1}{2} \times L_{lk} \times i_{pri}^2(t2) \geq \frac{2}{3} \times (C_{oss} + Ct) \times V_{in}^2 \quad (3)$$

변압기의 1차측에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_{pri}(t) = \frac{V_{drop}}{L_{lk}}(t-t2) + i_{pri}(t2) \quad (4)$$

여기서 Q_2 과 Q_4 사이에 지연시간(delay time) 동안에 이루어지고 Q_3 가 턴-온 되는 순간 모드 III이 시작되게 된다.

모드 III ($t3 \leq t < t4$): Q_4 가 턴-오프 되고 난 뒤에 전류의 방향은 positive로 바뀌었지만, 출력측의 다이오드에 흐르는 전류가 서로 완전하게 commutation이 되지 않았기 때문에 출력 다이오드가 모두 턴-온 되어 있으므로 각각의 트랜스포머의 2차측에는 출력전압이 그대로 인가된다. 따라서 1차측에서는 L_{lk} 에 V_{in} 이 인가된다.

즉 2차측으로 에너지 전달이 일어나지 않는 모드로서 유효 듀티는 감소되는 구간이다. 변압기의 1차측에 흐르는 전류는 다음의 식과 같이 얻어진다.

$$i_{pri}(t) = \frac{V_{in}}{L_{lk}}(t-t3) + i_{pri}(t3) \quad (5)$$

모드 IV ($t4 \leq t < t5$): 출력 다이오드에 흐르는 전류 사이에는 완전히 commutation이 이루어 졌으므로, D_{O2} 는 역방향 바이어스 되고, D_{O1} 만이 도통된다.

변압기의 1차측에 흐르는 전류는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$i_{pri}(t) = \frac{V_{in} - N \cdot V_o}{L_{lk} + L_o}(t-t4) + i_{pri}(t4) \quad (6)$$

Q_1 이 턴-오프 되는 순간 모드 IV에서 방향만 반대로 되면서 똑같이 반복되는 구간이다.

3. 양방향 DC-DC 컨버터 설계

본 장에서는 1.8kW급 양방향 DC-DC 컨버터의 설계에 대해서 기술한다. 양방향 DC-DC 컨버터의 블록 다이어그램을 그림 3에 나타내었다. 고전압 배터리에서 저전압 배터리를 충전시키는 buck 모드와 저전압 배터리에서 고전압 배터리를 충전 하는 boost 모드로 구분하여 제어 방법을 설명하고, 배터리의 넓은 전압 변동에도 안정적으로 소프트 스위칭을 위해 누설인덕턴스가 작은 고주파 평판형 트랜스포머 (Planar Transformer)를 적용하였다.

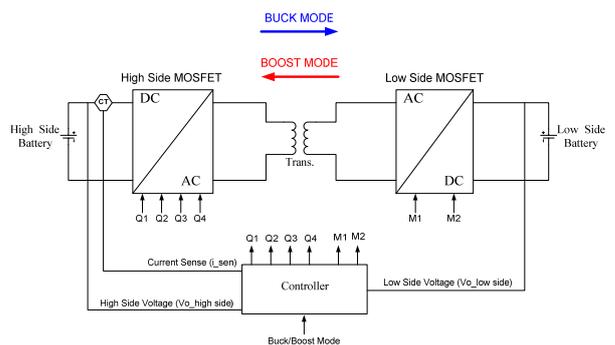


그림 3 양방향 DC-DC 컨버터의 블록 다이어그램
Fig. 3 Block Diagram of the bidirectional DC-DC converter

3.1 BUCK 모드

Buck 모드는 고전압에서 저전압으로 에너지를 전달하는 모드이다. 수동소자의 크기와 스위칭 손실을 고려하여 스위칭 주파수는 100kHz로 선정하였다.

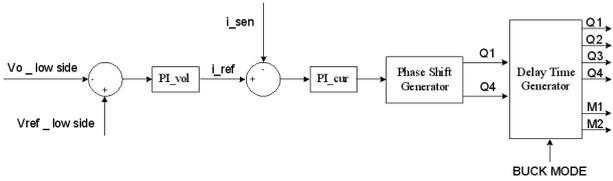


그림 4 Buck 모드에서 제어 블록 다이어그램
Fig. 4 Control block diagram of buck mode

그림 4는 buck 모드에서 제어 블록 다이어그램을 나타낸 것이다. 변압기의 포화를 방지하기 위해 전압제어 및 전류제어로 구성이 되어있다. 출력전압은 지령치에 추종하도록 위상전이 발생기의 입력으로 인가된다. 그리고 영전압 스위칭 (ZVS)이 가능하도록 시간 지연을 발생하여 1차측 스위칭을 하게 된다. 2차측 스위칭 M_1 은 Q_1 과 Q_2 에 동기화가 되고, M_2 는 Q_3 과 Q_4 에 동기화가 되도록 동작한다.

3.2 BOOST 모드

Boost 모드는 저전압에서 고전압으로 에너지를 전달하는 모드이다. 그림 5는 boost 모드에서 제어 블록 다이어그램을 나타낸 것이다.

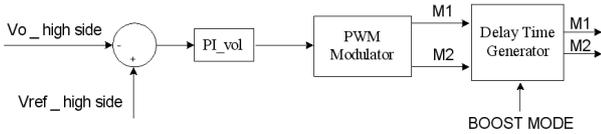


그림 5 Boost 모드에서 제어 블록 다이어그램
Fig. 5 Control block diagram of boost mode

Boost 모드는 최대 600W의 전력을 공급하며, PWM 제어 방식을 적용하였다. 그리고 하드 스위칭을 하기 때문에 스위칭 손실을 고려하여 주파수는 50kHz로 선정 하였다. 제어기는 제품의 원가 절감을 위해 전압제어기만 구성되어 있다.

3.3 평판형 트랜스포머 설계

고주파 스위칭 변압기를 적용하기 위해서는 누설 인덕턴스 및 기생 커패시터를 최소화하고 전력 손실을 최소화하는 것이 필요하다. 고주파 변압기의 전력손실은 크게 철손(core loss)과 동손(copper loss)으로 나눌 수 있으며 특히 변압기의 고주파 스위칭에서 발생하는 표피효과(skin effect)나 근접효과(proximity effect) 등의 손실이 대부분이다. 변압기의 최적화를 위한 높은 주파수의 동작은 와전류의 원인이 되어 교번자속을 발생한다. 주전류를 포함한 와전류는 주전류 방향과 반대이며, 이로 인해 도체의 중앙부의 전류는 상쇄되고 전류의 분포는 도체표면에서 중심을 향하여 지수함수적으로 감소한다. 전류밀도가 도체 표면에서 중앙까지 e^{-1} 의 계수로 감소하는 침투깊이 σ 는 도전율이나 투자율과 같은 재료의 특성에 따라 다르고, 주파수의 제곱근에 반비례한다.

60℃에서 구리의 침투 깊이는 대략 다음과 같다^[6-7].

$$\sigma = \frac{2,230}{\sqrt{f(\text{kHz})}} [\mu\text{m}] \quad (7)$$

이런 표피효과나 근접효과들은 기생적인 AC 저항과 누설 인덕턴스를 가지므로 고밀도 스위칭 전원 컨버터 성능 향상을 위해서는 이러한 기생성분들을 감소시켜야만 한다^[7-8].

트랜스포머의 자속 포화를 피하기 위해서 자화 곡선의 선형 영역에서 동작 되어야 하기 때문에 최대 허용자속밀도 B_{max} 는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$B_{max} = \frac{V_{in.min}}{k_f \cdot N_s \cdot A_e \cdot f_{sw}} \quad (8)$$

여기서 V_{in} 는 최소 입력전압이고, k_f 는 사인파일때 4.44, 구형파일 때 4 이다. 코일의 권선수는 자속인 전압과 시간에 대한 전류의 변화이므로 식 (9)와 (10)을 적용하여 1, 2차 권선수를 산출하였다.

$$N_p = \frac{V_{in.min} \cdot D_{max}}{B_{max} \cdot A_e \cdot f_{sw}} \quad (9)$$

$$N_s = \frac{V_{in.min}}{V_{out} \cdot N_p} \quad (10)$$

여기서 V_{in} 는 입력전압, V_{out} 는 출력전압, D 는 듀티 사이클이다. 1차 코일의 자기 인덕턴스(L_m)는 식 (11)과 같이 계산할 수 있다.

$$L_m = A_L \cdot N_p \quad (11)$$

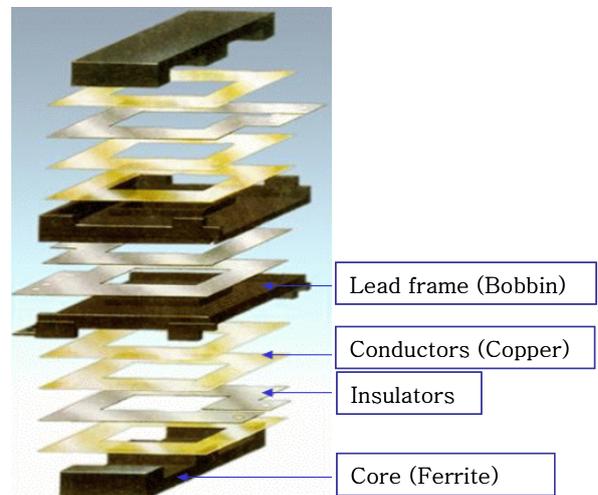


그림 6 평판형 트랜스포머의 구조
Fig. 6 Construction of the planner transformer

그림 6는 평판형 트랜스포머의 구조이다. 평판형 트랜스포머는 코어(Core), 절연지(Insulators), 리드 프레임(Lead frame)으로 구성이 되어 있다. 그리고 열확산을 고려하여 내/외부 층의 턴 수를 대칭적으로 분포하도록 하고, 자기적 결합을 고려하여 1, 2차의 층을 샌드위치 권선하는 것이 필요하다.

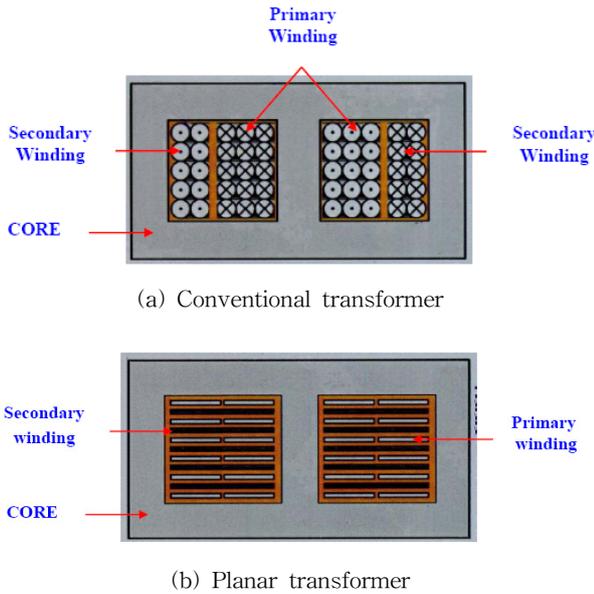


그림 7 트랜스포머의 기하학 구조
Fig. 7 Geometry of the transformer

그림 7은 트랜스포머의 기하학 구조를 비교하였다. 그리고 온도상승 범위 내에서 높은 출력의 전력 밀도를 가지는 것이 필요하다. 온도상승은 코어의 자속밀도의 함수로 추정할 수 있으며, 열평형을 고려한 손실은 식 (12)와 같이 표현할 수 있다. 여기서 ΔT : 최대 코어 온도 - 주변 온도, R_{th} : 트랜스포머의 열 저항을 나타낸다.

$$P_{loss} = \frac{\Delta T}{R_{th}} [W] \quad (12)$$

트랜스포머의 열 저항과 코어 유효 체적 사이에서 관계는 식 (13)와 같다.

$$R_{th} = \frac{C_{th}}{\sqrt{V_e}} [W] \quad (13)$$

여기서 V_e 는 m^3 당 코어의 실효 단면적이고, 페라이트 코어의 C_{th} 는 1611.4이다. 식 (13)를 식 (12)에 대입하면 트랜스포머의 손실은 식 (14)와 같다.

$$P_{loss} = \frac{\Delta T}{C_{th}} \cdot \sqrt{V_e} [W] \quad (14)$$

전기자동차용 DC-DC 컨버터에 적용된 자성체류는 그림 8과 같다.

전기자동차용 DC-DC 컨버터의 평면 트랜스포머의 설계 사양은 다음과 같다.

- 1) 코어는 EPL43이다.
- 2) 코어의 유효 체적은 $229mm^3$ 이다.
- 3) 기생 누설 인덕턴스는 $1.68\mu H$ 이다.
- 4) 기생 커패시터는 $200pF$ 이다.

전기자동차용 DC-DC 컨버터의 출력 인덕터 설계 사양은 다음과 같다.

- 1) 코어는 EPL43이다.
- 2) 코어의 유효 체적은 $229mm^3$ 이다.
- 3) 기생 커패시터는 $100pF$ 이다.

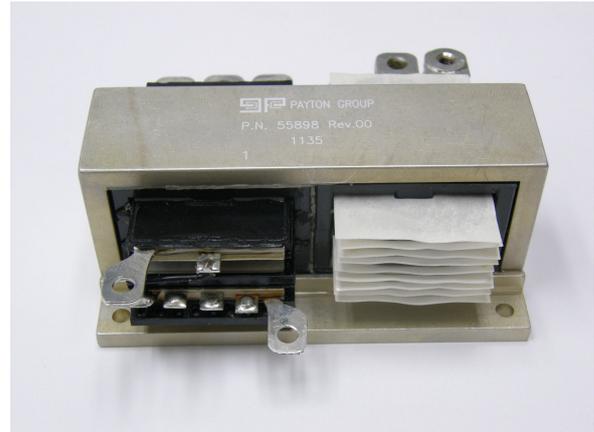


그림 8 전기자동차용 ZVS Choke, 변압기 및 출력 인덕터
Fig. 8 ZVS choke, transformer and output inductor of EV

4. 실험 결과

전기자동차용 ZVS DC-DC 컨버터를 시제작 제작하였다. 양방향 ZVS DC-DC 컨버터의 넓은 입력 전압에서 소프트 스위칭 동작을 확보하기 위한 주요 설계 파라메타는 다음과 같다.

표 1 전기자동차용 양방향 DC-DC 컨버터 설계 파라메타
Table 1 Design parameters of the bidirectional ZVS DC-DC converter

Parameters	Value	Unit
Rated Power	1.8	kW
Output Voltage	14	Vdc
Switching Frequency	100	kHz
Turn Ratio	14:1:1	-
ZVS Choke	2.6	μH
Output Inductor	1.6	μH

그림 9와 10은 buck 모드에서의 결과 파형이다. 여기서 Ch1은 Q_1 의 드레인-소스 양단 전압이고, ch2는 M_1 의 드레인-소스 양단 전압이고, ch3은 저전압측 출력전압, ch4는 고

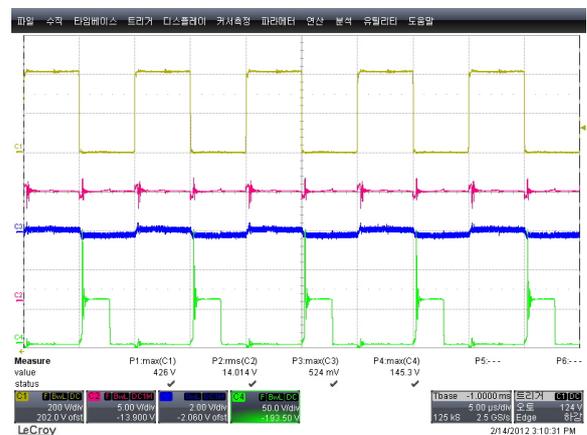


그림 9 Buck 모드 (최대 입력전압, 최대 출력전류)에서 실험 결과

Fig. 9 Experiment results in the buck mode

전압측 전류이다. Buck 모드는 넓은 입력전압에서 저전압 배터리를 안정적으로 충전한다. 그리고 그림 11과 12는 boost 모드에서의 결과 파형이다.

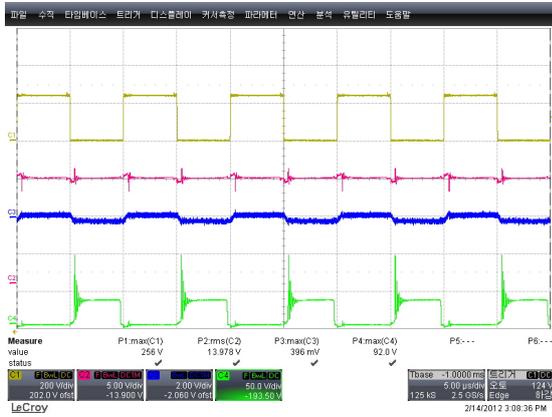


그림 10 Buck 모드 (최저 입력전압, 최대 출력전류)에서 실험 결과

Fig. 10 Experiment results in the buck mode

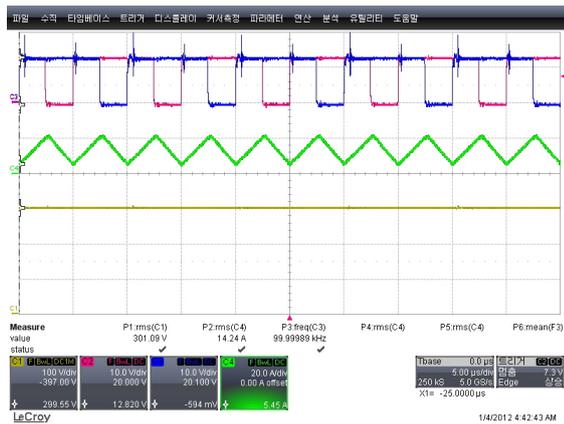


그림 11 Boost 모드 (최저 입력전압, 최대 출력전압)에서 실험 결과

Fig. 11 Experiment results in the boost mode

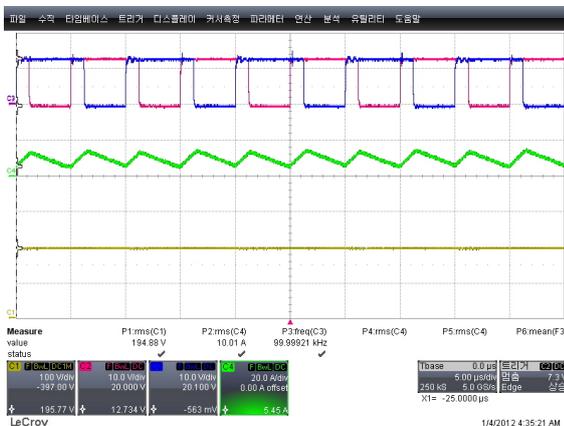


그림 12 Boost 모드 (최대 입력전압, 최저 출력전압)에서 시뮬레이션 결과

Fig. 12 Experiment results in the boost mode

Ch1은 고전압측 출력전압이고, ch2는 M_1 의 게이트전압이고, ch3은 M_2 의 게이트 전압이고, ch4는 저전압측 입력전류이다. Boost 모드에서 고전압측 MOSFET는 턴-오프 상태로 병렬 다이오드를 통해서 전류가 흐르게 된다. 저전압 배터리를 이용하여 300V ~ 413V 범위의 고전압 배터리를 안정적으로 충전한다. Boost 모드의 고전압 MOSFET의 손실을 고려하여 최대 600W까지 충전이 가능하다. 그림 13은 기존 변압기와 평판형 변압기의 효율을 비교하였다. 위 결과와 같이 기존 변압기에 비해 평판형 변압기의 손실이 감소하는 것을 알 수 있다.

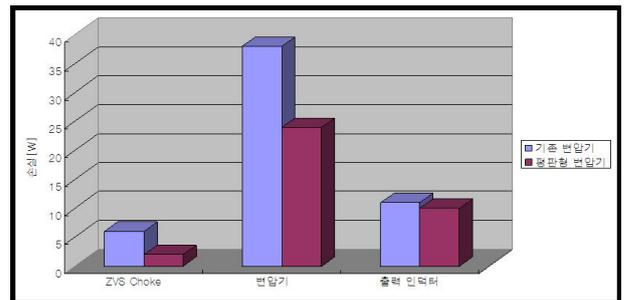


그림 13 기존 변압기와 평판형 변압기의 효율 비교

Fig. 13 Compare efficiency of the conventional transformer and planer transformer

5. 결 론

본 논문에서는 전기자동차용 양방향 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 고전압 배터리에서 저전압 배터리를 충전하는 buck 모드와 저전압 배터리에서 고전압 배터리를 충전하는 boost 모드로 제어가 가능하다. 그리고 2차측 다이오드 대신 MOSFET를 사용하였기 때문에 효율을 증가 시켰다. 그리고 평판형 트랜스포머를 적용함으로써 누설 인덕턴스의 감소로 인한 넓은 입/출력 전압 변화와 모든 부하 범위조건에서 MOSFET의 ZVS 마진은 확보 할 수 있다. 더욱이 누설 인덕턴스 및 기생 커패시터의 감소는 동작 주파수를 증가시키고, 고효율 및 높은 전력밀도를 가지는 DC-DC 컨버터의 구현이 가능하다.

감사의 글

본 논문은 2009학년도 목포대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었습니다.

참 고 문 헌

[1] Kintner-Meyer, M., Schneider, M. and Pratt, R., 2007, "Impact Assessment of Plug-in Hybrid Vehicles on Electric Utilities and Regional U.S. Power Grids," Technical Report, Pacific Northwest National Laboratory.
 [2] D. Sable and F.C. Lee, "The operation of a full-bridge zero-voltage-switched PWM converter, in

Proc. *Virginia PowerElectron. Center Seminar*, 1989, pp. 120-126.

[3] J.A. Sabate, V. Vlatkovic, R.B. Ridley, .C. Lee, and B.H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero voltage-switched PWM converter", *Proc.IEEEAPESC'90*, 275-284(1990)

[4] N.H. Kutkut, D.M. Divan and R.W. Gascoigne, "An improved full-bridge zero-voltage switching PWM converter using a two-inductor rectifier", in *IEEE Transactionson industry applications*, Jun./Feb. 1995, Vol.31, NO.1, pp.119-126.

[5] R. Redl, N.O. Sokal, and L. Balogh, "A novel soft-switching full-bridge dc/dc converter analysis, design considerations, and experimental results at 1.5kW, 100kHz", *Proc. IEEE PESC'90 Conference*, 162-172(1990)

[6] S. H. Chol, J. Y. Park, U. S. Kim, "Forward Converter Using 300W Planar Transformer" *Journal of Power Electronics*, Vol. 9 No 6 pp. 560-567, 2004. 12.

[7] Cornor Quinn, Karl Rinne, "A review of Planar Magnetic Techiques and Technologies", 2001 IEEE.

저 자 소 개



손 호 인 (孫 虎 仁)

2001년 울산대 제어계측공학과 졸업.
 2005년 한양대 전기공학과 졸업(석사).
 2005년 ~ 2009년 LG이노텍(주) POWER 연구실 선임연구원. 현재 목포대 전기공학과 박사과정.



김 창 선 (金 昌 宣)

1990년 한양대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1997년 ~ 현재 목포대 전기공학과 교수.