

낮은 변압기 턴비를 갖는 고승압·대전력용 3상 ZVS DC-DC 컨버터

金准勤*, 朴讚洙**, 崔世琬†, 朴可雨***

Three-Phase ZVS DC-DC Converter with Low Transformer Turn Ratio for High Step-up and High Power Applications

Joon-Geun Kim, Chan-Soo Park, Se-Wan Choi, and Ga-Woo Park

요 약

제안하는 컨버터는 부스트 하프브리지-전압 더블러를 각각 병렬-직렬로 연결하여 출력전력 및 출력전압을 증대시키므로 고승압 대전력 응용에서 소자의 선정이 용이하다. 특히 고주파변압기 턴 비를 작게 할 수 있고 DC 오프셋이 제거되어 최적의 변압기 설계가 가능하며, 3개의 코어로 전력이 분배되어 Low Profile 및 열 분산에 유리하다. 제안하는 컨버터는 전 영역(0 ~ 1)의 듀티 사용으로 스타트업 및 추가의 클램프회로가 필요 없으며 입력전압 변동이 큰 응용에 적합하다. 또한 넓은 듀티영역에서 스위치의 ZVS 턴온과 다이오드의 ZCS 턴온·턴오프가 성취되므로 고효율을 달성할 수 있다. 제안하는 컨버터를 5 kW급 시작품으로 검증하였다.

ABSTRACT

The proposed converter has easy device selection for high step-up and high power applications since boost half bridge and voltage doubler cells are connected, respectively, in parallel and series in order to increase output power and voltage. Especially, optimized design of high frequency transformers is possible owing to reduced turn ratio and eliminated dc offset, and distributed power through three cores is beneficial to low profile and thermal distribution. The proposed converter does not necessitate start-up circuit and additional clamp circuit due to the use of whole duty range between 0 and 1 and is suitable for applications with wide input voltage range. Also, high efficiency can be achieved since ZVS turn on of switches are achieved in wide duty cycle range and ZCS turn on and off of diodes are achieved. The proposed converter was validated through 5 kW prototype.

Key Words : Three-phase DC-DC converter, Active-clamping, Soft-switched, Boost-half-bridge, Voltage doubler, High step-up, Fuel cells

1. 서 론

최근 연료전지발전, 태양광발전, 하이브리드 자동차, UPS 등의 응용분야에서 절연형 DC-DC 컨버터의 필요성이 증대되고 있으며 이와 함께 요구되는 전력도 증대되고 있는 추세이다. 기존의 풀브리지, 하프브리지, 푸시폴 등의 토폴로지를 이러한 대전력에 적용하는 경우 소자의 전류부담이 크고 적절한 소자의 선정이 어렵게 된다. 특히 저전압 대전류의 응용에서는 고승압의 DC-DC 전력변환이 요구된다. 이같이 전력이 증대

*교신저자 : 정회원, 서울과학기술대 제어계측공학과 교수

E-mail : schoi@seoultech.ac.kr

**정회원, 카오 뉴에너지(주) 선행기술연구소 연구원

***정회원, 서울과학기술대 제어계측공학과 석사과정

접수일자 : 2010. 12. 14

1차 심사 : 2011. 2. 9

심사완료 : 2011. 3. 4

됨에 따라 최근 대전력의 응용에 적합한 3상 DC-DC 컨버터가 제안되었다^[1~7]. 3상 DC-DC 컨버터는 단상 DC-DC 컨버터에 비해 전류정격이 감소되어 소자 선정이 용이하고, 인터리빙 동작으로 입출력 수동 필터의 크기가 작아지며 변압기의 부피를 저감하는 장점을 갖는다.

Dual Active Bridge 컨버터^[1]는 1차측과 2차측이 동일한 구조를 가지며 이들의 위상차를 이용하여 에너지 전달 및 전압조정을 한다. 1, 2차측 스위치 모두 소프트 스위칭이 가능하다. 그러나 이 방식은 위상차가 큰 경우 무효전류가 커져 입력변동이 큰 응용에는 적합하지 않다. 승압형 3상 전압원 컨버터로서 V6 컨버터^[2]가 제안되었는데 3상의 고주파변압기를 Δ -Y 결선하여 턴비를 반으로 줄여 전압원의 단점인 높은 턴비의 문제를 해결하였다. 하지만 스위치의 수가 많고 다이오드에 서지전압을 막기 위해 클램프가 필요하므로 이에 따른 손실이 발생한다.

전압원 방식에 비해 전류원 방식^[3~7]은 입력전류의 리플이 작고 변압기의 턴비가 낮아 승압응용에 유리하다. 전류원 3상 풀브리지 DC-DC 컨버터^[3]는 전류원의 장점인 작은 입력전류 리플 및 높은 승압비의 특징을 가지며 1차측의 능동클램프 회로는 누설인덕터에 의한 서지를 클램핑하는 것은 물론 스위치의 ZVS 도 가능케 하는 장점이 있다. 그러나 클램프스위치가 메인스위치의 6배 주파수로 스위칭해야 하므로 메인스위치의 스위칭주파수를 제한하게 되는 단점이 있다. 또한 하프브리지^[4~5] 및 푸시풀^[6~7]을 기본 토폴로지로서 하는 전류원 3상 컨버터가 제안되었는데 이들을 수동클램프 방식^[4,6] 및 능동클램프 방식^[5,7]으로 나눌 수 있다. 수동클램프 방식은 스위치의 수가 적고 동작이 간단한 장점이 있으나 누설인덕터에 의한 서지를 억제하기 위한 수동클램프 손실이 매우 커서 대전력의 응용에서 고효율을 얻기 어렵다. 능동클램프 방식은 스위치의 수는 증가하나 능동클램프의 역할을 하는 스위치에 의해 ZVS도 성취되므로 대전력 응용에서 고효율을 기대할 수 있다.

본 논문에서는 부스트 하프브리지와 전압더블러를 기본 셀로 하여 1차측에 부스트 하프브리지를 병렬 연결하여 전력을 증대시키고, 2차측에 전압더블러를 직렬로 연결하여 출력전압을 증대시키는 방식으로 구성되므로 고승압 대전력의 전력변환에 더욱 적합한 3상 DC-DC 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 아래와 같은 특징을 갖는다.

- 변압기 턴비가 낮아 누설 인덕터를 작게 할 수 있

고 3대의 변압기로 전력이 분산되어 코어 선정, Low Profile 및 열 분산에 용이하다.

- 대전류측 스위치의 전류정격 및 고전압측 다이오드의 전압정격이 낮아져 소자선정이 용이하다.
- 모든 스위치의 ZVS 턴오프와 다이오드의 ZCS 턴온·턴오프의 성취가 가능하다.
- $0 < D < 1$ 의 전 듀티 영역을 사용하므로 넓은 입력 범위의 응용에 적합하며 스타트업 및 추가의 클램프회로가 필요 없다.
- CCM 인터리빙으로 입력 전류 리플이 매우 작다.
- 전압 더블러의 사용으로 변압기의 DC 오프셋 및 순환전류가 없다.

2. 제안하는 3상 DC-DC 컨버터

제안하는 컨버터는 그림 1에서 보듯이 3개의 필터 인덕터, 6개의 MOSFET 스위치, 2개의 클램프 커패시터, 3개의 고주파 변압기, 그리고 직렬 연결된 3대의 전압 더블러로 구성되어 있다. 저전압 측 각 레그는 그림 2와 같이 서로 120°의 위상차로 인터리빙하여 전류 리플을 감소시킨다. 또한 각 레그의 상·하측 스위치는 비대칭으로 출력전압을 제어하고 상보적 스위칭에 의해 변압기의 누설 인덕터와 스위치의 내부 커패시터를 이용하여 자연스럽게 ZVS를 성취할 수 있다. 고전압 측은 전압 더블러를 직렬로 구성하여 승압비를 상승시킨다. 변압기의 누설 인덕터를 고려하지 않은 일반적인 전압전달비식은 다음과 같다.

$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{3 \cdot n}{1-D} \tag{1}$$

여기서, $n = N_s/N_p$ 임. 기존의 방식에 비해 전압전달비가 3배 크므로 변압기 턴수를 줄일 수 있고 변압기 누설인덕턴스와 동손을 줄일 수 있다.

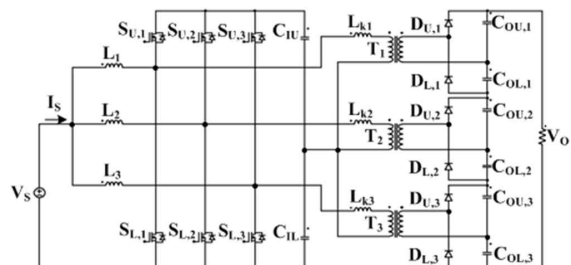


그림 1 제안하는 컨버터의 회로구성
Fig. 1 Circuit configuration of the proposed converter

2.1 제안하는 컨버터의 동작원리

제안하는 컨버터의 주요파형과 동작원리를 각각 그림 2와 그림 3에 나타내었다. 동작설명의 단순화를 위해 입력 필터의 크기는 충분히 커서 일정한 전류원으로 가정하고 클램프 커패시터와 출력 커패시터도 충분히 커서 일정한 전압원으로 가정한다. 클램프 커패시터와 출력 커패시터의 전압은 다음과 같다.

$$V_{CIU} = \frac{D}{1-D} \cdot V_S, \quad V_{CIL} = V_S \quad (2)$$

$$V_{COU,1} = V_{COU,2} = V_{COU,3} = \frac{V_O}{3} \cdot D \quad (3)$$

$$V_{COL,1} = V_{COL,2} = V_{COL,3} = \frac{V_O}{3} \cdot (1-D) \quad (4)$$

구간1 [t₁~t₂]

스위치 S_{L,1}, S_{U,2}, S_{U,3}이 턴온 상태이고 누설 인덕터 L_{kl} 양단에 전압이 식 (5)와 같이 인가되고 전류는 음의 방향으로 증가하는 기울기를 갖게 된다. 이 때 S_{L,1}의 전류는 증가하게 되고 스위치 전류는 I_{SL,1} = I_{L1}+I_{Lkl}가 흐르게 된다. 스위치 양단의 전압은 클램프 커패시터 전압 V_{CIU}+V_{CIL}이 인가된다.

$$V_{Lk1} = -V_S + \frac{V_O \cdot (1-D)}{3 \cdot n} \quad (5)$$

구간2 [t₂~t₃]

데드타임 구간으로 t₂에서 S_{L,1}이 턴오프 되면서 S_{L,1}과 S_{U,1}의 내부 커패시터는 I_{L1}+I_{Lkl}의 전류로 각각 충·방전을 하게 된다. 이 때 변압기의 누설 인덕터에는 식(6)과 같은 전압이 인가되어 I_{Lkl}이 감소하여 고전압측 i_{DL,1}도 감소하게 된다. 내부 캐패시터 충·방전이 완료되면 S_{L,1}으로 흐르던 전류는 S_{U,1}의 내부 다이오드를 통해 흐르게 되어 ZVS 턴온을 성취한다.

$$V_{Lk1} = \frac{D}{1-D} \cdot V_S + \frac{V_O \cdot (1-D)}{3 \cdot n} \quad (6)$$

구간3 [t₃~t₄]

S_{U,1}에 게이트 신호가 인가되어 S_{U,1}의 내부 다이오드로 흐르던 전류가 채널의 역방향으로 흐르는 동기정류방식으로 동작한다. 누설 인덕터에는 여전히 식(6)의 전압이 인가되어 I_{Lkl}이 0까지 감소하여 고전압측 D_{L,1}은 ZCS 턴오프를 성취하게 된다.

구간4 [t₄~t₅]

누설 인덕터 L_{kl} 양단 전압이 식 (7)과 같이 인가되고 전류는 양의 방향으로 완만한 기울기로 증가하고 고전압측 D_{U,1}도 동일한 기울기로 증가한다. I_{Lkl}가 서서히 증가하여 I_{L1}전류와 같아지면 동기정류방식으로 동작하던 S_{U,1}의 전류도 0이 된다.

$$V_{Lk1} = \frac{D}{1-D} \cdot V_S - \frac{V_O \cdot D}{3 \cdot n} \quad (7)$$

구간5 [t₅~t₆]

S_{U,1} 채널의 역방향으로 흐르던 전류가 0이 된 후 계속 증가하여 S_{U,1}의 정방향으로 흐르게 되고 누설 인덕터 L_{kl}의 전류는 계속해서 증가한다.

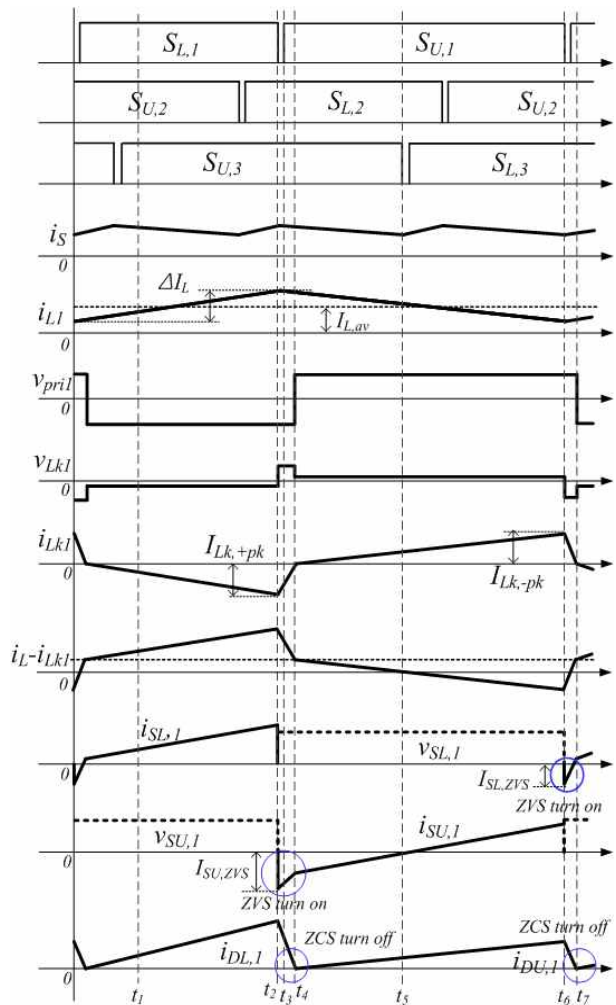


그림 2 제안하는 컨버터의 주요파형
Fig. 2 Key waveforms of the proposed converter

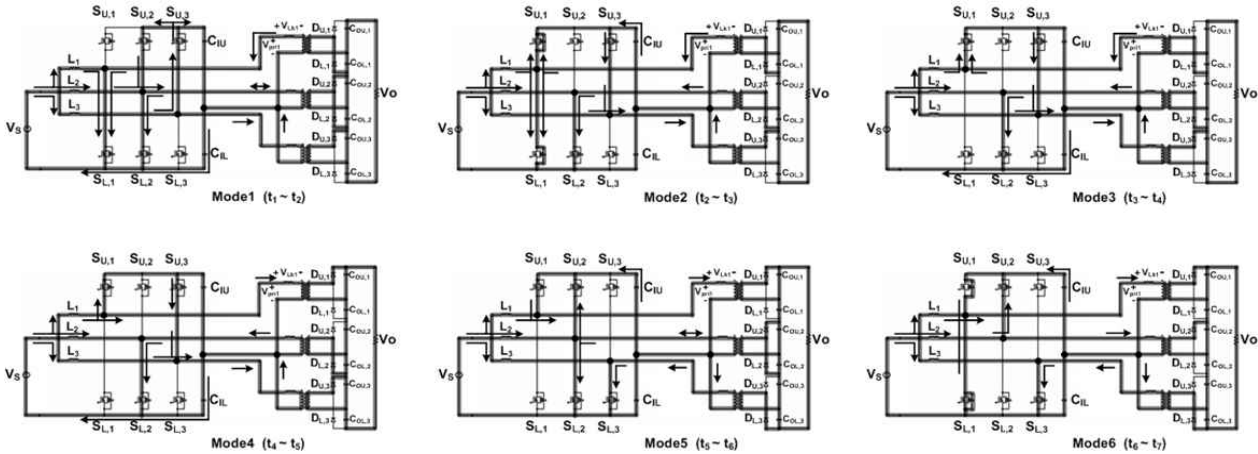


그림 3 제안하는 컨버터의 동작원리
Fig. 3 Operation modes of the proposed converter

구간6 [t6~t7]

S_{U,1}이 턴오프 되면서 구간2와 마찬가지로 S_{L,1}과 S_{U,1}의 내부 커패시터가 I_{L1}-I_{Lk1} 전류로 각각 충·방전을 하게 된다. 이 때 변압기의 누설 인덕터에는 식(8)과 같은 전압이 인가되어 I_{Lk1}이 감소하여 고전압측 i_{DL,1}도 감소하게 된다. 내부 캐패시터 충·방전이 완료되면 S_{U,1}으로 흐르던 전류는 S_{L,1}의 내부 다이오드를 통해 흐르게 되어 ZVS 턴온을 성취한다. 누설 인덕터 전류 I_{Lk1}이 0까지 감소함에 따라 고전압측 D_{U,1}은 ZCS 턴오프를 성취하게 된다.

$$V_{Lk1} = -V_S - \frac{V_O \cdot D}{3 \cdot n} \quad (8)$$

2.2 전압전달비

변압기의 누설 인덕턴스를 고려한 실제적인 전압전달비식은 식 (9)와 같다.

$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{D^2(1-D)}{\frac{((2D-1)^2 + 1) \cdot L_k f_s \cdot N_s}{N_p \cdot R_O} + \frac{D^2(1-D)^2 \cdot N_p}{N_s} \frac{1}{3}} \quad (9)$$

식 (9)를 이용하여 변압기의 누설 인덕턴스와 주파수를 파라미터로 하는 전압전달비 그래프를 각각 그림 4와 그림 5에 나타내었다. 그래프에서 알 수 있듯이 누설 인덕턴스와 스위칭주파수가 커질수록 전압전달비가 감소한다. 스위칭 주파수는 50 kHz, 누설 인덕턴스는 1 uH 이하로 설계하게 되면 듀티범위를 넓게 사용할 수 있고 높은 승압비를 얻을 수 있으므로 변압기 턴비를 작게 가져갈 수 있다.

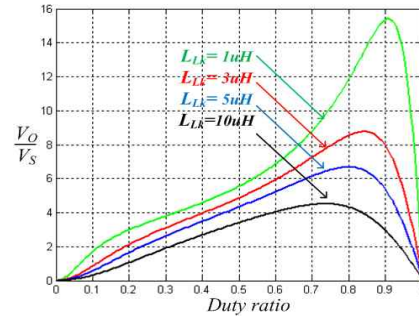


그림 4 변압기의 누설 인덕턴스에 따른 전압전달비
Fig. 4 Voltage conversion ratio as a function of duty ratio with different leakage inductances

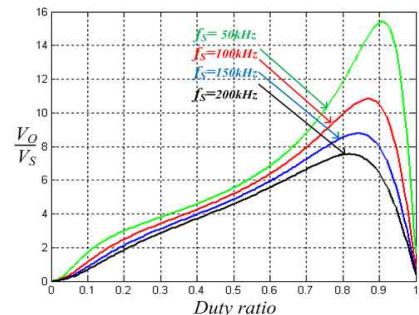


그림 5 스위칭 주파수에 따른 전압전달비
Fig. 5 Voltage conversion ratio as a function of duty ratio with different frequencies

2.3 ZVS 특성

스위치의 ZVS전류는 그림 2에서 보듯이 필터 인덕터와 변압기 누설 인덕터의 전류 차이에 의해 결정된

다. 필터 인덕터의 평균전류와 전류리플은 각각 다음과 같다.

$$I_{L,av} = \frac{V_O^2}{V_S R_O} \frac{1}{3} \quad (10)$$

또한, 변압기 누설 인덕터 전류의 양과 음의 피크값은 각각 다음과 같다.

$$I_{Lk,+pk} = \frac{2 \cdot V_O}{(1-D) \cdot R_O} \frac{N_S}{N_P} + \frac{D^2 \cdot V_S}{(D^2 + (1-D)^2) \cdot L_k \cdot f_S} \quad (12)$$

$$I_{Lk,-pk} = \frac{2 \cdot V_O}{D \cdot R_O} \frac{N_S}{N_P} + \frac{(1-D) \cdot D \cdot V_S}{(D^2 + (1-D)^2) \cdot L_k \cdot f_S} \quad (13)$$

하측과 상측 스위치의 ZVS 전류는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_{SL,ZVS} &= |I_{Lk,+pk}| - (I_{L,av} - \frac{1}{2} \Delta I_L) \quad (14) \\ &= \frac{V_O}{(1-D)R_O} \frac{N_S}{N_P} \frac{2}{1} + \frac{D^2 \cdot V_S}{(D^2 + (1-D)^2)L_k \cdot f_S} \\ &\quad - \frac{V_O^2}{V_S \cdot R_O} \frac{1}{3} + \frac{D \cdot V_S}{2L \cdot f_S} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{SU,ZVS} &= |I_{Lk,-pk}| + (I_{L,av} + \frac{1}{2} \Delta I_L) \quad (15) \\ &= \frac{V_O}{D \cdot R_O} \frac{N_S}{N_P} \frac{2}{1} + \frac{(1-D)D \cdot V_S}{(D^2 + (1-D)^2)L_k \cdot f_S} \\ &\quad + \frac{V_O^2}{V_S \cdot R_O} \frac{1}{3} + \frac{1}{2} \frac{V_S}{L \cdot f_S} D \end{aligned}$$

상측 스위치 S_{U,1}의 ZVS 를 위한 조건은 다음과 같다.

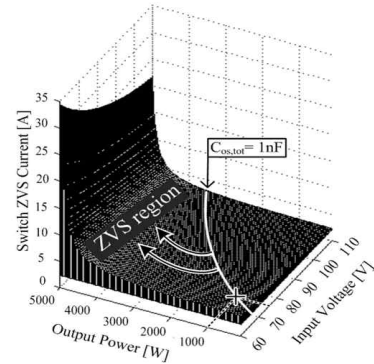
$$\frac{1}{2} \cdot L_k \cdot I_{SU,ZVS}^2 > \frac{1}{2} \cdot C_{os,tot} \cdot \left(\frac{V_S}{1-D}\right)^2 \quad (16)$$

스위치의 등가 기생커패시터는 C_{os,tot} = C_{oss,SL}+C_{os,SU} 임. 식 (16)에서 보듯이 이 조건은 쉽게 만족되므로 상측스위치는 전부하 영역에서 ZVS가 성취된다. 또한 하측 스위치 S_{L,1}의 ZVS 를 위한 조건은 다음과 같다.

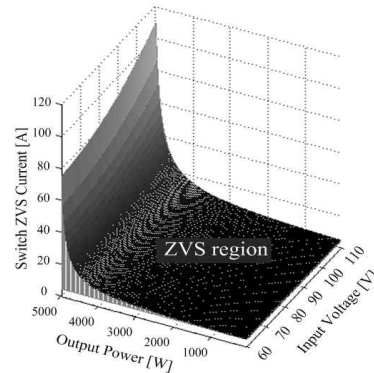
$$\frac{1}{2} \cdot L_k \cdot I_{SL,ZVS}^2 > \frac{1}{2} \cdot C_{os,tot} \cdot \left(\frac{V_S}{1-D}\right)^2 \quad (17)$$

식 (17)은 누설인덕턴스가 작거나 입력필터 인덕턴스가 크거나 부하저항이 큰 경우 만족이 안 될 수 있다.

식(10) 에서 (17)을 이용하여 그림 6에 하측 및 상측 스위치의 ZVS 전류 및 범위를 입력전압과 출력전력의 함수로 표현하였다. 그림 6(a)에 하측스위치의 ZVS 전류 및 ZVS영역을 표현하였는데 예를 들어 스위치의 등가 기생커패시터가 1 nF일 때, 입력전압은 75 V, 출력 전력은 1000 W인 지점이 ZVS의 경계점이며 입력 전압이 낮아지거나 출력전력이 커진다면 ZVS가 성취됨을 의미한다. 그림 6(b)는 상측스위치의 ZVS 전류를 의미하며 전 입력전압과 출력전력 범위에서 ZVS를 성취 할 수 있음을 의미한다.



(a) 하측 스위치



(b) 상측 스위치

그림 6 스위치의 ZVS전류와 ZVS영역 (V_S : 60 ~ 110 V, V_O = 400 V, P_O : 100 W ~ 5 kW, N_S/N_P = 1, L_k = 1 μH)
Fig. 6 ZVS current and ZVS region for switches

3. 실험결과

제안한 컨버터는 5 kW급 연료전지 PCS 응용을 위한 DC-DC 컨버터를 다음과 같은 사양으로 설계를 수행한 후 소자정격과 마진을 고려한 선정소자를 표 1에 표현하였다.

- P_o : 5 kW
- V_s : 60 ~ 110 V
- V_o : 400 V
- ΔV_o : 5%
- ΔV_c : 5%
- ΔI_i : 10%
- D : 0.56
- L_k : 1 μ H
- f_s : 50 kHz

스위치 및 게이트드라이버 기생성분의 차이로 각 스위치에 서로 다른 듀티가 인가되어 각 상 전류의 불균형 및 변압기 마그네타이징 전류의 DC 오프셋이 발생할 수 있으며 그림 7과 같이 상측 커패시터를 분할하여 사용함으로써 이러한 문제를 해결할 수 있다^[8].

제안한 컨버터의 시작품 사진은 그림 8에 나타낸다. MLCC를 직·병렬로 조합하여 클램프 커패시터를 제작하여 기생인덕턴스와 부피를 최소화시켰다. 변압기 턴비는 1 : 1이고 제작시 누설인덕턴스를 최소화하기 위해 인터리빙 권선기법을 이용하였고 누설인덕턴스는 1 μ H로 측정되었다.

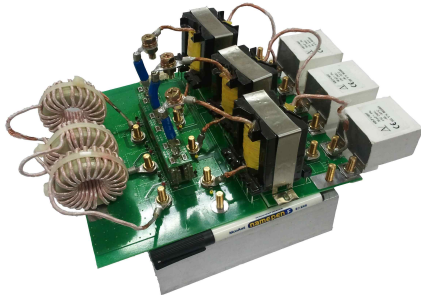


그림 8 제안하는 컨버터의 5 kW 시작품
Fig. 8 5kW prototype of the proposed converter

표 1 소자 정격 및 선정
($P_o = 5$ kW, $V_s = 60 \sim 110$ V, $V_o = 400$ V, $f_s = 50$ kHz)
Table 1 Component ratings and selected devices

설계 대상		정격	선정소자	
메인 스위치	V_{pk}	151 V	IRFP4668 × 6EA (200V, 130A)	
	I_{rms}	38.9 A		
클램프 스위치	V_{pk}	151 V	MBR40250 × 6EA (250V, 40A)	
	I_{rms}	13.5 A		
다이오드	V_{pk}	135 V	MLCC 15 μ F	
	I_{av}	12.5 A		
상측클램프 커패시터	V_{pk}	82.8 V	MLCC 45 μ F	
	I_{rms}	17.4 A		
하측클램프 커패시터	V_{pk}	110 V	Ferrite core PQ50/50	
	I_{rms}	34 A		
변압기	턴 비	1 : 1	Powder core 80 μ H	
	1차 측	V_{rms}		59.9 V
		I_{rms}		31.7 A
	2차 측	V_{rms}		59.9 V
		I_{rms}		31.5 A
kVA	1.9 VA			
입력필터 인덕터	V_{pk}	110 V	Film capacitor (250V, 30 μ F)	
	I_{rms}	28 A		
상측출력 커패시터	V_{pk}	79 V		
	I_{rms}	17.9 A		
하측출력 커패시터	V_{pk}	98.4 V		
	I_{rms}	23.6 A		

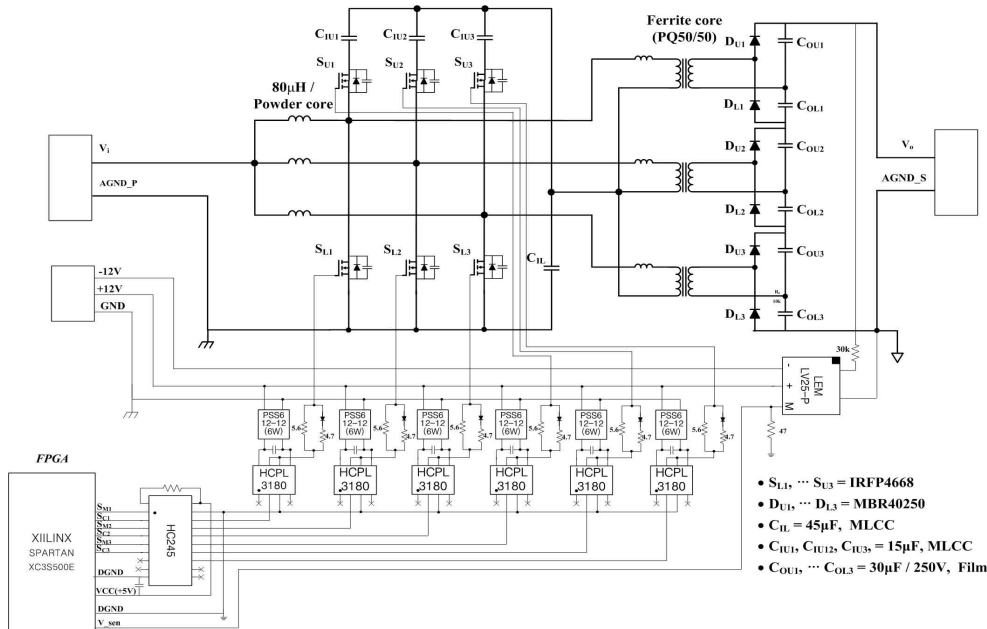
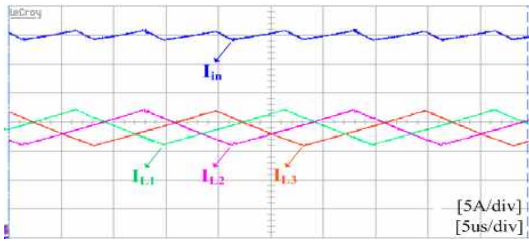
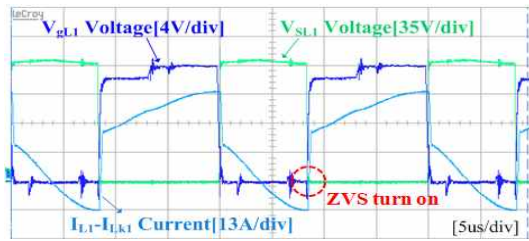


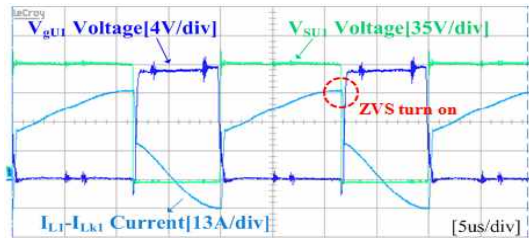
그림 7 상세 구현 회로도
Fig. 7 Schematic of the detailed implemented circuit



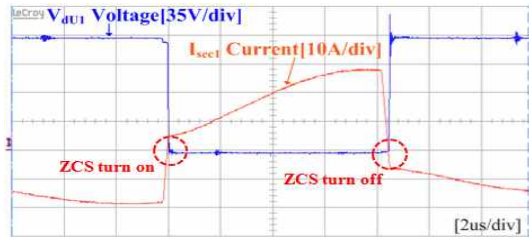
(a) 입력 및 인덕터 전류



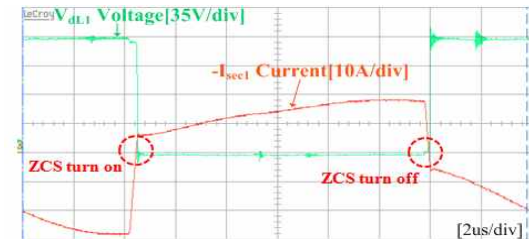
(b) 하측 스위치



(c) 상측 스위치



(d) 상측 다이오드



(e) 하측 다이오드

그림 9 실험 파형 ($D = 0.57$)
Fig. 9 Experimental waveforms at $D = 0.57$

제안하는 컨버터의 실험파형을 그림 9에 나타내었다. 그림 9 (a)는 각 상의 인덕터 전류와 입력전류를 나타낸다. 인터리빙효과로 입력전류의 리플이 감소하

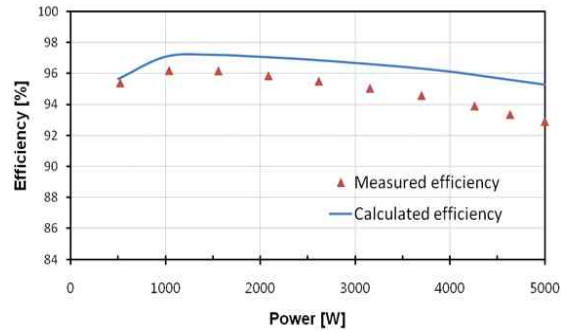
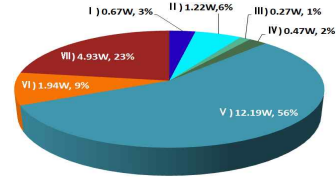
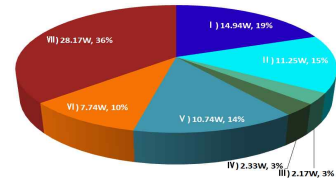


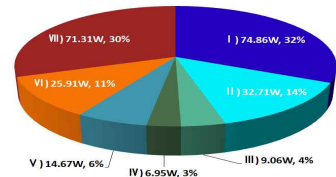
그림 10 측정된 효율 (YOKOGAWA WT3000)
Fig. 10 Measured efficiency



(a) 경부하 손실



(b) 중간부하 손실



(c) 최대부하 손실

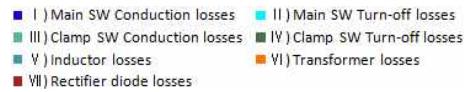


그림 11 손실 분포 계산
($V_S = 60\text{ V}$, $V_O = 400\text{ V}$, $P_O = 500\text{ W} \sim 5\text{ kW}$, $N_S/N_P = 1$, $L_k = 1\text{ }\mu\text{H}$)
Fig. 11 Calculation of power loss distribution

였음을 확인 할 수 있다. 그림 9 (b)와 (c)는 메인 스위치와 클램프 스위치의 전압, 게이트 신호와 스위치로 흐르는 전류를 이용하여 모든 스위치가 ZVS 턴온이 되는 것을 나타낸다. 그림 9 (d)와 (e)는 다이오드의 전압과 2차측 변압기 전류를 이용하여 다이오드가 ZCS 턴온·턴오프 하는 것을 나타낸다.

그림 10은 제안한 컨버터의 계산효율과 전력분석기 (YOKOGAWA WT3000)를 이용한 측정효율을 나타낸

다. 제안한 컨버터는 전 부하영역에서 93%이상의 효율을 가지고 1.5 kW에서 최대효율 96.2%, 5 kW 최대부하에서 93%의 효율을 달성하였다. 부하가 증가함에 따라 나타나는 계산효율과 측정효율의 차이는 온도상승으로 인해 스위치의 $R_{DS(on)}$ 이 높아졌기 때문이다.

제안한 컨버터의 부하상황에 따라 각부의 손실을 계산하여 그 분포를 그림 11에 나타내었다. 그림 11 (a)를 보면 경부하임에도 제안한 컨버터는 ZVS를 달성하기 때문에 낮은 스위칭 손실을 가지는 것을 알 수 있다. 그림 11 (b)와 (c)는 각각 중간부하와 풀부하시 손실을 나타낸다. 풀부하에서는 스위칭 소자로 대전류가 흘러 도통손실이 크게 나타난다.

4. 결 론

본 논문에서는 고승압 대전력 응용에 적합한 3상 ZVS DC-DC 컨버터를 제안한다. 제안하는 컨버터는 부스트 하프브리지-전압 더블러를 직렬로 연결하여 출력전압을 배가시키므로 변압기 턴 비를 작게 할 수 있고 DC 오프셋 및 순환전류가 없다. 또한 변압기의 전력 분배로 Low Profile 및 열 분산에 용이하므로 최적의 변압기 구성을 갖는다. 또한 스위치의 ZVS 턴온과 다이오드의 ZCS 턴온·턴오프가 성취되므로 고효율을 달성할 수 있다. 제안하는 컨버터를 5 kW급 시작품을 제작하여 효율 및 손실 분포 계산을 통해 제안하는 컨버터의 타당성을 검증하였다.

본 연구는 2011년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 신재생에너지기술개발사업 연구 과제입니다. (NO. 2009T1002000032)

참 고 문 헌

[1] D. M. Divan and R. De Doncker, "A three phase soft switched high-power density dc/dc converter for high power applications", *IEEE Trans. Ind. Applicat*, Vol. 27, No. 1, pp. 63-73, 1991, Jan/Feb.
 [2] J. Lai, "A high-performance V6 converter for fuel cell power conditioning system", *IEEE VPPC*, pp. 7, 2005.
 [3] H. Cha, P. Enjeti, "A Novel Three-Phase High Power Current-Fed DC/DC Converter with Active Clamp for Fuel Cells", *IEEE PESC*, pp. 2485-2489, 2007, June.
 [4] S. Oliveira, I. Barbi, "A three-phase step-up DC-DC converter with a three-phase high frequency transformer", *IEEE ISIE*, pp. 571-576, 2005, June.

[5] H. cha, J. Choi, B. Han, "A new three-phase interleaved isolated boost converter with active clamp for fuel cells", in *Proc. IEEE PESC'08*, pp. 1271-1276.
 [6] R. Leandro and I. Barbi, "A Three-Phase Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 24, Issue 2, pp. 358-368, 2009, Feb.
 [7] S. Lee, S. Choi, "A three-phase current-fed push-pull DC-DC converter with active clamp for fuel cell applications", *IEEE APEC*, pp. 1934-1941, 2010, Feb.
 [8] H. Kim, C. Yoon, S. Choi, "An improved current-fed ZVS isolated boost converter for fuel cell applications", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, Issue 9, pp. 2357-2364, 2010, Sept.
 [9] 윤현기, 한상규, 문건우, 윤명중, "진압 리플을 이용해 영전류 스위칭하는 두 개의 트랜스포머를 가지는 위상천이 풀-브릿지 컨버터", *전력전자학회 논문지*, 제11권 제1호, pp. 14-22, 2006.

저 자 소 개



김준근(金准勳)

1981년 1월 31일생. 2008년 서울과학기술대 공대 제어계측공학과 졸업. 2010년 동대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 현재 카오 뉴에너지(주) 선행기술연구소 연구원.



박찬수(朴讚洙)

1985년 11월 3일생. 2010년 서울과학기술대 공대 제어계측공학과 졸업. 2010년~현재 동 대학원 제어계측공학과 석사 과정.



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). 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울과학기술대 제어계측공학과 교수. 당 학회 국제이사.



박가우(朴可雨)

1968년 6월 6일생. 1992년 한밭대 전자공학과 졸업. 1995년 충북대 대학원 전기공학과 졸업. 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1994년~2004년 (주)포스콘 기술연구소 선임연구원. 2004년~2009년 (주)플러스포 기술연구소장. 2009년~현재 (주)지필로스 연구소장.