

넓은 입력 전압 범위를 갖는 새로운 비대칭 PWM 방식의 양방향 하프브리지 컨버터

金正根*, 崔世琬†, 朴來寬**, 張西建***

A New Asymmetrical PWM Bidirectional Half Bridge Converter for Wide Input Voltage Range Applications

Jeong-Geun Kim, Se-Wan Choi, Rae-Kwan Park and Seo-Geon Chang

요약

본 논문에서는 새로운 비대칭 PWM 제어 방식의 양방향 하프브리지 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 구조가 간단하고 넓은 듀티 범위를 가지므로 연료전지와 같은 넓은 전압변동을 가지는 응용에 적합하다. 제안한 비대칭 PWM 방식은 기존의 위상각제어 방식에 비해 스위치 및 변압기의 동작전류를 큰 폭으로 낮추었고 ZVZCS와 동기 정류 방식을 적용하여 높은 효율과 전력밀도를 가질 수 있다. 기존 컨버터와의 비교 분석을 수행하였으며 실험을 통해 본 방식의 타당성을 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper a new asymmetrical PWM bidirectional half bridge converter is proposed. The proposed converter has simple structure and wide duty cycle range, and therefore is suitable for applications such as fuel cells which have wide voltage variation. With the proposed asymmetrical PWM method the current rating of switch and transformer is significantly reduced compared to the conventional phase angle control method, and ZVZCS and synchronous rectification can also be achieved. This could result in high efficiency and high power density. The proposed converter is analytically compared to the conventional converter, and the proposed method was validated through the experiment.

Key Words : Fuel cell vehicle, Bidirectional DC-DC converter, Half-bridge converter, Asymmetrical PWM, ZVZCS, Synchronous rectifier

1. 서론

환경오염 및 석유 에너지 고갈에 대한 대책으로 최근 연료전지 자동차에 대한 연구가 활발히 진행되고

있다. 그림 1과 같이 연료전지 자동차의 전기 동력 시스템에는 연료전지와 인버터 사이의 직류 단에 배터리 연결을 위한 양방향 DC-DC 컨버터가 사용되고 있다. 이러한 양방향 컨버터의 2가지 주된 기능은 첫 째, 저전압 배터리를 사용하는 경우 초기 기동 시 양방향 DC-DC 컨버터의 승압 동작으로 배터리를 방전하여 연료전지의 기동에 필요한 주변장치에 전원을 공급하며 둘 째, 연료전지가 동작하는 주행 시나 회생 동작 시에는 양방향 DC-DC 컨버터의 강압 동작으로 배터리를 충전하게 된다. 이와 같은 연료전지 자동차

†교신저자 : 정회원, 서울산업대 제어계측공학과 교수

E-mail : schoi@snut.ac.kr

*정회원, (주)파워프라자 중앙연구소 연구원

**정회원, (주)에이디티 중앙연구소 책임연구원

***정회원, (주)에이디티 연구소장

접수일자 : 2008. 12. 12

1차 심사 : 2009. 2. 20

2차 심사 : 2009. 4. 8

심사완료 : 2009. 4. 22

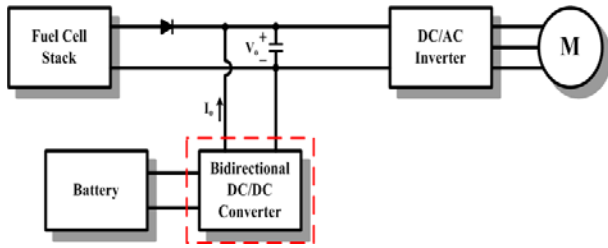


그림 1 연료전지 자동차의 전력변환 시스템
Fig. 1 Power conditioning system of fuel cell vehicles

에 탑재되는 양방향 DC-DC 컨버터는 시스템의 연비와 방열 방식을 고려해 높은 효율을 유지해야 하며 차량 내 제한된 부피를 만족시키기 위해 높은 전력밀도를 가져야 한다. 또한 고신뢰성 및 낮은 생산단가등도 중요한 고려사항이다^[1]. 양방향 컨버터 설계 시 가장 큰 제약조건으로 고전압측은 일반적으로 250V 이상의 높은 전압이 걸리고 저전압측은 12V 배터리를 사용하게 되어 컨버터의 큰 입·출력 전압차와 연료전지의 넓은 전압 (예를 들면, 250V~450V)으로 인해 컨버터의 전압전달비가 20~40배로 매우 크게 요구되는 것이다. 따라서 이와 같이 입·출력 전압 변동이 큰 응용에서는 기존의 풀브리지 및 푸시풀을 기본구조로 하는 양방향 DC-DC 컨버터로는 듀티 범위 제한과 높은 턴비로 승·강압 동작을 만족하는 변압기 턴비 설계가 어렵다^[2,3,4]. 대표적인 위상각 제어 방식의 양방향 컨버터로는 Dual Active Bridge(DAB)^[5] 컨버터가 있다. 이 컨버터는 1·2차측 간의 위상각 차에 의한 전압으로 변압기 누설 인덕터를 이용하여 전력 흐름을 제어하는 방식으로 입·출력전압이 고정되어 있을 때는 넓은 부하 범위에서 1·2차측 모든 스위치가 소프트 스위칭이 가능하고 출력 측에 필터 인덕터를 사용하지 않는 등 구성이 간단한 장점을 가지고 있다. 그러나 입력 전압 변동 폭이 큰 연료전지와 같은 응용에서는 위상각의 변동범위가 증가하게 되어 소프트 스위칭 가능 영역이 감소할 뿐 아니라 무효전력에 의한 전류정격과 입·출력 리플전류가 크게 증가하게 되어 변압기의 VA 정격과 필터 커패시터의 용량이 매우 커지는 단점이 있다. 또한 위상각 제어 방식으로서 Bidirectional Half Bridge(BHB)^[6] 컨버터가 있다. 이 컨버터는 DAB 방식에 비해 소자 수가 적고 입·출력전류 리플이 작지만 전압변동이 큰 연료전지와 같은 응용에서는 이 방식 역시 위상각제어로 인하여 변압기 등 소자의 VA정격이 커진다.

본 논문에서는 새로운 비대칭(Asymmetrical) PWM 제어방식의 양방향 하프브리지 컨버터를 제안한다. 제

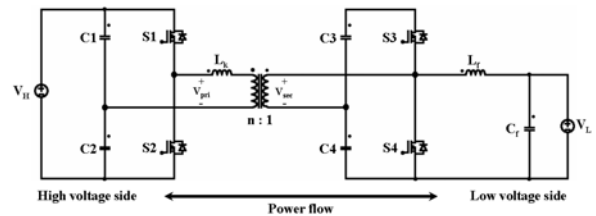


그림 2 제안하는 컨버터
Fig. 2 Proposed converter

안한 컨버터는 양방향 동작 모두 듀티 범위를 0에서 1 까지 사용할 수 있으므로 변압기 턴비 선정을 유연하게 할 수 있어 넓은 전압범위를 갖는 연료전지와 같은 응용에 적합하다. 제안한 PWM 방식은 기존의 위상각 제어 방식에 비해 스위치 및 변압기의 VA정격이 매우 작아지며 양방향 동작 시 스위치의 ZVZCS가 가능하고 동기정류 방식을 적용하여 스위칭 손실 및 도통손실을 감소시킬 수 있어 효율과 전력밀도를 더욱 향상시킬 수 있다.

2. 제안하는 컨버터의 동작 원리

2.1 강압 동작

그림 2에 제안하는 양방향 하프브리지 컨버터를 나타낸다. 강압 동작 시 주요 파형을 그림 3에 나타내는데 이때 고전압 측 스위치로 출력전압을 제어하는 일반적인 방식과 달리 제안하는 방식은 저전압 측 스위치로 출력 전압을 제어한다. 저전압 측 스위치 S3과 S4는 비대칭으로 상보적(Complementary) 스위칭을 하며 고전압 측 스위치 S1은 S3 스위치와 동시에 턴오프를 하고 데드타임 만큼 먼저 턴오프를 한다. 고전압 측 스위치 S2는 S4와 동일한 스위칭을 한다.

제안하는 컨버터의 강압 동작 시 소프트 스위칭 동작을 나타내는 구간별 등가회로를 그림 4에 나타낸다. 각 모드에 대한 동작은 다음과 같다.

■ $t_0 \sim t_1$ (S1 ON, S3 ON)

스위치 S1과 S3가 턴온 일 때 누설 인덕터(L_k)에 전압 $V_{C1} - (V_{C3} \cdot n)$ 가 인가되어 전류는 일정하게 증가하는 기울기를 갖게 된다. 이때 스위치 S3에는 $I_{Lf} - I_{sec}$ 전류가 흐르며 I_{C4} 와 I_{Lf} 같다. 커패시터 C1과 C2의 전압은 다음 식을 만족한다.

$$V_{C1} = V_H \cdot (1 - D) \tag{1}$$

$$V_{C2} = V_H \cdot D \tag{2}$$

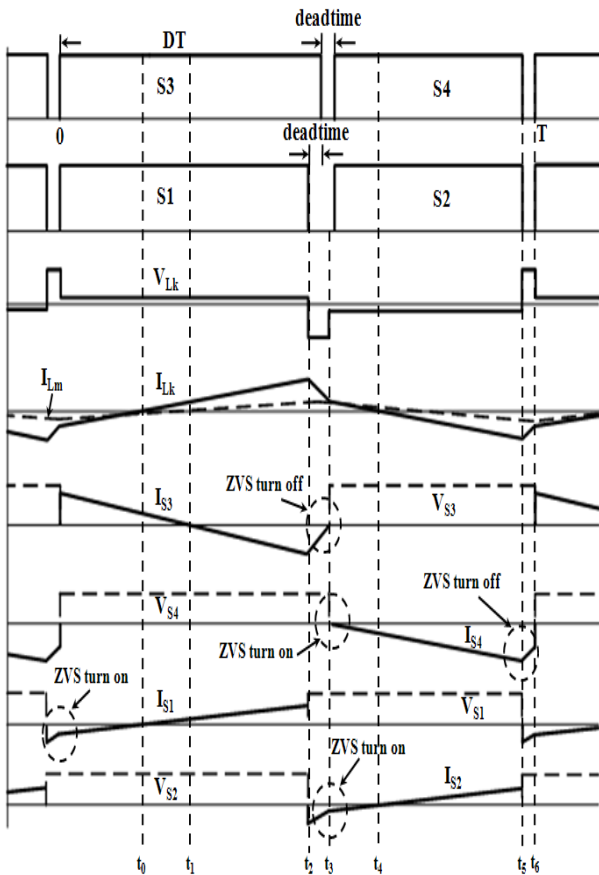


그림 3 제안하는 컨버터의 강압 동작 시 주요 파형
Fig. 3 Key waveforms for step-down operation of the proposed converter

고전압 측 스위치 전압 정격은 식 (1)과 식(2)에 의해 다음과 같이 표현된다.

$$V_{C1} + V_{C2} = V_H \quad (3)$$

커패시터 C3와 C4의 전압은 다음 식과 같다.

$$V_{C3} = \frac{(1-D)}{D} \cdot V_L \quad (4)$$

$$V_{C4} = V_L \quad (5)$$

따라서 저전압 측 스위치 전압 정격은 식 (4)와 식(5)에 의해 벡 컨버터의 전압 전달비와 같은 식 (6)과 같이 표현된다.

$$V_{C3} + V_{C4} = \frac{V_L}{D} \quad (6)$$

■ $t_1 \sim t_2$ (S1 ON, S3 ON)

누설 인덕터에 인가되는 전압은 $t_0 \sim t_1$ 모드와 마찬가지로 누설 인덕터(L_k)에 전압 $V_{C1} - (V_{C3} \cdot n)$ 가 인가되어 전류는 일정하게 증가하며 I_{sec} 또한 계속 증가하여 스위치 S3에는 $I_{sec} - I_{Lf}$ 전류가 흐른다.

■ $t_2 \sim t_3$ (S3 ON)

스위치 S1 턴오프 하면서 아주 짧은 시간 동안 S1의 내부 커패시터는 충전, S2의 내부커패시터는 방전을 한다. 누설 인덕터에 인가되는 전압은 $V_{C2} - (V_{C3} \cdot n)$ 가 인가되어 전류는 급격하게 감소하며 스위치 S3는 ZVS 턴오프 동작을 한다.

■ $t_3 \sim t_4$ (S2 ON, S4 ON)

스위치 S2와 S4가 턴온 되면서 누설 인덕터에 전압 $V_{C2} + (V_{C4} \cdot n)$ 가 인가되어 전류는 일정하게 감소하는 기울기를 갖게 된다. 이때 스위치 S4에는 $I_{Lf} - I_{sec}$ 전류가 흐르며 내부 다이오드로 흐르던 전류가 채널의 역방향으로 흐르는 동기정류 동작과 동시에 ZVS 턴온 동작을 한다. 스위치 S2도 마찬가지로 내부 다이오드로 흐르던 I_{Lk} 전류가 채널로 흐르면서 ZVS 턴온 동작을 한다.

■ $t_4 \sim t_5$ (S2 ON, S4 ON)

누설 인덕터에 전압은 $t_3 \sim t_4$ 모드와 마찬가지로 $V_{C2} + (V_{C4} \cdot n)$ 가 인가되어 전류는 일정하게 증가하며 스위치 S4에는 $I_{Lf} + I_{C4}$ 전류가 흐른다.

■ $t_5 \sim t_6$ (스위치 모두 OFF)

스위치가 모두 턴오프 하면서 아주 짧은 시간 동안 스위치 S2와 S4의 내부 커패시터는 충전, S1과 S3의 내부커패시터는 방전을 한다. 누설 인덕터에 인가되는 전압은 $V_{C1} + (V_{C4} \cdot n)$ 가 인가되어 전류는 급격하게 감소하며 스위치 S4는 ZVS 턴오프 동작을 한다.

그림 3에서 보듯이 고전압 측 스위치는 모두 ZVS 턴온이 이루어지며 저전압 측 스위치 S3은 ZVS 턴오프, S4는 동기정류 및 ZVS 턴온과 턴오프가 이루어지는 것을 알 수 있다. 따라서 모든 스위치에서 ZVS 및 동기정류 동작을 하므로 스위치 손실을 크게 줄일 수 있다. 또한 기존의 비대칭 상보적 스위칭을 하는 하프 브리지^[7]는 변압기의 전류 불균형으로 인해 자화인덕터 직류 오프셋(DC-offset)이 발생하여 변압기가 쉽게 포화하는 문제가 있다. 하지만 제안하는 컨버터는 커

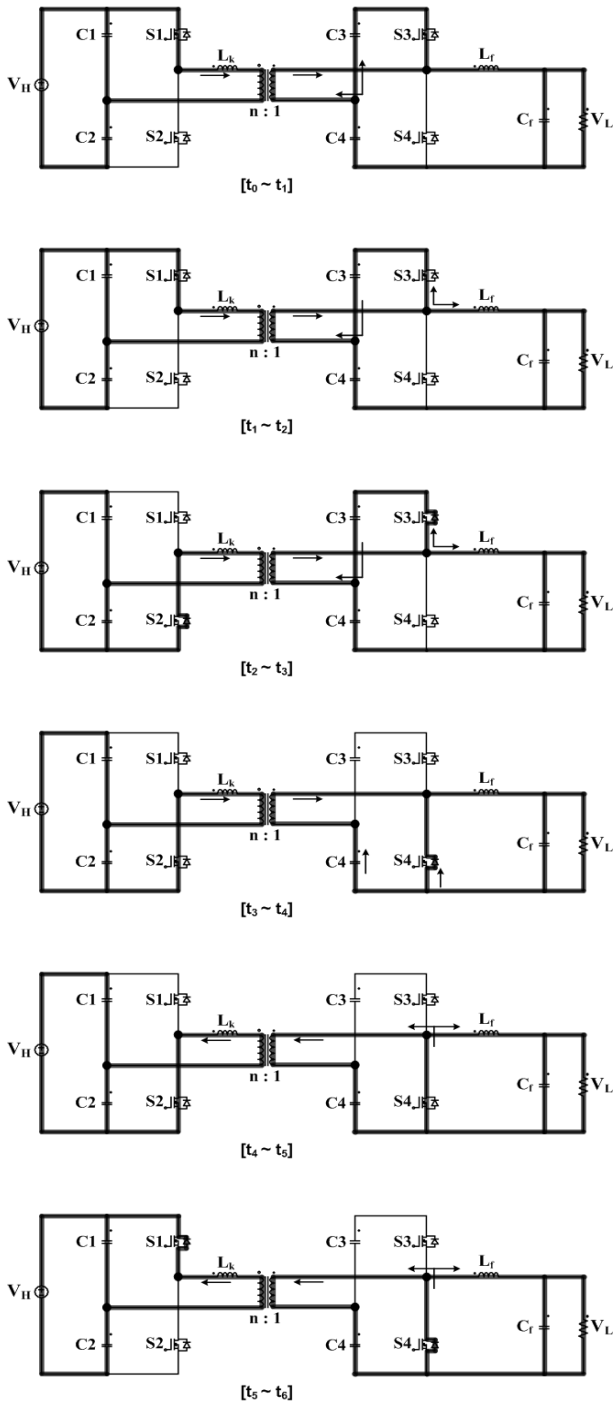


그림 4 강압 동작 모드
Fig. 4 Step-down operation modes

패시터 C1과 C2, C3와 C4의 흐르는 전류의 평균값이 정상상태에서 0A라는 사실로부터 $I_{pri}=0A$, $I_{sec}=0A$ 이므로 $I_{Lm}=0A$ 가 된다. 따라서 자화인덕터에 직류 오프셋이 발생하지 않는다.

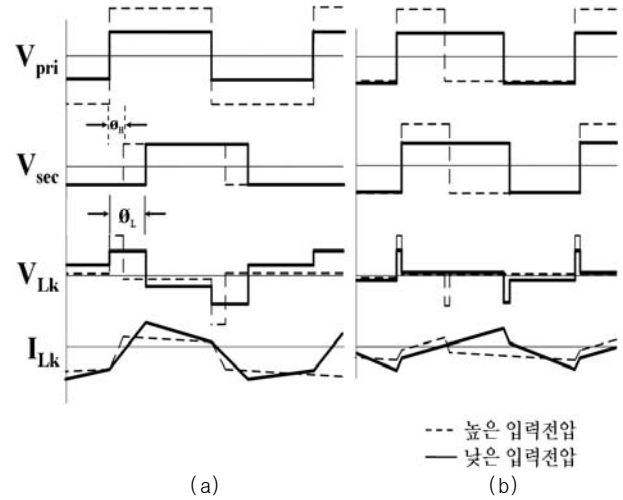


그림 5 입력전압 변동에 따른 강압 동작 시 주요 파형
(a) 기존 위상각 제어^[6] (b) 제안하는 비대칭 PWM 제어
Fig. 5 Key waveforms for step-down operation according to input voltage variation (a) conventional phase angle control^[6] (b) proposed asymmetrical PWM control

그림 5에 입력전압이 변동할 때 기존의 위상각제어 방식과 제안하는 비대칭 PWM 방식의 주요파형을 보여준다. 그림 5(a)에서 기존의 위상각 제어 방식은 입력 전압이 낮아지면 위상각이 θ_H 에서 θ_L 로 증가하여 누설 인덕터에 인가되는 전압의 면적이 증가하므로 전류 리플이 증가하여 저전압 측 스위치 정격이 커져 입력 전압 변동이 큰 응용에는 부적합하다. 그림 5(b)의 제안하는 PWM 스위칭 방식은 변압기 누설 인덕터에 데드타임 동안 전압이 인가되므로 전류 리플이 작아진다. 따라서 제안하는 방식은 변압기의 VA 정격과 스위치의 전류정격을 작게 할 수 있다.

2.2 승압 동작

승압 동작 시 주요파형을 그림 6에 나타낸다. 상·하측 스위치 S3, S4는 비대칭 상보적 스위칭으로 출력 전압을 제어한다. 제안하는 컨버터의 승압 동작 시 소프트 스위칭 동작을 나타내는 구간별 등가회로를 그림 7에 나타낸다. 각 모드에 대한 동작은 다음과 같다.

■ $t_0 \sim t_1$ (S2 ON, S4 ON)

스위치 S4가 턴온 일 때 누설 인덕터에 전압 $V_{C4}+(V_{C2}/n)$ 가 인가되어 전류는 일정하게 감소하는 기울기를 갖게 된다. 이때 스위치 S4에는 $I_{Lf} + I_{Lk}$ 전류가 흐른다. 커패시터 C3는 다음 식을 만족하며 C4는 식 (5)와 같다.

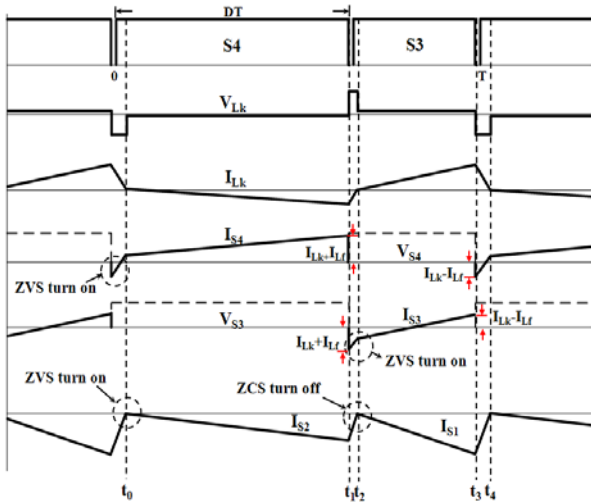


그림 6 제안하는 컨버터의 승압 동작 시 주요 파형
Fig. 6 Key waveforms for step-up operation of the proposed converter

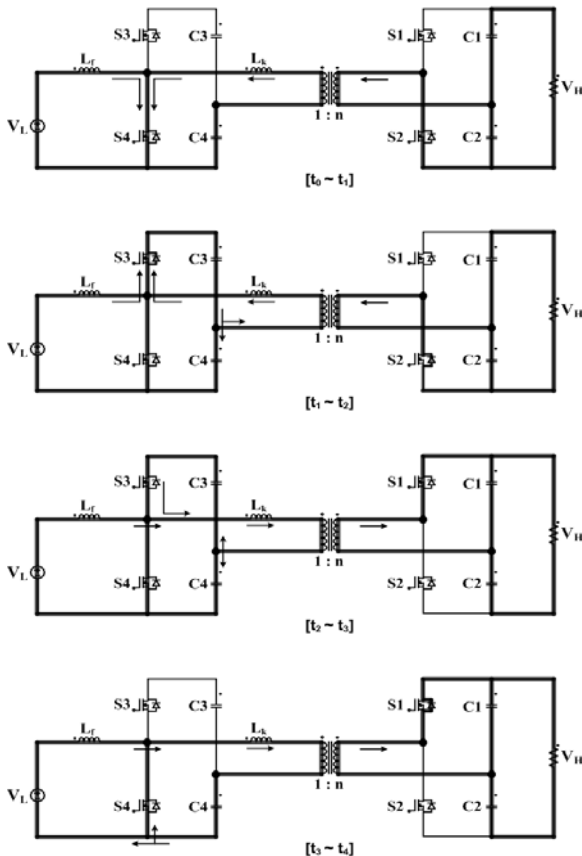


그림 7 승압 동작 모드
Fig. 7 Step-up operation modes

$$V_{C3} = \frac{D}{1-D} \cdot V_L \quad (7)$$

따라서 저전압 측 스위치 전압 정격은 부스트 컨버터의 전압 전달비와 같은 식 (8)과 같이 표현된다.

$$V_{C3} + V_{C4} = \frac{V_L}{1-D} \quad (8)$$

커패시터 C1과 C2의 전압은 식 (1)과 식 (2)와 같으므로 고전압 측 스위치 전압 정격은 식 (3)과 같다.

■ $t_1 \sim t_2$ (데드타임 구간, S1 ON, S3 ON)

스위치 S4 턴오프 하면서 아주 짧은 시간 동안 스위치 S4의 내부 커패시터는 충전, S3의 내부커패시터는 방전을 한다. 누설 인덕터에 인가되는 전압은 $V_{C3} - (V_{C4}/n)$ 가 인가되어 전류는 급격하게 증가하며 스위치 S3의 내부 다이오드로 흐르던 전류가 채널의 역방향으로 흐르는 동기정류방식으로 동작하며 ZVS 턴 온 동작을 한다. 스위치 S2는 동기정류 동작을 하고 ZCS 턴오프 동작으로 역방향 회복으로 인한 전압 서지가 없는 특성을 가지고 있다.

■ $t_2 \sim t_3$ (S1 ON, S3 ON)

누설 인덕터에 전압 $V_{C3} - (V_{C1}/n)$ 가 인가되어 전류는 일정하게 증가하며 스위치 S3에는 $I_{Lk} - I_{Lf}$ 전류가 흐른다.

■ $t_3 \sim t_4$ (데드타임 구간, S2 ON, S4 ON)

스위치 S3 턴오프 하면서 아주 짧은 시간 동안 스위치 S3의 내부 커패시터는 충전, S4의 내부커패시터는 방전을 한다. 누설 인덕터에 인가되는 전압은 $V_{C4} + (V_{C1}/n)$ 가 인가되어 전류는 급격하게 감소하며 스위치 S4의 내부 다이오드로 흐르던 전류가 채널의 역방향으로 흐르는 동기정류방식으로 동작하며 ZVS 턴 온 동작을 한다. 스위치 S1은 동기정류 동작을 하고 ZCS 턴오프 동작으로 전압 서지가 없다.

그림 6에서 보듯이 저전압 측 스위치는 모두 ZVS 턴온이 이루어지며 고전압 측 스위치 모두 동기정류 및 ZVS 턴온과 ZCS 턴오프가 이루어지는 것을 알 수 있다. 따라서 스위치 손실을 크게 줄일 수 있다. 또한 승압 동작도 강압 동작과 마찬가지로 커패시터 C1과 C2, C3와 C4의 평균 전류가 0이므로 자화인덕터에 직류 오프셋이 발생하지 않는다. 제안하는 컨버터의 승·강압 동작 시 스위칭 특성을 표1에 정리하였다.

표 1 제안하는 컨버터 스위칭 특성
Table 1 Switching characteristics of the proposed converter

| | S1 | S2 | S3 | S4 |
|-------|------------------------|------------------------|----------|--------------------|
| 강압 동작 | ZVS 턴온 | ZVS 턴온 | ZVS 턴 오프 | ZVS 턴온 및 턴오프, 동기정류 |
| 승압 동작 | ZVS 턴온 및 ZCS 턴오프, 동기정류 | ZVS 턴온 및 ZCS 턴오프, 동기정류 | ZVS 턴온 | ZVS 턴온 |

3. 기존 컨버터와의 비교

기존의 위상각제어 방식의 컨버터와 본 논문에서 제안한 비대칭 PWM 방식의 컨버터를 다음의 동일한 사양으로 양방향 동작을 모두 고려한 최대 전압·전류의 경우로 설계한 후 주요소자의 정격을 표 2에서 비교하였다.

- V_H : 240~450V • V_L : 12V • Power: 3.5kW
- f_s : 60kHz • ΔI_{in} : 3% • ΔV_{out} : 1%
- L_k : 2.5uH • L_f : 20uH • C_f : 50uF

표2에서 보듯이 제안하는 컨버터의 고전압 스위칭 전류 정격은 기존 컨버터 보다 높지만 대전류 측인 저전압 스위칭 전류 정격에서 크게 감소하므로 총 도통손실은 크게 감소한다. 또한 제안하는 방식의 변압기 턴비는 9 : 1로 위상제어 방식보다 매우 작고 kVA정격도 기존 컨버터의 약 60% 로 상당히 감소되었음을 알 수 있다. 이는 제안한 방식은 기존의 방식과 달리 입력전압 변동에 따른 듀티비의 변동에 대하여 전류가 크게 증가하지 않기 때문이다. 표 2의 3.5kW급으로 설계된 소자를 바탕으로 제안한 컨버터와 기존 컨버터의 강압 동작 시 이론적 효율을 계산하여 그림 8에 나타낸다. 계산 시 스위치의 스위칭손실 및 도통손실, 마그네틱 소자의 동손 및 철손, 커패시터 ESR등 손실을 고려하였다. 제안하는 컨버터의 효율이 전 부하 영역에서 높은 것으로 나타나는데 이는 제안한 방식이 손실의 큰 비중을 차지하는 2차측 스위치의 ZVZCS 동작으로 스위칭 손실 및 도통 손실 측면에서 모두 유리하기 때문이다.

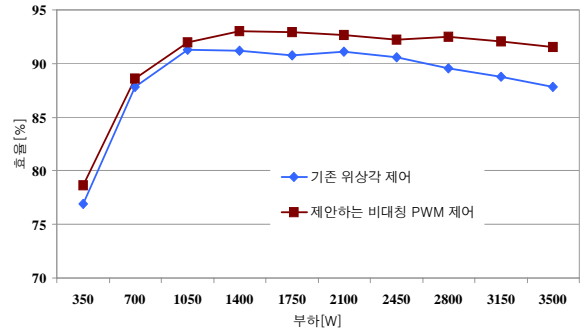


그림 8 계산 효율 비교(강압 동작)
Fig. 8 Calculated Efficiency comparison (step-down operation)

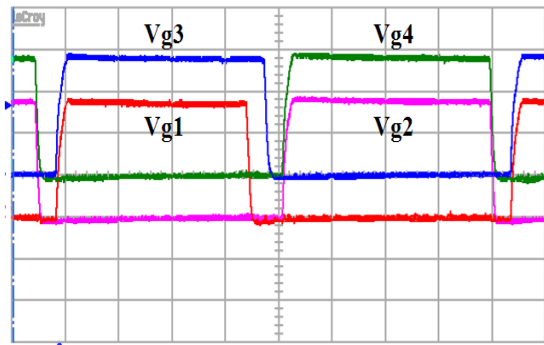
4. 실험결과

제안하는 컨버터를 다음의 사양으로 제작한 후 동작을 검증 하였다.

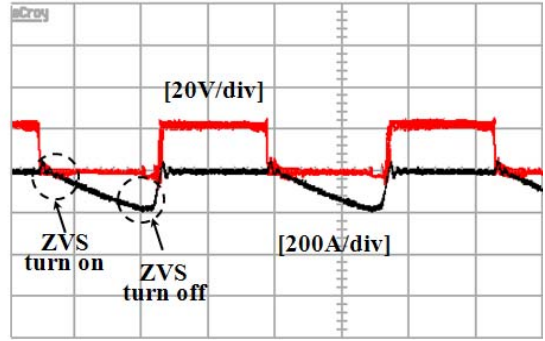
- V_H : 240V • V_L : 12V • Power: 1kW • f_s : 60kHz

표 2 소자 정격 비교
Table 2 Component rating comparison

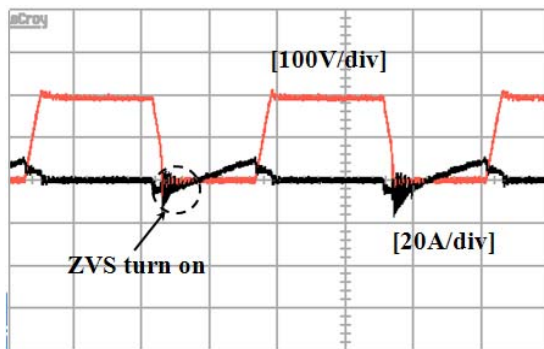
| | | 기존의 위상각제어 ^[6] | 제안하는 비대칭 PWM 제어 | |
|-----------|--------------------|--------------------------|-----------------|---------|
| 고전압 측 스위치 | V_{pk} | 450 V | 450 V | |
| | I_{rms} (S1, S2) | 25 A, 20 A | 38 A, 27 A | |
| 저전압 측 스위치 | V_{pk} | 28 V | 35 V | |
| | I_{rms} (S3, S4) | 370 A, 460 A | 80 A, 350 A | |
| 보조 커패시터 | 커패시턴스 (C3, C4) | 5 mF | 1.5 mF | |
| 변압기 | 턴 비 | | 15 : 1 | 9 : 1 |
| | 1차측 | V_{rms} | 130 V | 120 V |
| | | I_{rms} | 38.8 A | 37.4 A |
| | 2차측 | V_{rms} | 22.7 V | 15 V |
| | | I_{rms} | 462 A | 335.6 A |
| | kVA | | 7.7 kVA | 4.7 kVA |



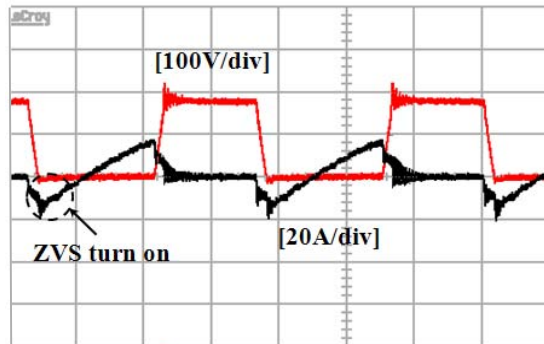
(a)



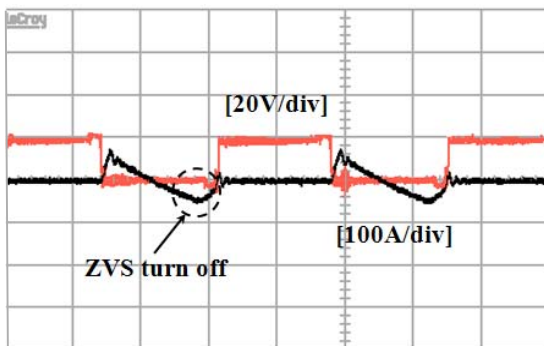
(e)



(b)



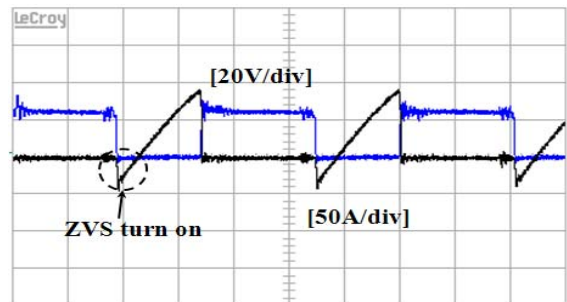
(c)



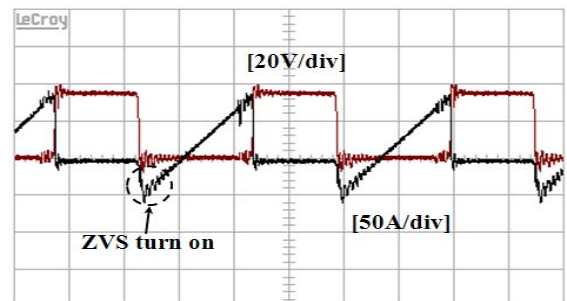
(d)

그림 9 실험파형(강압 동작) (a) 게이트 신호 (b) 스위치 S1 전압과 전류 파형 (c) 스위치 S2 전압과 전류 파형 (d) 스위치 S3 전압과 전류 파형 (e) 스위치 S4 전압과 전류 파형

Fig. 9 Experimental waveforms (step-down operation) (a) Gate signal (b) voltage and current waveforms of switch S1 (c) voltage and current waveforms of switch S2 (d) voltage and current waveforms of switch S3 (e) voltage and current waveforms of switch S4



(a)



(b)

그림 10 실험파형(승압 동작) (a) 상측 스위치 전압과 전류 파형 (b) 하측 스위치 전압과 전류 파형

Fig. 10 Experimental waveforms (step-up operation) (a) voltage and current waveforms of upper switch (b) voltage and current waveforms of lower switch

그림 9(a)는 강압 동작 시 제안하는 비대칭 상보적 스위칭을 나타내며 그림 9(b), 9(c), 9(d), 9(e)는 각 스위치의 전압 및 전류 파형이다. 이들 파형에서 보듯이 그림 3에 나타난 소프트 스위칭과 동기정류 동작을 만족하는 것을 알 수 있다. 그림 10(a)와 (b)는 각각 승압 동작 시 상측스위치와 하측 스위치의 ZVS 턴온 동작을 나타내는 실험파형이다.

5. 결 론

본 논문에서는 연료전지 자동차 응용에 적합한 양방향 하프브리지 컨버터를 제안하였다. 제안한 컨버터는 새로운 비대칭 PWM 방식에 의해 기존의 위상각제어 방식과 달리 스위치 및 변압기의 VA정격이 매우 작아지며 양방향 동작 시 스위치의 ZVZCS가 가능하고 동기정류 방식을 적용하여 스위칭 손실 및 도통손실을 감소시킬 수 있어 효율과 전력밀도 측면에서 기존 방식에 비해 우수하다. 또한 넓은 듀티 범위를 가지므로 연료전지와 같은 넓은 전압변동을 가지는 응용에 적합하다. 제안하는 양방향 하프브리지 컨버터의 동작원리와 기존 방식과의 비교 분석을 수행하였으며 1kW급 시작품으로 제안한 방식의 타당성을 검증하였다.

이 논문은 에너지관리공단의 연구비 지원에 의하여 연구되었음(관리번호:2006-E-TR11-P-110-000)

참 고 문 헌

[1] 최세완, “특집 : 대체에너지 발전시스템에서의 전력전자 기술 - 연료전지 발전시스템에서의 전력전자기술”, *전력전자학회지*, 제6권, 제1호, pp. 30-36, 2003. 8.

[2] 조진상, 정상민, 이진희, 최세완, 한수빈, “연료전지자동차에서 연료이용률과 연료전지 내구성 향상을 위한 양방향 DC-DC 컨버터의 제어기법”, *전력전자학회 논문지*, 제10권, 제5호, pp. 428-435, 2005. 10.

[3] J.Lee, J.Jo, M.Jang, S.Choi, S Han, “A 10kW SOFC Low Voltage Battery Hybrid Power Conditioning System for Residential Use”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 21, pp. 575-585, 2006, June.

[4] Yamamoto, K. Hiraki, E. Tanaka, T. Nakaoka, M. Mishima, T., “Bidirectional DC-DC Converter with Full-bridge Push-pull circuit for Automobile Electric Power Systems”, *IEEE PESC*, Vol. 27, No. 1, pp. 63-73, 2006, Jan./Feb.

[5] Kheraluwala, M.N. Gascoigne, R.W. Divan, D.M. Baumann, E.D., “Performance characterization of a high-power dual active bridge DC to DC converter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, Issue 6, pp. 1294-1301, 1992, Nov.

[6] Peng F.Z, Hui Li, Gui-Jai Su, Lawler J.S, “A New ZVS Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell and Battery Application”, *IEEE Transactions on Power Electron*, Vol. 19, pp. 54-65, 2004, Jan.

[7] Eberle, W., Yongtao Han, Yan-Fei Liu, Sheng Ye, “An overall study of the asymmetrical half bridge with unbalanced transformer turns under current mode control”, *IEEE APEC*, Vol. 2, pp. 1083-1089, 2004.

저 자 소 개



김정근(金正根)

1980년 4월 5일생. 2006년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 2009년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 현재 (주)파워프러자 중앙연구소 연구원.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공학). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 교수. 2006년~현재 IEEE Transactions on Power Electronics 편집위원. 당 학회 국제이사.



박래관(朴來寬)

1970년 1월 10일생. 1992년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~1999년 (주)LG산전 중앙연구소 선임연구원. 2000년~현재 (주)에이디티 중앙연구소 책임연구원



장서건(張西建)

1963년 8월 15일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년~1999년 LG산전 책임연구원. 1999년~현재 (주)에이디티 연구소장