

대전력 3상 ZVS 푸쉬풀 컨버터 설계

朴峻成*, 李相元**, 崔世琬†

Design of a High Power Three-Phase ZVS Push-Pull Converter

Jun-Sung Park, Sang-Won Lee, and Se-Wan Choi

요 약

연료전지와 같은 저전압 대전류 응용에는 입력전류 리플이 작고 변압기의 턴비가 작은 전류원 DC-DC 컨버터가 더 효과적이다. 5kW급 이상의 응용에서는 기존의 단상을 기본으로 하는 전류원 풀브리지, 하프브리지 또는 푸시풀의 토폴로지로는 스위치등 소자의 전류부담이 크고 소자의 선정 및 최적설계가 용이하지 않다. 본 논문에서는 대전력 고승압 응용에 적합한 능동 클램프방식의 3상 전류원 푸쉬풀 DC-DC 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 소자의 전류부담이 작고 전 영역(0~1)의 듀티 사용으로 입력전압 변동이 큰 응용에 적합하다. 3상 고주파변압기를 비롯한 주요부품의 설계방법을 제시하고 5kW급의 시작품으로부터 제안한 컨버터의 타당성 및 성능을 검증하였다.

ABSTRACT

In low voltage high current applications such as fuel cells the current-fed DC-DC converter which has small ripple current and turn ratio is more efficient. In the applications larger than 5kW the conventional single-phase current-fed converter based on full-bridge, half-bridge or push-pull topologies has high current burden of devices such as switches, and the selection and optimized design of the devices are not easy. In this paper a three-phase active-clamped current-fed push-pull DC-DC converter suitable for high power high step-up applications is proposed. The proposed converter has reduced current burden and is suitable for wide input voltage applications due to the use of whole duty cycle range. Design methods of main components including three-phase high frequency transformers are provided, and the validity and performance of the proposed converter are proved from a 5kW prototype.

Key Words : Three-phase DC-DC converter, Three-phase transformer, Active clamp, Fuel cells, Push-pull, Current-fed

1. 서 론

최근 전기자동차, UPS 시스템, 태양광 및 연료전지 시스템 등 여러 응용분야에서 승압형 대전력 DC-DC

컨버터의 사용이 증대되고 있다. 특히 연료전지와 같은 응용에서는 고승압의 절연형 DC-DC컨버터가 필요한데 가장 일반적인 방식으로서 단상 고주파변압기를 이용해 전원과 부하간의 절연을 할 수 있는 풀브리지 또는 푸쉬풀등이 있다.^[1] 하지만 저전압 대전류의 특성으로 인하여 일반적으로 5kW급 이상의 응용에서는 기존의 단상을 기본으로 하는 토폴로지로는 스위치 등 소자의 전류부담이 크고 소자의 선정 및 최적설계가 용이하지 않다. 따라서 최근 대전력 고승압의 특성이 요구되는 응용에서 3상 DC-DC 컨버터가 연구되고 있

†교신저자 : 정회원, 서울과학기술대 제어계측공학과 교수
E-mail : schoi@seoultech.ac.kr

*학생회원, 서울과학기술대 신에너지공학과 박사과정

**정회원, 삼성 중앙연구소 연구원

접수일자 : 2010. 9. 6

1차 심사 : 2010. 10. 14

2차 심사 : 2010. 11. 2

심사완료 : 2010. 12. 20

다. 3상 DC-DC컨버터는 전류를 분배하여 스위치의 전류정격 부담을 줄일 수 있고 인덕티브로 입·출력 필터의 부피를 줄일 수 있으며, 3상 변압기를 사용하여 변압기 부피를 줄일 수 있는 장점이 있다.^[2] 또한 이들 3상 DC-DC컨버터들 중 전압원 방식^[3]에 비해 전류원 방식^[4-8]은 입력전류의 리플이 작고 변압기의 턴비가 낮아 연료전지 응용에 더욱 유리하다.

연료전지 응용으로 최근 발표된 3상 전류원 푸쉬풀 컨버터^[5]는 구조가 간단하고 승압비가 큰 장점이 있다. 하지만 이 방식은 하드스위칭으로 인한 스위칭 손실과 수동클램프의 손실이 커서 스위칭 주파수 및 용량을 증대시키기 어렵고 듀티범위가 0.33이하에서 사용할 수 없기 때문에 별도의 기동회로가 필요할 뿐 아니라 입력 변동이 큰 연료전지 응용에서 설계가 용이하지 않다.

본 논문에서는 다음과 같은 특징을 갖는 능동 클램프 방식의 3상 전류원 푸쉬풀 컨버터를 제안한다.

- 능동클램프 방식으로 클램프 손실이 최소화된다.
- 메인 스위치 및 클램프 스위치도 ZVS 턴온된다.
- 전 듀티범위 사용으로 기동회로가 필요 없다.
- 다이오드가 ZCS 턴오프되어 역방향회복에 의한 서지발생이 거의 없다.
- 3상 코어의 사용으로 변압기의 부피가 작아진다.

3상 고주파변압기를 비롯한 주요부품의 설계방법을 제시하고 5kW급의 시작품으로부터 제안한 컨버터의 타당성 및 성능을 검증한다.

2. 제안한 컨버터의 동작원리

그림 1에서 보듯이 제안하는 컨버터는 3상 변압기의 1차측은 스위치와 인덕터 및 클램프 회로로, 2차측은 3상 다이오드 브릿지로 각각 구성된다. 제안한 방식은 그림 2와 같이 스위치의 턴온 듀티를 D, 클램프스위치의 턴온 듀티를 1-D로 하는 비대칭 상보적 스위칭을 하며 각 상은 120도 위상차를 갖는다.

누설 인덕턴스를 무시한 제안하는 컨버터의 승압비는 다음과 같다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_s}{N_p} \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

또한 제안한 컨버터의 클램프 커패시터 전압은

$$V_C = \frac{V_i}{1-D} \quad (2)$$

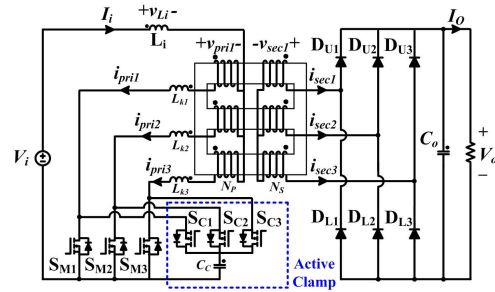


그림 1 제안하는 컨버터
Fig. 1 Proposed converter

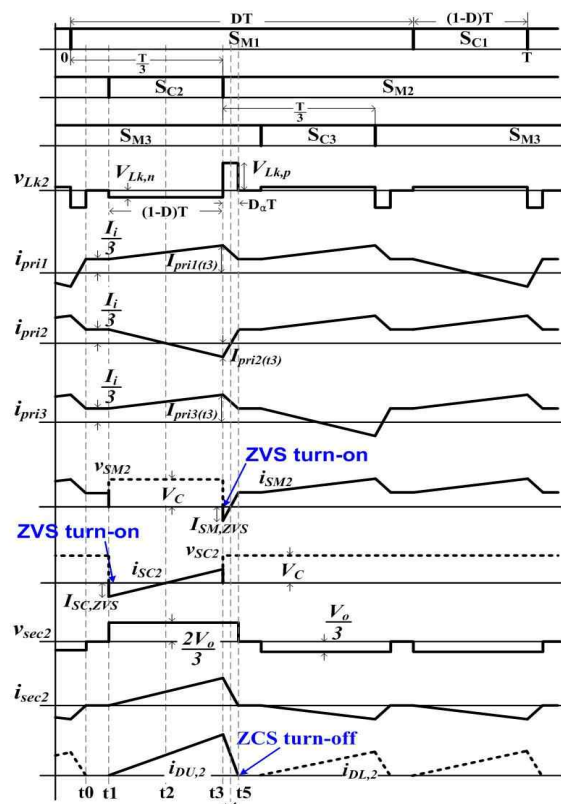


그림 2 제안하는 컨버터의 주요파형(D > 0.66)
Fig. 2 Key waveforms of the proposed converter (D > 0.66)

이다. 제안하는 컨버터는 0부터 1까지의 전 듀티 범위를 사용할 수 있으며 그림 2와 그림 3은 듀티 범위가 0.66이상일 때의 주요파형 및 동작모드를 나타낸 것이다. 모드 4에서 보듯이 제안하는 컨버터는 변압기의 누설 인덕터와 스위치 내부커패시터를 이용하여 메인 스위치의 ZVS 턴온을 성취할 수 있다. 또한 모드 2에서 보듯이 클램프스위치도 ZVS 턴온되는 것을 알 수 있다. 그리고 모드 5에서 보듯이 다이오드도 ZCS 턴오프 되어 역방향 회복에 의한 전압서지가 거의 없다.

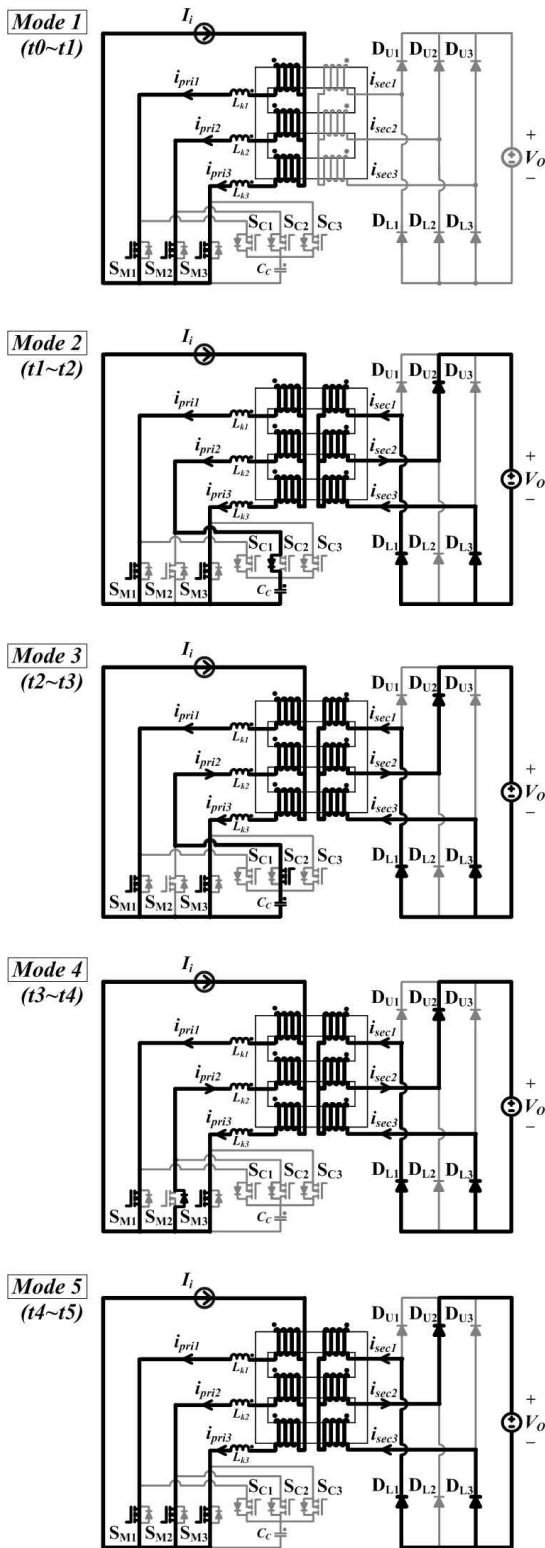


그림 3 제안하는 컨버터의 동작모드(D > 0.66)
 Fig. 3 Operation modes of the proposed converter (D > 0.66)

표 1 듀티범위에 따른 소프트 스위칭 조건^[12]
 Table 1 Soft switching condition according to duty range

듀티 범위	상태	메인 스위치	클램프 스위치
$D > 0.66$	On	ZVS	ZVS
$0.33 < D < 0.66$	Off	None	None
$D < 0.33$	On	None	ZVS
	Off	None	ZCS

표 1은 제안한 컨버터의 듀티에 따른 소프트 스위칭 조건을 정리해 놓았다. 클램프 스위치는 모든 듀티 범위에서 ZVS 턴온이 가능하지만 메인 스위치는 0.33 듀티 이상에서만 가능하다.

3. 설계 기법

본 절에서는 다음의 사양으로 스위치, 다이오드, 변압기 및 기타 수동소자의 설계기법에 대하여 기술한다.

- P_o : 5kW
- V_i : 60 ~ 110V
- V_o : 380V
- ΔV_o : 5%
- ΔV_c : 5%
- ΔI_i : 10%
- D : 0.708
- L_k : 1.1 μ H
- f_s : 50kHz

입력전압이 60V일 때 최대 출력을 가정하면 누설인덕턴스를 고려한 실제 듀티는 $D = 0.708$, $D_a = 0.02$ 이 된다.^[12] 또한 입력전류 $I_i = 5kW/60V = 83.3A$ 이다.

3.1 스위치 설계

메인스위치 및 클램프스위치의 전압정격은 식(2)에 의한 클램프 커패시터의 전압 V_c 와 동일하다. 또한 그림 4의 메인 스위치 및 클램프 스위치의 파형으로부터 전류 실효값을 다음과 같이 계산할 수 있다.

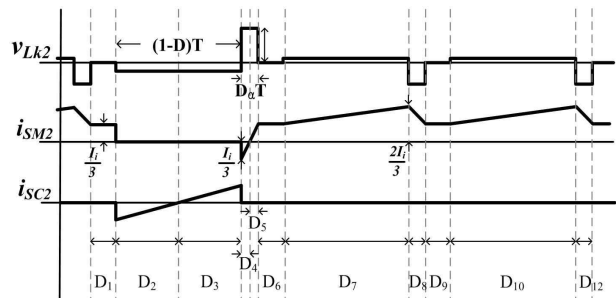


그림 4 메인스위치와 클램프스위치 전류파형
 Fig. 4 Current waveforms of main&clamp switches

메인스위치의 전류 실효값은 다음과 같이 표현된다.

$$I_{SM,rms} = \sqrt{\sum_{k=1}^n D_k \cdot \mu_k} \quad (3)$$

여기서 μ_k 는 D_k 듀티 기간의 기여분을 말함. 따라서 메인스위치 및 클램프스위치의 전류정격은 다음과 같다.

$$I_{SM,rms} = \sqrt{\left((D - \frac{2}{3} - D_\alpha) \cdot \left(\frac{I_i}{3}\right)^2 \cdot 3 + \left(\frac{1-D}{2} \cdot \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{I_i}{3}\right)^2 \right) \cdot 2 \right.} \\ \left. + \left((1-D) \cdot \frac{1}{3} \cdot \left(\left(\frac{I_i}{3}\right)^2 + \frac{I_i}{3} \cdot \frac{2I_i}{3} + \left(\frac{2I_i}{3}\right)^2 \right) \right) \cdot 2 \right.} \\ \left. + \left(D_\alpha \cdot \frac{1}{3} \cdot \left(\left(\frac{I_i}{3}\right)^2 + \frac{I_i}{3} \cdot \frac{2I_i}{3} + \left(\frac{2I_i}{3}\right)^2 \right) \right) \cdot 2 \right.} \\ = 34.4A \quad (4)$$

$$I_{SC,rms} = \sqrt{\left(\frac{1-D}{2} \cdot \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{I_i}{3}\right)^2 \right) \cdot 2} = 8.7A \quad (5)$$

3.2 다이오드 설계

2차측 정류다이오드의 전압정격은 출력전압 V_o 와 동일하다. 또한 위와 같은 방법으로 그림 2의 파형으로부터 다이오드의 전류 정격을 구하면 다음과 같다.

$$I_{DU,avg} = I_{DL,avg} = (1 - D + D_\alpha) \cdot \frac{I_i}{6} = 4.33A \quad (6)$$

3.3 3상 고주파변압기 설계

제안한 3상 푸쉬풀 컨버터의 3상 고주파변압기 제작 시 3상 전용코아를 사용^[2]할 수 있으나 이러한 전용코아는 수급이 용이하지 않고 가격이 높은 단점이 있다. 또한 기존의 U-코아 3개를 이용하여 제작한 방법^[8]이 있다. 본 논문에서는 상용화된 EI 코아를 이용하여 보다 부피가 작고 내진동이 우수한 3상 변압기의 설계 기법을 제안한다.

3.3.1 턴비 선정

제안한 컨버터의 전압전달비 식(1)로부터 다음과 같은 관계식을 구할 수 있다.

$$\frac{N_s}{N_p} > \frac{V_o}{V_{i,min}} (1 - D) \quad (7)$$

여기서 $D=0.708$, $V_{i,min} = 60V$ 이므로 $N_p/N_s > 1.9$ 이 되어 턴비를 2로 선정한다.

3.3.2 코아 선정

그림 5는 상용의 EI 타입 코아를 이용한 권선방법을 나타낸다. 1, 2차측을 포함하는 각 상의 권선에 필요한 부분을 고려하면 다음과 같이 윈도우 면적 W_a 를 계산할 수 있다.

$$W_a = 4 \frac{N_p \times I_{pri}}{J \times K_f} \quad (8)$$

여기서 J 는 전류밀도, K_f 는 fill factor 임.

또한 그림 6는 2차측 변압기 권선 전압과 자속의 파형을 나타낸다. 그림 6로부터 패러데이 법칙을 적용하면 코아의 단면적 A_c 는 다음과 같다.

$$A_c = \frac{V_{pri}}{N_p} \frac{(1 - D + D_\alpha)}{2B_m \times f_s} \quad (9)$$

이때 B_m 은 자속밀도의 최대값임.

따라서 식 (8)과 (9)로부터 포화를 막기위한 전압 마진, 자화인덕턴스로 들어가는 전류를 고려한 전류 마진, 절연지 마진을 고려하여 코아 총면적 (A_p)는 다음과 같다.

$$A_p = \frac{2V_{pri} \times I_{pri} \times (1 - D + D_\alpha)}{B_m \times J \times K_f \times f_s} \quad (10)$$

$$= 54cm^4$$

여기서 $J=3[A/mm^2]$, $K_f=0.3$, $B_m = B_{sat} \times 70\% [T]$ 임 $A_p = 54cm^4$ 를 만족하는 코아를 선정 한 후 식 (11)에 의해 계산된 턴수를 이용하여 식 (13)에 의해 계산된 자화인덕턴스를 만족시키는 코아로서 그림 7(a)의 $A_p = 203cm^4$ (코아전기 EI-118)인 코아를 선정하였다.

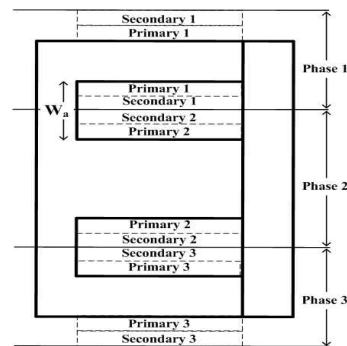


그림 5 EICo아의 3상 권선 방법
Fig. 5 Three phase winding method for EI-core

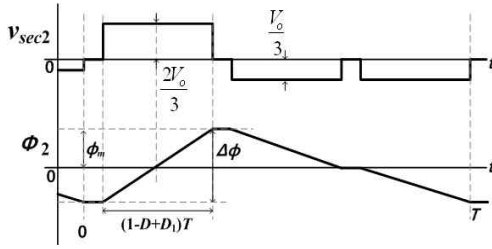
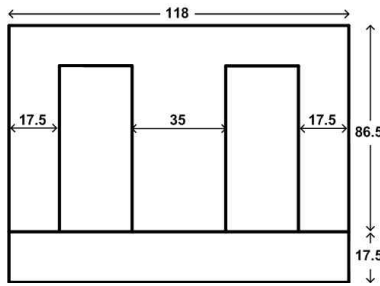
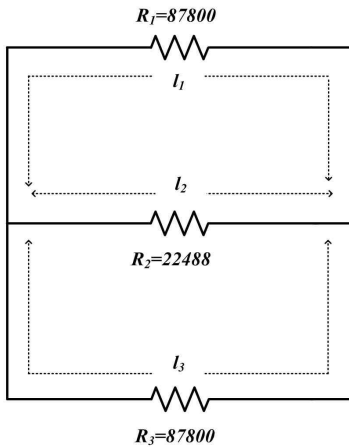


그림 6 변압기 2차측 전압과 자속파형
Fig. 6 Transformer secondary voltage and flux waveforms



(a) 3상 코아 외형 (단위:mm)

($A_p = 203\text{cm}^4$, $W_a = 16.56\text{cm}^2$, $A_c = 12.27\text{cm}^2$, $B_{sat} = 0.3\text{T}$, $\mu_i = 2500$)



(b) 자기 등가 회로

그림 7 커팅전 EI 코아
Fig. 7 EI-core before cutting

3.3.3 턴수 계산

그림 7의 선정된 코아를 기준으로 식 (8)과 (9)를 이용하여 다음과 같이 턴수의 관계식을 구할 수 있다.

$$\frac{V_{pri}}{A_c} \frac{(1-D+D_\alpha)}{2B_m \times f_s} < N_p < \frac{1}{4} \frac{W_a \times J \times K_f}{I_{pri}} \quad (11)$$

따라서 $1.53 < N_p < 8.7$ 이 되어 $N_p = 8$, $N_s = 16$ 으로 선정한다.

3.3.4 등가 자화 인덕턴스 Lm계산

자화전류의 최대값 $I_{Lm,pk}$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{Lm,pk} = \frac{\Delta I_{Lm}}{2} = \frac{V_{Lm} \times (1-D+D_\alpha)}{2 \times L_m \times f_s} \quad (12)$$

여기서 V_{Lm} 은 자화인덕턴스의 전압임. $I_{Lm,pk}$ 로 자화전류의 실효값 $I_{Lm,rms}$ 을 구해 권선전류 I_{pri} 의 5%이하로 제한^[11]하기 위한 각 상의 자화인덕턴스 L_m 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_m > \frac{V_{Lm} \times (1-D+D_\alpha)}{2 \times \sqrt{\left(\frac{N_p}{N_s} \times I_{sec} \times 0.05\right)^2} \times f_s} \quad (13)$$

$$L_m > 826\mu H$$

그림 7(b)는 그림 7(a)의 3상 코아의 자기적 등가회로를 나타낸다. 여기서 각 권선의 1차측에서 본 등가 자기저항은 각각 다음과 같고

$$R_{Lm1} = R_{Lm3} = R_1 + (R_2 // R_3) = 105703 \quad (14)$$

$$R_{Lm2} = R_2 + (R_1 // R_3) = 66804 \quad (15)$$

또한 그림 7(b)에서 보듯이 가운데 레그의 자기저항 값이 다르므로 각 상의 1차측에서 본 등가 자화인덕턴스는 다음과 같다.

$$L_{m1} = L_{m3} = 606\mu H \quad (16)$$

$$L_{m2} = 958\mu H \quad (17)$$

위 식에서 보듯이 가운데 레그는 식 (13)을 만족하나 양쪽 레그는 L_m 값이 작으므로 턴수를 증가시켜야 한다.

3.3.5 코아 커팅

턴수 증가를 위하여 가운데 레그를 양쪽 레그의 단면적과 같도록 그림 8과 같이 커팅을 하면 코아의 단면적이 반으로 감소하고, 창면적이 30% 증가한다. 따라서 식(11)을 이용하여 턴수를 다시 계산하면 $2.223 < N_p < 11.94$ 이므로 $N_p = 11$, $N_s = 22$ 으로 재선정한다.

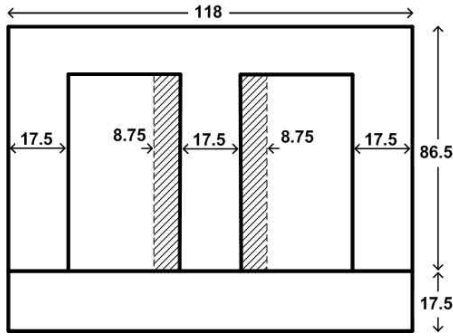
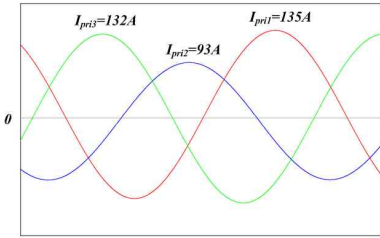
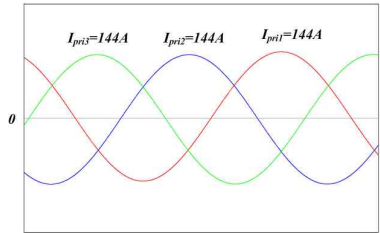


그림 8 커팅후 티코아 (단위:mm)
 $(A_p = 191cm^4, W_a = 22.6cm^2, A_c = 8.5cm^2, B_{sat} = 0.3T, \mu_i = 2500)$
 Fig. 8 EI-core after cutting (unit : mm)



(a) 공극 추가전(등가자화인덕턴스 30%불균형)



(b) 공극 추가후(각상의 등가자화인덕턴스 동일)

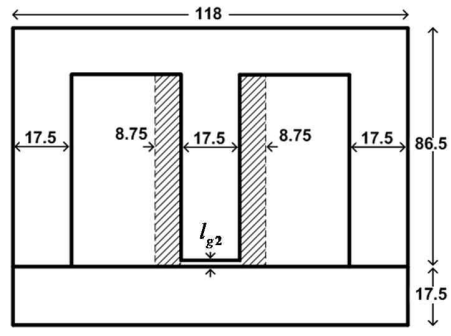
그림 9 각 상의 등가자화인덕턴스 차이에 따른 권선전류
 Fig. 9 Winding currents according to difference in equivalent magnetizing inductance of each phase

형상이 변함에 따라 가운데 레그의 자기저항이 증가하였고 각상의 1차측에서 본 자화인덕턴스를 다시 계산하면 각각 다음과 같다.

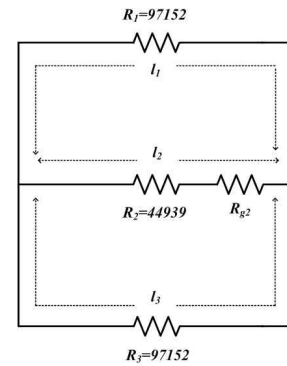
$$L_{m1} = L_{m3} = 0.95mH \quad (18)$$

$$L_{m2} = 1.29mH \quad (19)$$

따라서 위 값은 식 (13)을 모두 만족한다. 그러나 이와 같이 1차측에서 본 등가자화인덕턴스의 30%정도의



(a) 3상 코아 외형



(b) 코어 자기 등가회로

그림 10 공극이 추가된 EI 코아
 Fig. 10 EI-core with airgap

불균형은 그림 9(a)의 시뮬레이션 결과에서 보듯이 약 30%의 권선전류의 불균형을 초래할 수 있다^[9-10]. (B-H 그래프는 선형적이라 가정)

3.3.6 공극 추가

본 연구에서는 이러한 불균형을 없애기 위하여 그림 10(a)과 같이 가운데 레그에 약간의 공극을 추가하여 각 상의 1차측에서 본 자화인덕턴스를 같게 한다.

그림 10(b)는 그림 10(a)의 공극이 추가된 3상 코아의 자기적 등가회로를 나타낸다. 이때 $R_1 = R_3 = R_2 + R_{g2} = 97152$ 되기 위한 R_{g2} 는 52212이다. 따라서 공극의 길이 l_{g2} 는 다음과 같이 계산된다.

$$l_{g2} = R_{g2} \times \mu_0 \times A_c \quad (20)$$

$$= 0.056mm$$

이때 μ_0 는 공기중의 투자율임. 또한 공극추가 후 일차측 각 상의 등가 자화인덕턴스는 다음과 같다.

$$L_{m1} = L_{m2} = L_{m3} = 830\mu H \quad (21)$$

표 2 코아 수정에 따른 변압기 주요 파라메타
Table 2 Major parameters of transformer according to core modification

	수정 전 (그림 7)	커팅 후 (그림 8)	공극 추가후 (그림 10)
N_p	8	11	11
R_1	87800	97152	97152
R_2	22488	44939	97152
R_3	87800	97152	97152
L_{m1}	0.606mH	0.95mH	0.83mH
L_{m2}	0.958mH	1.29mH	0.83mH
L_{m3}	0.606mH	0.95mH	0.83mH

이같이 자화인덕턴스가 동일할 때 그림 9(b)의 시뮬레이션 결과에서 보듯이 권선전류가 모두 동일하다. 표 2에 각 설계단계에 따른 자기저항 및 등가자화인덕턴스를 정리하였다.

3.4 기타 수동소자 설계

그림 11의 파형으로부터 인덕터의 $vol*sec$ 공식을 이용하면 입력필터 인덕턴스 L_i 는 다음과 같이 된다.

$$L_i = \frac{V_i \times (D - \frac{2}{3})}{\Delta I_i \times f_s} = 6\mu H \quad (22)$$

그림 12의 클램프 커패시터의 전압과 전류의 파형을 이용하여 클램프 커패시터 C_c 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_c = \frac{I_i \times (1 - D)}{12 \times \Delta V_c \times f_s} = 4\mu F \quad (23)$$

그림 13의 출력 커패시터의 전압과 전류의 파형을 이용하여 필터커패시터 C_o 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_o = \frac{I_o \times (1 - D)}{4 \times \Delta V_o \times f_s} = 1.01\mu F \quad (24)$$

4. 실험 결과

제안한 컨버터는 3절의 설계사양과 동일한 값을 사용하여 제작하였다. 표 3에 3절의 설계기법에 따른 설계를 수행한 후 소자정격과 마진을 고려한 선정소자를 나타낸다. 여기서 각 상의 변압기의 누설인덕턴스는 각각

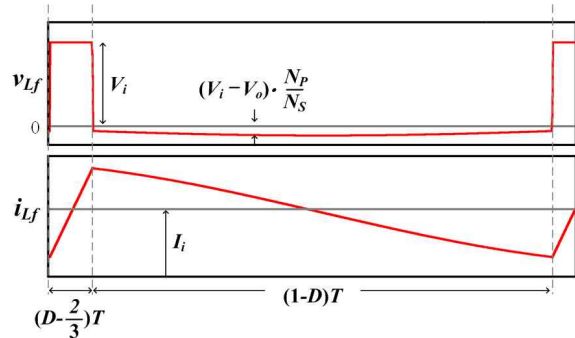


그림 11 입력필터 인덕터의 전압과 전류 파형
Fig. 11 Voltage and current waveforms of input filter inductor

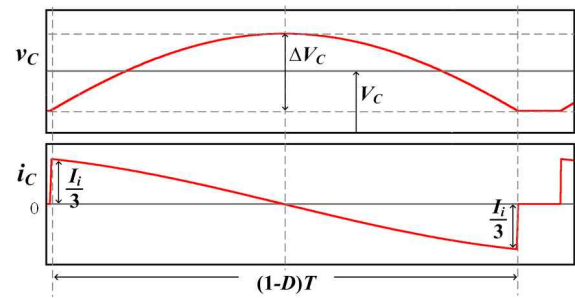


그림 12 클램프 커패시터의 전압과 전류 파형
Fig. 12 voltage and current waveforms of clamp capacitor

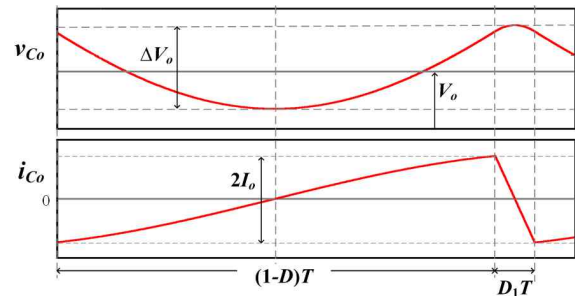


그림 13 출력필터 커패시터의 전압과 전류 파형
Fig. 13 Voltage and current waveforms of output filter capacitor

$1.07\mu H, 1.13\mu H, 1.11\mu H$ 로 측정되었고 제안한 코아의 설계기법을 적용하여 제작한 후 측정된 각 상의 자화 인덕턴스는 각각 $834\mu H, 848\mu H, 837\mu H$ 가 측정 되었다.

클램프 커패시터와 출력필터 커패시터는 고주파 리플제거 성능이 좋은 필름 커패시터(필코전자)를 사용하였으며, 제안한 컨버터의 시작품 사진은 그림 14와 같다. 모든 실험파형과 계산효율은 그림 15의 연료전지의 V-I특성에 따른 값을 사용하였으며, 변압기 전류 및 각부 스위치 전압파형을 그림 16에 나타내었다.

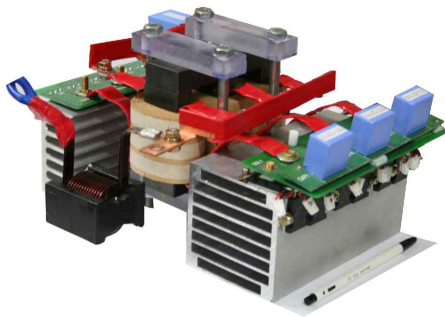


그림 14 5kW급 시작품 사진
Fig. 14 Photograph of 5kW prototype

그림 16 (a)와 (b)에서 볼 수 있듯 1차측 변압기전류가 메인스위치와 클램프스위치로 흐르면서 ZVS 성취하는 것을 볼 수 있다. 또한 그림 16 (c)로부터 각 권선전류의 실효값은 34.9A, 33A, 33.5A로 불균형은 약 6%미만으로 발생하는 것을 확인하였다.

표 3 정격 및 선정소자($P_o=5kW$, $V_i=60\sim110V$, $V_o=380V$, $f_s=50kHz$)
Table 3 Component ratings and selected devices

설계 대상		정격	선정소자	
메인 스위치	V_{pk}	205V	IXFB100N50×2EA (500V, 100A)	
	I_{rms}	34.4 A		
클램프 스위치	V_{pk}	205V	IXFB100N50 (500V, 100A)	
	I_{rms}	8.7A		
다이오드	V_{pk}	380V	DSEP30-06A (600V, 30A)	
	I_{rms}	8.7A		
클램프 커패시터	Capacitance	12.2uF	PILKOR PCPW 225 (3×6uF/250V, Film)	
	V_{dc}	205V		
변압기	턴 수	11:22	Ferrite core EI-118	
	1차측	V_{rms}		87V
		I_{rms}		36A
	2차측	V_{rms}		174V
		I_{rms}		11.3A
kVA	7.6kVA			
입력필터 인덕터	Inductance	6uH	Powder core 15uH	
	I_{rms}	83.7A		
출력필터 커패시터	Capacitance	1.1uF	PILKOR PCPW 225 (15uF/630V, Film)	
	V_{dc}	380V		

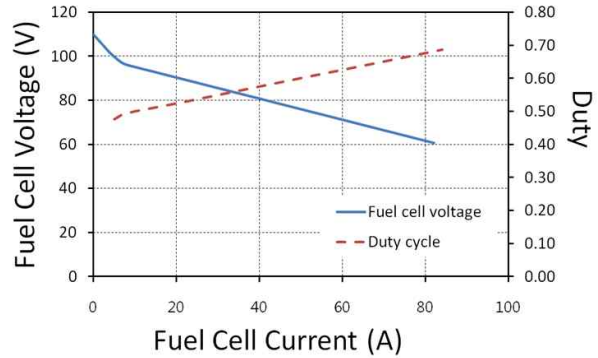
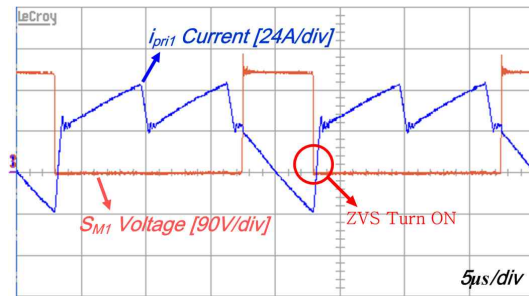
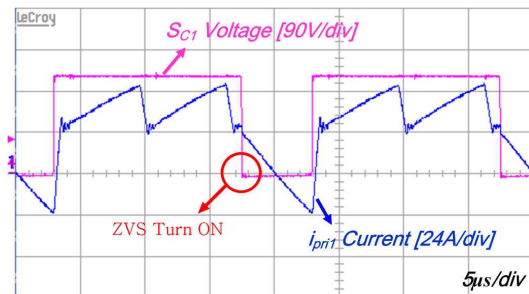


그림 15 연료전지 프로파일의 V-I 특성곡선
Fig. 15 V-I characteristic of a fuel cell profile

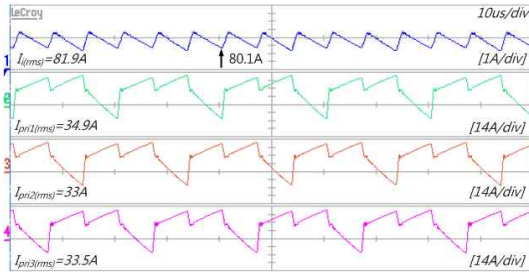
그림 17은 그림 15의 연료전지 프로필에 따라 입력 전압을 60V~110V로 가변(60V일 때 최대부하, 110V일 때 무부하)하여 실험한 후 측정된 효율이다. 수동클램프 3상 푸쉬풀 컨버터의 계산효율과 제안한컨버터의 계산효율 나타내었으며 약 6%정도 제안한 컨버터의 효율이 높았다. 그리고 전력 분석기(YOKOGAWA WT3000)를 이용하여 제안한 컨버터의 실험 효율을 측정 하였으며, 대부분의 부하영역에서 90%이상의 효율을 달성하였고, 최대효율은 약 2kW에서 97.1%가 측정되었다. 또한 최대부하에서도 94.6%를 달성하였다.



(a) 메인 스위치



(b) 클램프 스위치



(c) 권선 전류 파형

그림 16 실험 파형 (D=0.708)

Fig. 16 Experimental waveforms at D = 0.708

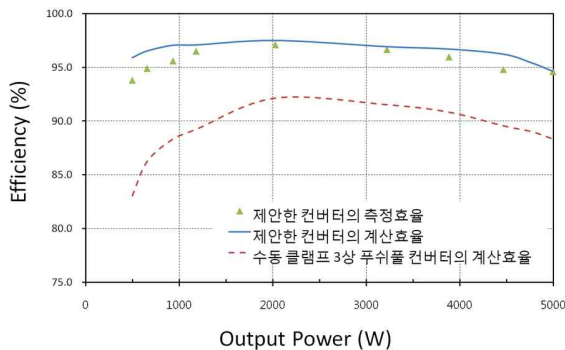


그림 17 측정된 효율

Fig. 17 Measured efficiency

5. 결 론

본 논문에서는 수 kW 이상의 연료전지와 같은 저전압 대전류 응용에 적합한 3상 전류원 푸쉬풀 컨버터를 제안하였다. 제안한 능동클램프의 동작으로 메인스위치 뿐만 아니라 클램프스위치도 ZVS 턴온되므로 고주파 동작을 가능케 한다. 더욱이 0에서 1까지 전구간 듀티를 사용하므로 연료전지와 같은 전압변동이 큰 응용에 적합하다. 5kW급의 시작품으로 제안한 방식의 타당성을 검증하였다.

본 연구는 2010년 교육과학기술부 한국연구재단의 기초연구사업의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다.(No.2010-0014433)

참 고 문 헌

[1] 최세완, “특집 : 대체에너지 발전시스템에서의 전력전자

기술 - 연료전지 발전시스템에서의 전력전자기술”, *전력전자학회지*, 제6권, 제1호, pp. 30-36, 2003. 8.

[2] 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.

[3] J. Lai, "A high-performance V6 converter for fuel cell power conditioning system", *IEEE VPPC*, pp. 7, 2005. Sept.

[4] 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.

[5] 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.

[6] 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.

[7] 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.

[8] H. Cha, J. Choi, "Three-phase high frequency transformer design for a three-phase current-fed dc/dc converter with active clamp", *ICEMS*, pp. 204-208, 2007. Oct.

[9] J. A-Garcia, G. Moon, "High-Power-Density Three-phase Converter Utilizing a Balanced-Flux Transformer Core", *IEEE ECCE*, pp. 1039-1045, 2009. Sept.

[10] C. S. Walker, "The excitation requirement of 3-phase core-type 3-legged y-connected transformer", *AIEE Trans.*, pp. 1113-1119, 1957. Dec.

[11] Billings KH: *Switchmode power supply handbook*, 2nd ed., McGraw-Hill, chapter3, pp. 64-107, 1999.

[12] 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.

저 자 소 개



박준성(朴峻成)

1982년 4월 26일생. 2009년 서울과학기술대 공과대학 제어계측공학과 졸업. 2011년 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 신에너지공학과 박사과정.



이상원(李相元)

1983년 2월 13일생. 2008년 서울과학기술
대 공과대학 제어계측공학과 졸업. 2010
년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사).
현재 (주)창성 중앙연구소 연구원.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공
학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 대학
원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대
학원 졸업(공학). 1985년~1990년 대우중
공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년
삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울과학기
술대 제어계측공학과 교수. 당 학회 국제이사.