

# 42V 차량용 에너지 관리장치를 위한 양방향 DC/DC 컨버터의 개발

김인주, 이성세, 문건우  
한국과학기술원 전자전산학과

## Development of Bi-directional DC/DC Converter for the 42V Vehicle Energy management System

In-Ju Kim, Sung-Sae Lee, Gun-Woo Moon  
Department of Electrical Engineering and Computer Science,  
Korea Advanced Institute of Science and Technology

### ABSTRACT

The amount of electric energy used in a vehicle will be increased continuously. The increment of electric power demand causes interest on new higher power system such as 42V Power Net. Furthermore, the necessity for development of energy storage device is highlighted recently. Bidirectional DC/DC Converter is one of the important parts in 42V power system. Therefore, this paper proposes bidirectional Cascade Buck-Boost DC/DC Converter which can satisfies required specifications in 42V power system. The operation principle is described along with simple control method, and experimental results on a 500W prototype are provided.

### 1. 서 론

지난 1950년대 자동차의 전력공급시스템이 7V에서 14V로 바뀐 이후 현재까지 자동차에서 14V 시스템이 주로 사용되고 있다. 하지만 이러한 14V 시스템이 전장 부품의 증가하는 전력 요구를 충족시키지 못하여 최근 42V 시스템에 대한 많은 연구가 진행 중이다. 이 시스템은 전 세계적으로 연비 및 배기가스에 대한 규제가 대폭 강화되면서 그 필요성이 더욱 커지고 있다. 가장 큰 특징 동일 출력에서 전압을 3배 높임으로써 전류가 3분의 1로 줄게 되고 이는 곧 전선의 무게는 물론, 차량의 중량도 감소시킬 수 있다. 자동차의 전기시스템을 현재의 14V에서 42V 시스템으로 업그레이드할 경우 연료 소모량을 10% 이상 절감할 수 있다. 또한 연비도 기존에 비해 2배 정도 향상시킬 수 있다. 특히 모터를 이용, 엔진출력을 지원함으로써 연료와 매연도 줄일 수 있다. 이와 같은 새로운 차량 전원 시스템이 본격적으로 도입되게 되면 자동차에 사용되

는 전기에너지의 양이 크게 증가하여 대전류 입력력이 빈번히 발생할 것으로 예상됨 따라 이들 에너지를 효율적으로 저장하고 관리하기 위한 에너지 저장 및 관리장치의 필요성이 부각되고 있다.

따라서 본 논문에서는 42V 시스템을 위한 에너지 저장 및 관리장치에서 핵심적인 역할을 수행하는 500W급 양방향 DC-DC 컨버터를 제안한다. 여러 가지 가능한 양방향 DC-DC 컨버터를 비교하였고[1-2], 42V system에서 요구하는 조건을 잘 만족시킬 수 있는 양방향 캐스캐이드 벡-부스트 DC-DC 컨버터를 설계한다.

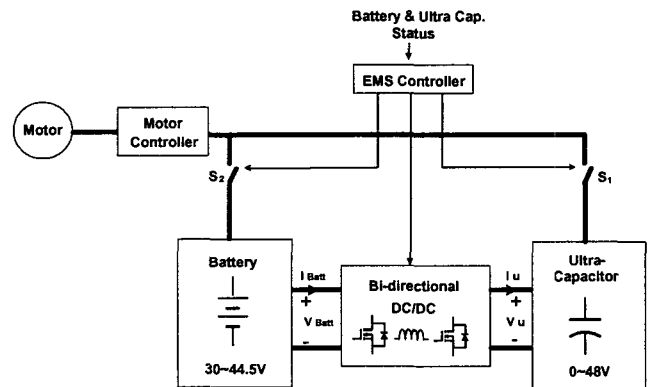


그림 1 하이브리드 에너지 저장장치의 구성도  
Fig. 1 Block diagram of a Hybrid Energy Pack

표 1 시스템 파라미터  
Table 1 System parameter

설계 항목	설계요구사항
축전지 전압 ( $V_B$ )	30~44.5V
슈퍼캐패시터 전압 ( $V_U$ )	0~48V
출력전력용량	500W
최소 동작 주파수	20kHz
보호기능	과전류 제한

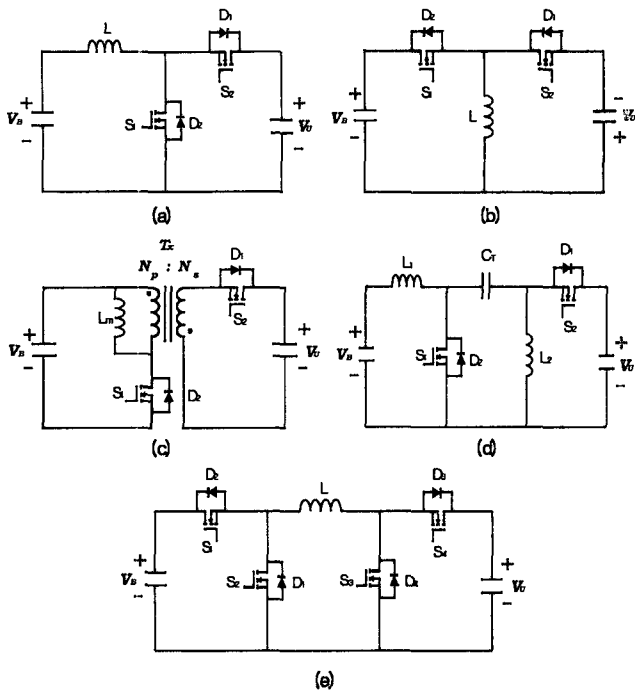


그림 2 (a) 벅 (b) 벅-부스트 (c) 플라이백 (d) 세픽 (e) 캐스캐이드 벅-부스트 컨버터

Fig. 2 (a) Buck (b) Buck-boost (c) Sepic (d) Cascade Buck-boost Converter

표 2 능동소자 그리고 수동소자의 전압 내압

Table 2 Voltage Stress of Active and Passive Components

	Transfer capacitor voltage rating, $V_t$	Switch voltage rating, $V_{SW}$	Diode voltage rating, $V_D$
동기 벅	—	$V_o$	$V_o$
벅-부스트	—	$V_{in} + V_o$	$V_{in} + V_o$
플라이백	—	$V_{in} + nV_o$	$V_{in} + nV_o$
세픽	$V_{in}$	$V_{in} + V_o$	$V_{in} + V_o$
캐스캐이드 벅-부스트	—	$V_{in}(S_1, S_2), V_o(S_3, S_4)$	$V_{in}(D_1, D_2), V_o(D_3, D_4)$

## 2. 본 론

### 2.1 전체 시스템

#### 2.1.1 특 징

그림 1은 42V 전력시스템을 위한 에너지 저장 장치의 구성도를 나타내고 있다. 이러한 시스템의 특징을 설명하면 다음과 같다.

첫째, 에너지 저장 능력이 크지만 입출력 과정에

서 발생하는 화학적인 반응으로 인해 수명이 단축되는 단점을 가진 축전지에 높은 순시 출력을 갖는 슈퍼 캐패시터를 병렬로 조합하여 대전류 운전에 적합한 하이브리드 에너지 저장장치를 구성한다.[3]

둘째, 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 를 사용하여 필요한 전류의 양에 따라 전력을 공급할 에너지원이 선택적으로 연결되도록 한다.

셋째, 42V 전원체계에서 하이브리드 에너지 저장 장치의 상태를 파악하고 제어하는 장치인 에너지 관리 장치, EMS(Energy Management System), 가 필요하다. EMS가 축전지와 슈퍼 캐패시터 각각의 상태를 파악하고, 이들을 적절히 제어하며 DC-DC 컨버터에 모드 제어를 할 수 있는 적절한 신호를 주게 된다.

#### 2.1.2 요구 조건

양방향 DC-DC 컨버터는 42V 전력시스템에서 요구하는 몇 가지 조건들을 만족 시켜야 한다.

첫째, 축전기에서 슈퍼 캐패시터로 전력을 넘겨 줄때 부스트 특성 뿐 만 아니라 벅 특성도 요구된다. 슈퍼 캐패시터(0~48V)는 큰 자기 방전률로 인해 축전기(30~44.5V)의 전압보다 낮게 떨어지는 경우가 발생하게 되는데, 이때의 부스트로 동작은 제어가 불가능한 상태로서 인덕터 전류가 급격하게 증가하게 되어 액티브 소자들이 큰 손상을 받게 된다. 따라서 부스트 모드일때 인덕터 전류의 급격한 증가를 막기 위해 부스트 특성 뿐 만 아니라 벅 특성도 요구된다.

둘째, 양방향 DC-DC 컨버터에는 전류 제한 기능이 추가 되어야 한다. 통상 4900F/2.7V 슈퍼 캐패시터를 충전시킬 경우 1V를 증가시키기 위해서는 약 1분 동안 100A를 흘려주어야 한다. 따라서 부스트 모드일 경우 배터리에서 슈퍼 캐패시터로 오랜 시간동안 전류가 흘러야 하고 인덕터 전류가 서서히 증가하여 파워단에 심각한 손상을 주게 된다. 이를 방지하기 위해 일정 전류로 제한해 줄 필요가 있다.

## 2.2 DC-DC 컨버터

### 2.2.1 Synchronous DC-DC 벅 컨버터

그림 2(a)의 Synchronous DC-DC 벅 컨버터의 스위치와 다이오드 RMS(Root Mean Square) 전류는 다른 컨버터에 비해 제일 작기 때문에 액티브 소자는 가장 작은 도통 손실을 가지므로 효율 증대를 가져올 수 있다. 하지만 이 컨버터는 2.1.2의 첫 번째 요구 조건을 만족 시켜 주지 못하기 때문에 42V 전력시스템을 위한 양방향 DC-DC 컨버터로 쓰일 수가 없다.

## 2.2.2 양방향 DC-DC 벡-부스트 컨버터

그림 2(b)의 양방향 DC-DC 벡-부스트 컨버터는 2.1.2의 첫번째 요구사항을 만족시킨다. 그러나 양방향 DC-DC 벡-부스트 컨버터는 출력 전압의 극성이 반대로 나오기 때문에 전력을 요구하는 42V 전기 부하와 축전지 그리고, 슈퍼 캐패시터 간의 공통 그라운드를 잡기가 불가능해져서 전력 전달이 이루어 질 수 없게 된다.

## 2.2.3 양방향 DC-DC 플라이백 컨버터

그림 2(c)의 양방향 DC-DC 플라이백 컨버터는 2.1.2의 첫 번째 요구사항을 만족시키면서 입출력 전압의 극성이 바뀌지 않는다. 하지만, 양방향 DC-DC 플라이백 컨버터는 leakage inductor값이 너무 커서 스위치가 턴-오프 되는 큰 스파이크가 발생하는데 이는 스위치의 급격한 온도 상승을 유발함은 물론 효율도 급격히 감소시킨다. 또한 이를 스너버로 해결하기에는 한계가 있다.

## 2.2.4 양방향 DC-DC 세픽 컨버터

그림 2(d)의 양방향 DC-DC 세픽 컨버터는 턴 오프 시의 스위치 전압 스파이크 문제는 나타나지 않는다. 또한, 입출력 전압 극성이 바뀌지 않으며 2.1.2의 첫 번째 요구사항을 만족시킨다. 그러나 표 2에 나타난 바와 같이 세픽 컨버터는 스위치나 다이오드에 입력전압과 출력전압이 더해진 전압이 걸린다. 더욱이, 스위치와 다이오드에 흐르는 전류는 두개의 인덕터에 흐르는 전류가 더해져서 흐르게 된다. 이는 Synchronous 벡 컨버터에 비해 더 큰 RMS 전류가 스위치와 다이오드에 흐르게 된다.[4] 즉, 스위치와 인덕터에 걸리는 전압과 전류가 커지면서 능동소자는 물론 수동소자의 도통손실이 증가하고, 능동소자의 스위칭 손실이 급격히 증가하게 되어 열 문제가 심각하게 된다.

## 2.3 양방향 캐스캐이드 벡-부스트 컨버터

### 2.3.1 특 징

그림 2(e)는 양방향 캐스캐이드 벡-부스트 컨버터를 나타낸다.[5] 전력이 배터리에서 슈퍼 캐패시터로 전달되는 부스트 컨버터로 동작할 경우 S1, S3과 D1, D3은 활성, 그리고 S2, S4과 D2, D4은 비활성이다. 한편 전력이 슈퍼 캐패시터에서 배터리로 전달되는 벡 컨버터로 동작할 때에는 S2, S4과 D2, D4은 활성, 그리고 S1, S3과 D1, D3은 비활성이다.

표 2 에서와 같이 양방향 캐스캐이드 벡-부스트 컨버터는 스위치와 다이오드에 걸리는 전압이 입력 전압 혹은 출력전압이 걸린다. 이는 양방향 DC-DC 세픽 컨버터에 비해 훨씬 낮기 때문에 스위치에 다이오드의 스위칭 손실이 줄어들 수 있게

된다. 작은 소자의 내압은 가격적인 측면에서도 유리하게 된다. 그리고 양방향 DC-DC 세픽 컨버터에서 사용되었던 Transfer capacitor ( $C_T$ )가 사용되지 않고, 인덕터의 수도 하나 줄게 되는 이점이 있다.

### 2.3.2 모드별 회로해석

그림 2(e)에 나타난 양방향 캐스캐이드 벡-부스트 컨버터의 동작은 간단히 4개의 모드로 구분된다. 전력이 배터리에서 슈퍼 캐패시터로 전달되는 부스트 컨버터로 동작할 때 각 모드별 전류경로와 해석을 위한 주요 부분의 이론적 파형을 각각 그림 3과 그림 4에 나타내었다.

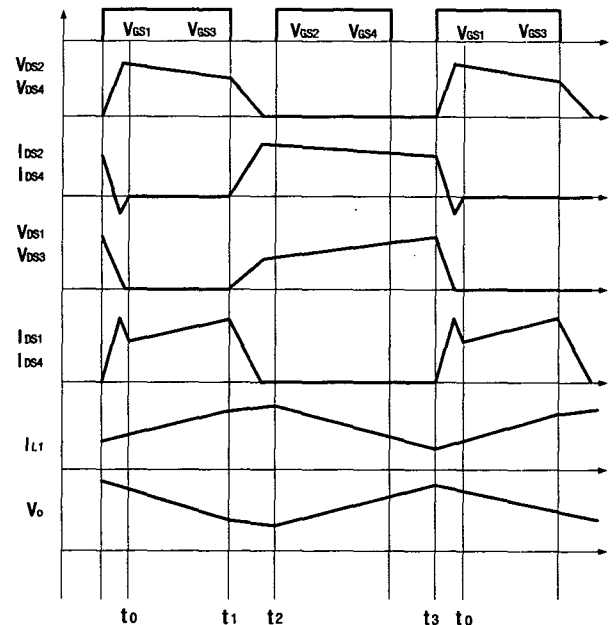


그림 3 각 부분의 이론파형

Fig.3 Theoretical waveform

모드 1 ( $t_0 \leq t < t_1$ ) :  $t=t_0$ 에서 스위치  $S_1, S_3$  는 온 상태이고  $S_2, S_4$  는 오프 상태이다. 따라서 인덕터에는 입력전압인 배터리 전압이 걸려서 인덕터의 전류가 아래와 같은 미분방정식처럼 상승하게 된다.

$$\frac{d}{dt} i_L = \frac{V_B}{L} \quad (1)$$

모드 2 ( $t_1 \leq t < t_2$ ) :  $t=t_1$ 에서  $S_1, S_3$  가 오프되면서 스위치 네 개 모두 커진 상태가 된다. 인덕터와 스위치의 기생 캐패시터들만 보이게 되므로 이들 간의 공진 주파수로 스위칭이 일어나게 된다. 기생 캐패시터간의 임피던스 차에 의해 전류가 나

뒤어 지면서 스위치  $S_1, S_3$  에 흐르던 전류가 스위치  $S_2, S_4$  로 전이 되게 된다.

모드 3 ( $t_2 \leq t < t_3$ ) :  $t=t_2$ 에서 스위치  $S_2, S_4$ 가 온 상태가 된다. 따라서 인덕터에는 출력전압인 슈퍼 캐패시터 전압이 걸려서 인덕터의 전류가 아래와 같은 미분방정식처럼 하강하면서 출력으로 에너지를 전달 해주게 된다.

$$\frac{d}{dt} i_L = -\frac{V_U}{L} \quad (2)$$

모드 4 ( $t_3 \leq t < t_0$ ) :  $t=t_3$ 에서 스위치  $S_1, S_3$ 가 켜지게 되고 다이오드  $D_1, D_3$ 가 역전압이 걸리게 된다. 이때 다이오드  $D_1, D_3$ 는 역전압을 지지하기 위해 순간적으로 역방향으로 전류가 흐르게 되는 리버스 리커버리 현상이 일어나게 된다. 큰 전류가 페루프를 형성하면서 흐르게 되어 스위치  $S_2, S_4$ 의 기생 캐패시터가 충전되고, 스위치  $S_1, S_3$ 의 기생 캐패시터가 급속히 방전하게 됨으로써 한 주기가 끝난다.

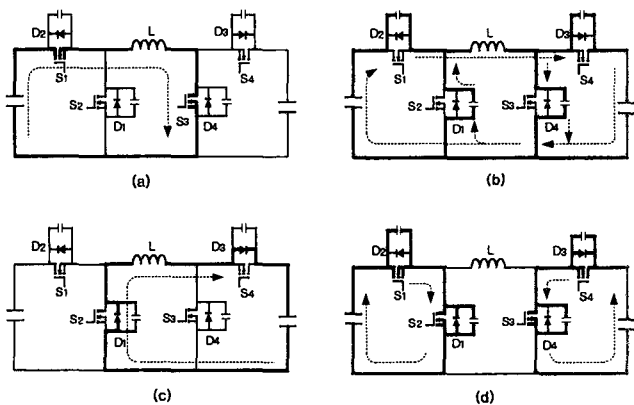


그림 4 모드별 전류경로  
(a) 모드 1 (b) 모드 2 (c) 모드 3 (d) 모드 4  
Fig.4 Current path in each mode  
(a) Mode 1 (b) Mode 2 (c) Mode 3 (d) Mode 4

### 2.3.3 제어 방식

그림 5은 슈퍼 캐피터 전압의 변동에 따라 모드가 구분됨을 보여주고 있다. 즉, 회생제동시에 42V 전기부하로부터 에너지를 회수하여 슈퍼캐패시터 전압이 46V 보다 크게 증가할 경우 역방향으로 전력이 전달되어 슈퍼 캐패시터에 쌓인 에너지를 축전기로 전달에 주어야 한다. 슈퍼 캐패시터의 전압이 42V가 되는 순간 이전 동작이 중지된다. 순방향으로 전력이 전달 될 경우에도 35.5V와 39.5V 사이에서 역방향으로 전력이 전달되는 방식

과 동일하게 동작한다. 이때 모드 구분은 EMS에서 PWM 컨트롤러로 전해지는 적절한 신호에 의해서 결정된다.

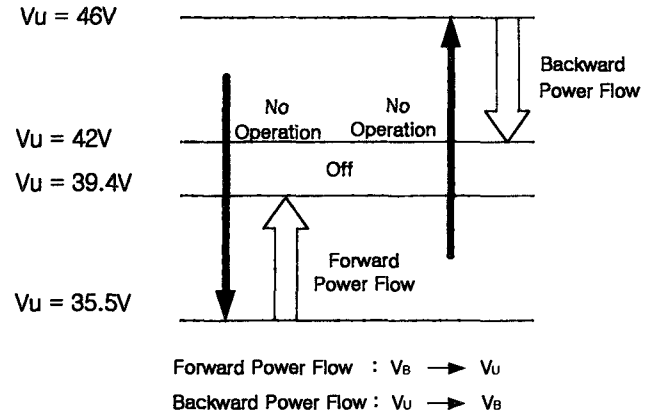


그림 5 슈퍼 캐패시터 전압에 따른 동작 모드 구분  
Fig.5 Operational modes according to voltage of ultra-capacitor

그림 6은 양방향 DC-DC 컨버터의 제어 블럭도를 보여주고 있다. 양방향 DC-DC 컨버터는 EMS에서 나오는 신호에 따라 벡·부스트 동작을 구분한다. 전류 제한을 위해 CSR(Current Sensing Resistor)에서 센싱된 펄스형의 전압이 0.24V보다 커지는 순간 듀티 사이클이 줄어들어 원하는 전류로 제한하게 된다. 스위치  $S_3$ (부스트 모드)와 스위치  $S_2$ (벡 모드)에서 발생하는 전압의 노이즈 형태가 다르기 때문에 필터 주파수가 다르게 되므로 PWM 컨트롤러 KA7552A 두개를 사용하였다. 그리고 UC3715는 상보적인 게이트 구동을 위해 사용되었다. 상보적인 게이트 구동은 스위치 바디 다이오드의 Reverse Recovery 현상을 완화시키기 때문이다.

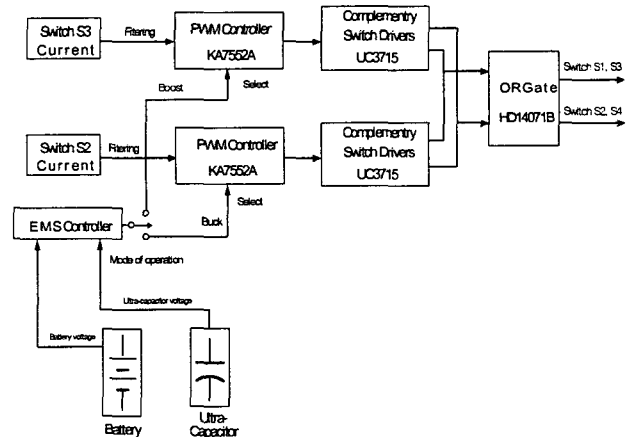
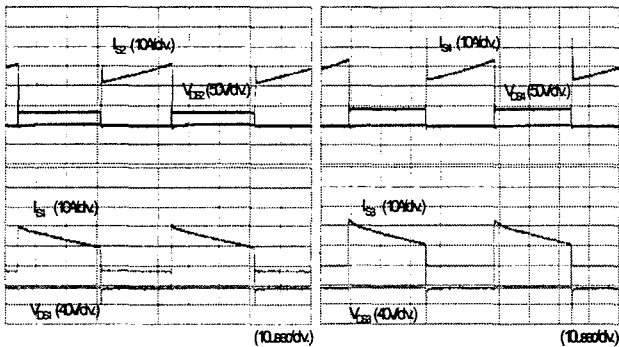


그림 6 양방향 DC-DC 컨버터 제어 블럭도  
Fig. 6 Control block diagram for bi-directional DC-DC converter

### 3. 실험 결과

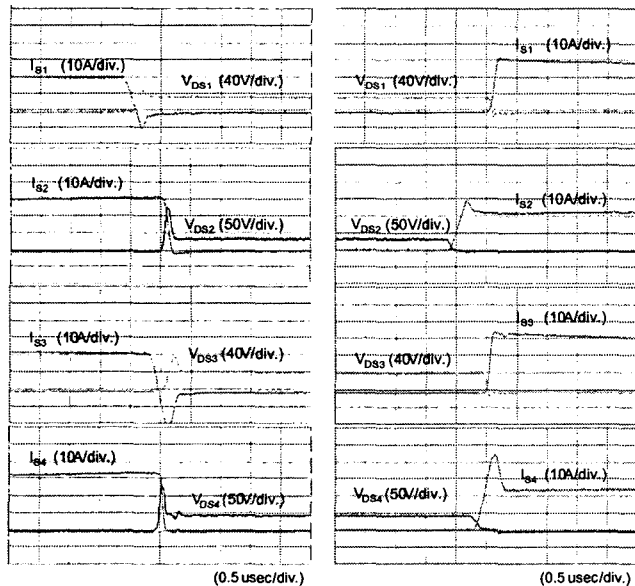
앞에서 제시된 제어방식을 바탕으로 양방향 캐스캐이드 DC-DC 벡-부스트 컨버터를 제작, 실험하였다. 그림 7은 입력전압이 슈퍼 캐패시터( $V_u=45V$ ,  $I_u=13A$ )의 전압이고, 출력전압이 축전지( $V_B=36V$ ,  $I_B=14A$ )의 전압이며 출력전력이 500W일 때 각 스위치( $S_1, S_2, S_3, S_4$ )의 전압, 전류 파형을 보여주고 있다. 그림 8은 그림 7의 파형에서 스위칭 순간을 위에서부터 스위치  $S_1, S_2, S_3, S_4$ 의 순서로 확대하여 나타낸다.



(a)  $S_1, S_2$ 의 측정파형 (b)  $S_3, S_4$ 의 측정파형  
(a) Waveform of  $S_1, S_2$  (a) Waveform of  $S_3, S_4$

그림 7 스위치들의 전압과 전류파형

Fig. 7 Voltage and current waveforms of Switches



(a) 턴 오프 (b) 턴 온  
(a) Turn off (b) Turn on

그림 8  $S_1, S_2, S_3, S_4$ 의 스위칭 파형

Fig. 8 Switching waveform of  $S_1, S_2, S_3, S_4$

각 스위칭 파형에서 전압, 전류가 겹쳐서 스위칭 손실이 발생됨을 보여준다. 하지만, 앞서 살펴본 양방향 DC-DC 세픽 컨버터에 비해 전압 내압이 훨씬 작기 때문에 스위칭 손실이 최소화 될 수 있고, 2.1.2절에서 설명한 42V 시스템의 요구조건도 잘 만족 시킨다.

### 4. 결론

본 논문은 42V 전력 시스템의 하이브리드 에너지 저장장치에서 중요한 역할을 수행하는 500W급 양방향 DC-DC 컨버터의 개발에 관한 것이다. 42V 전력 관리 시스템에 적용 가능한 여러 가지 양방향 DC-DC 컨버터를 비교하였고, 각각의 장단점을 언급하였다. 그중에서 42V 전력 시스템의 하이브리드 에너지 저장장치에 가장 적합한 컨버터를 선정하여 실험을 수행하였다. 선정된 토폴로지의 제안과 제어방식 및 전력소자의 설계와 선정에 대해 기술하였다. 500W급 시제품을 제작하여 실험한 결과 설계기준사양을 잘 만족시키는 것을 알 수 있다. 양방향 DC-DC 컨버터에 관한 연구는 42V 전력 관리 시스템에서 효율적인 에너지 활용에 큰 역할을 하므로 42V 시스템관련 타 연구 분야와 함께 매우 중요하다고 하겠다.

### 참고 문헌

- [1] B. J. Amet, L. P. Haines, "High power DC-to-DC converter for supercapacitors", Proceedings of the IEEE 2001 International Electronic Machines and Drives Conference, Cambridge (MA), pp.985-990
- [2] A. Di Napoli, F. Crescimbeni, S.Rodo, L.Solero, "Multiple input dc-dc power converter for fuel-cell powered hybrid vehicles", Proceeding of the IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference(PESC'02), Vol. 4, pp. 1685-1690.
- [3] P. Barrade, S. Pittet, A. Ruffer, "Energy Storage System Using a Series Connection of Supercapacitors, with an Active Device for Equalizing the Voltage", International Power Electronics Conference (IPEC 2000), Tokyo, Japan.
- [4] R.M. SCHUPBACH, J. C. BALDA "Comparing DC-DC Converters for Power Management in Hybrid Electric Vehicles", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, No. 4, pp. 481-482, 1988, April.
- [5] F. Crescimbeni, F. Capponi, L. Solero, "Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives", Proceedings of the IEEE 1998 13th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, Part 1, Feb 15-19, Anaheim, CA, pp. 287-293