

배압 회로를 이용한 인터리브 AC/DC 컨버터의 효율 특성에 관한 연구

(A Study on the Efficiency of Intereaved AC/DC Converter using Voltage-Doubler)

서상화 · 배진용 · 권순도 · 엄태민 · 김 용*

(Sang-Hwa Seo · Jin-Yong Bae · Soon-Do Kwon · Tae-Min Eom · Yong Kim)

요 약

본 연구에서는 2개의 인덕터를 이용한 인터리브 AC/DC 승압형 컨버터의 듀티 사이클이 0.5 이상일 때 배압 회로 특징을 나타내었다. 일반적으로 AC/DC 승압형 컨버터는 낮은 입력전압(입력 AC 110[V])이 높은 입력전압(입력 AC 220[V])에 비하여 낮은 효율을 갖는다. 제안된 인터리브 AC/DC 승압형 컨버터는 낮은 입력전압에서 배압 회로로 동작함으로써 낮은 입력전압을 사용하는 기존의 컨버터와 비교하여 높은 역률과 향상된 효율을 갖는다. 본 연구에서는 배압 회로 동작하는 하는 인터리브 AC/DC 승압형 컨버터를 제안하고, 모드별 해석과 특성을 논의하였으며, 300[W]급 시작품을 제작하여 그 타당성을 검증하였다.

Abstract

In this paper, the Interleaved AC/DC boost converter using two inductor with voltage-doubler characteristic when it operates with a duty cycle greater than 0.5 is proposed. Generally, the low-line(Input AC 110[V]) operation of the AC/DC boost converter is much less efficient than high-line (Input AC 220[V]) operation. The proposed Interleaved AC/DC boost converter operates as a voltage doubler at low-line. Its low-line range have higher power factor and improved efficiency compared with that of conventional converter. This research proposed the Interleaved AC/DC boost converter for voltage-doubler characteristic. The principle of operation, feature and design considerations is illustrated and the validity of verified through the experiment with a 300[W] based experimental circuit.

Key Words : Voltage-Doubler, Interleaved Boost Converter, PFC(Power Factor Correction)

1. 서 론

일반적인 전원공급 장치에서는 넓은 입력전압의 변화 AC 85~265[V]에 대응하여 고조파 저감이 매우 중요하게 여겨지고 있으며, 전기기기의 유럽 기준인 IEC 61000-3-2에 의해 통제되고 있다[1-6].

* 교신저자 : 동국대학교(서울) 전기공학과 교수
Tel : 02-2260-3720, Fax : 02-2275-0162
E-mail : kyee@dongguk.edu
접수일자 : 2009년 8월 11일
1차심사 : 2009년 8월 12일
심사완료 : 2009년 9월 1일

배압 회로를 이용한 인터리브 AC/DC 컨버터의 효율 특성에 관한 연구

대전력 분야에서 두 개의 승압형 컨버터를 이용한 인터리브 기술은 효율을 향상시킬 뿐만 아니라 역률 개선 컨버터 및 필터의 크기를 줄여 주기 때문에 매우 유용하게 이용된다. 특히 높은 스위칭 주파수를 이용한 인터리브 기술은 입력 및 출력 리플을 저감하여 인덕터와 차동 모드 EMI 필터 크기를 작게 하는 장점을 가진다[1-5].

기존의 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터는 낮은 입력전압에 대하여 높은 역률과 낮은 출력 리플을 가지며, 승압 인덕터 및 EMI 필터의 크기가 작은 장점을 지니고 있었다. 그러나 기존의 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터는 낮은 입력전압(입력 AC 110[V])에서 동작시 높은 입력전압(입력 AC 220[V])에 비하여 매우 낮은 효율을 보이는 문제점을 내포하고 있다[1-3].

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결을 위하여 배압 회로를 이용한 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터를 제안하였고, 제안된 컨버터는 낮은 입력전압에서 배압(Voltage-Doubler) 동작을 함으로 인하여 기존의 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터보다 높은 효율 및 역률을 가지는 특징이 있다.

본 연구에서는 제안된 컨버터의 동작원리, 모드별 분석 및 특성에 대하여 논하였고, MOSFET를 사용하여 300[W]급 시스템을 제작했으며 200[kHz]에서 실험하였다.

2. 본 론

2.1 회로 구성

그림 1은 기존의 인터리브 역률개선 승압형 컨버터이며[1-3], 그림 2는 제안된 배압 회로를 이용한 인터리브 역률개선 승압형 컨버터를 나타낸다.

제안된 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터는 기존의 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터에 단지 1개의 커패시터를 추가함을 통하여 낮은 입력전압(입력 AC 110[V])에서 효율이 향상되는 장점을 지니고 있다.

2.2 제안된 컨버터의 모드별 동작해석

그림 3은 제안된 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터

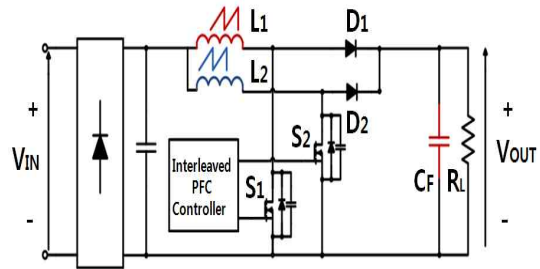


그림 1. 기존의 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터
Fig. 1. Conventional interleaved AC/DC boost converter

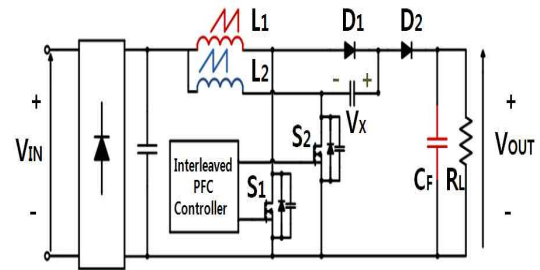


그림 2. 제안된 배압 회로의 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터
Fig. 2. Proposed interleaved AC/DC boost converter with voltage-doubler characteristics

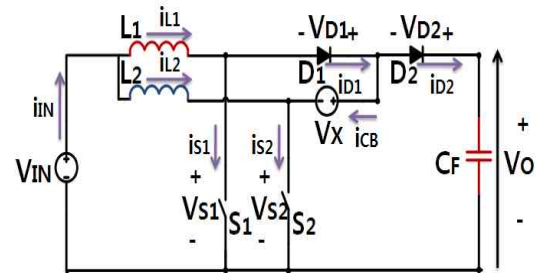


그림 3. 제안된 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터 회로의 모식도
Fig. 3. Simplified circuit diagram of the proposed circuit along with reference directions of key currents and voltage

회로의 모식도를 나타낸다. 커패시터 C_B 와 C_F 는 각각 V_X , V_O 의 전압원으로 가정하고, 컨버터의 구성 요소들은 이상적이라고 가정하여 온(On) 상태에서는 0(Zero), 오프(Off) 상태에서는 무한대의 임피던

스 값을 갖는 것으로 가정하여 해석하였다.
제안된 컨버터의 동작은 크게 스위칭 듀티가 0.5

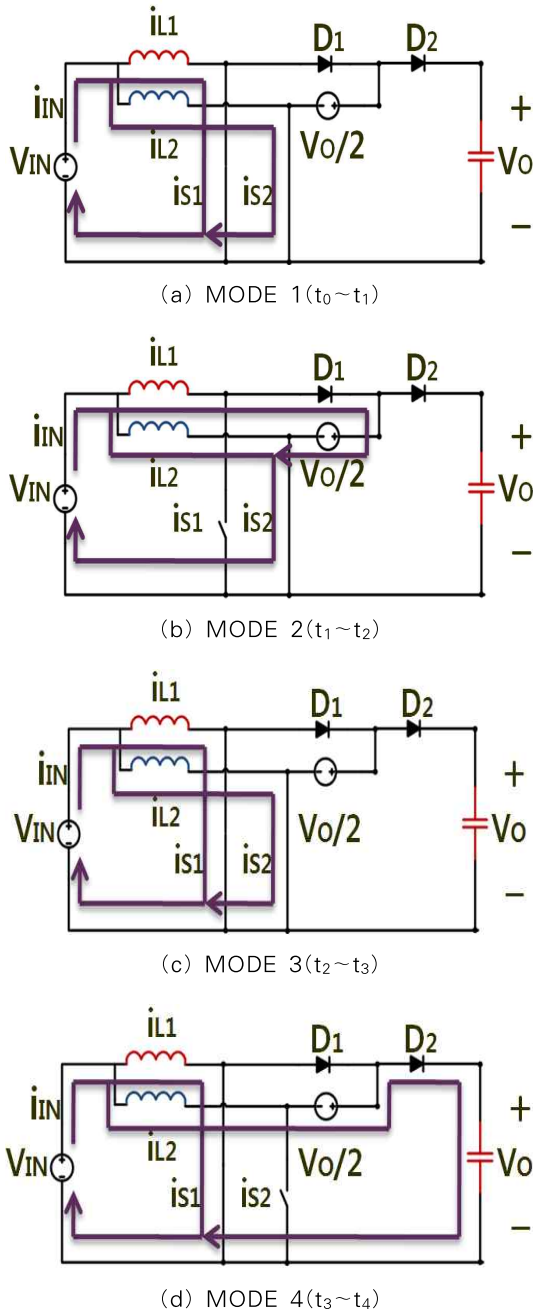


그림 4. 제안된 회로의 모드별 동작(0.5 ≤ D ≤ 1)
Fig. 4. Operation mode of the proposed circuit(0.5 ≤ D ≤ 1)

이상과 0.5 이하의 두 가지 영역으로 구분할 수 있다.

2.2.1 듀티 0.5 ≤ D ≤ 1의 동작해석

그림 4는 듀티가 0.5 ≤ D ≤ 1의 영역에서 제안된 인터리브 승압형 컨버터의 모드별 동작을 나타내며, 그림 5는 제안된 회로의 이론적인 각부 파형을 나타낸다.

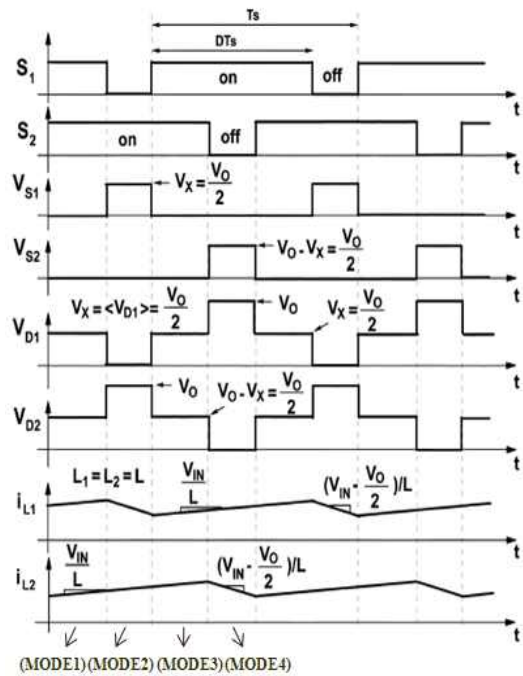


그림 5. 제안된 회로의 이론적인 각부 파형(0.5 ≤ D ≤ 1)
Fig. 5. Theoretical waveforms of the proposed circuit(0.5 ≤ D ≤ 1)

1) MODE 1 : t0 ≤ t ≤ t1

스위치 S1과 S2가 턴온시 승압 인덕터 L1과 L2에 에너지가 저장되는 구간이며, 출력 커패시터 CF에 저장된 에너지가 부하에 공급하는 구간이다. 이 구간에서 스위치 전류의 기울기는 단지 승압 인덕터 L1과 L2에 의해서 제한되며, 식 (1)로 나타낼 수 있다.

$$V_{IN} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \quad (1)$$

배압 회로를 이용한 인터리브 AC/DC 컨버터의 효율 특성에 관한 연구

여기서 승압 인덕터의 크기가 $L = L_1 = L_2$ 라고 가정하면 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{IN}}{L} \quad (2)$$

2) MODE 2 : $t_1 \leq t \leq t_2$

스위치 S_1 은 턴오프시 인덕터 L_1 의 전류는 다이오드 D_1 을 통하여 배압 커패시터 C_B 를 $V_o/2$ 로 충전시킨다. 이 구간 동안 인덕터 L_1 의 전류는 감소하며, 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$V_{IN} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{V_o}{2} \quad (3)$$

식 (3)으로부터 $L = L_1$ 으로 가정하면 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L} \left(V_{IN} - \frac{V_o}{2} \right) \quad (4)$$

3) MODE 3 : $t_2 \leq t \leq t_3$

스위치 S_1 은 다시 턴오프되어 스위치 S_1 과 S_2 는 모두 턴온 상태가 되어 승압 인덕터 L_1 과 L_2 에 에너지가 저장되는 구간이며, 출력 커패시터 C_F 에 저장된 에너지가 부하에 공급하는 구간이며, 이 구간에서 인덕터 L_1 과 L_2 에서 전류의 기울기는 식 (2)와 같은 비율로 증가한다.

4) MODE 4 : $t_3 \leq t \leq t_4$

스위치 S_2 가 턴 오프시 인덕터 L_2 에 저장된 에너지는 배압 커패시터 C_B 를 통하여 출력 커패시터 C_F 로 전달된다. 따라서 승압 인덕터 L_2 와 배압 커패시터 C_B 의 에너지가 합쳐지는 특징을 지니고 있다.

이 구간에서 인덕터 L_2 의 전류 i_{L2} 와 배압 커패시터 C_B 의 전압 $V_o/2$ 과 입·출력 전압의 관계는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{IN} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - \frac{V_o}{2} + V_o \quad (5)$$

식 (5)로부터 $L = L_2$ 로 가정하면 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

타낼 수 있다.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L} \left(V_{IN} - \frac{V_o}{2} \right) \quad (6)$$

회로의 입·출력 전압 비율은 Volt-Sec 평형 조건에 의해서 계산할 수 있으며, 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{IN} dt_S = \left(\frac{V_o}{2} - V_{IN} \right) \cdot (1-D) T_S \quad (7)$$

식 (7)로부터 입·출력 전압 비율은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{2}{1-D} \quad (0.5 \leq D \leq 1) \quad (8)$$

식 (7), (8)에서와 같이 배압 회로를 이용한 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터의 입·출력 전압 비율은 일반적인 승압형(Boost) 컨버터의 2배가 되는 특징이 있다.

또한, 낮은 입력전압(입력 AC 110[V] 이하)에서 컨버터의 듀티 D 는 0.5보다 크므로 제안된 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터는 낮은 입력전압에서 더욱 적합함을 알 수 있다.

기존의 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터와 제안된 배압 회로를 이용한 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터의 실효치 전류 비율은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{I_{RMS, interleaved\ double}}{I_{RMS, interleaved\ boost}} = \sqrt{\frac{M-2}{M-1}} \quad (9)$$

여기서, $M = V_o / V_{IN}$

결과적으로 제안된 컨버터는 낮은 입력전압에서 작은 스위칭 손실과 작은 전도 손실을 가지는 장점을 지니고 있다.

2.2.2 듀티 $0 \leq D \leq 0.5$ 의 동작 해석

그림 6는 듀티가 $0 \leq D \leq 0.5$ 의 영역에서 제안된 인터리브 승압형 컨버터의 모드별 동작을 나타내며,

그림 7은 제안된 회로의 이론적인 각부 파형을 나타낸다.

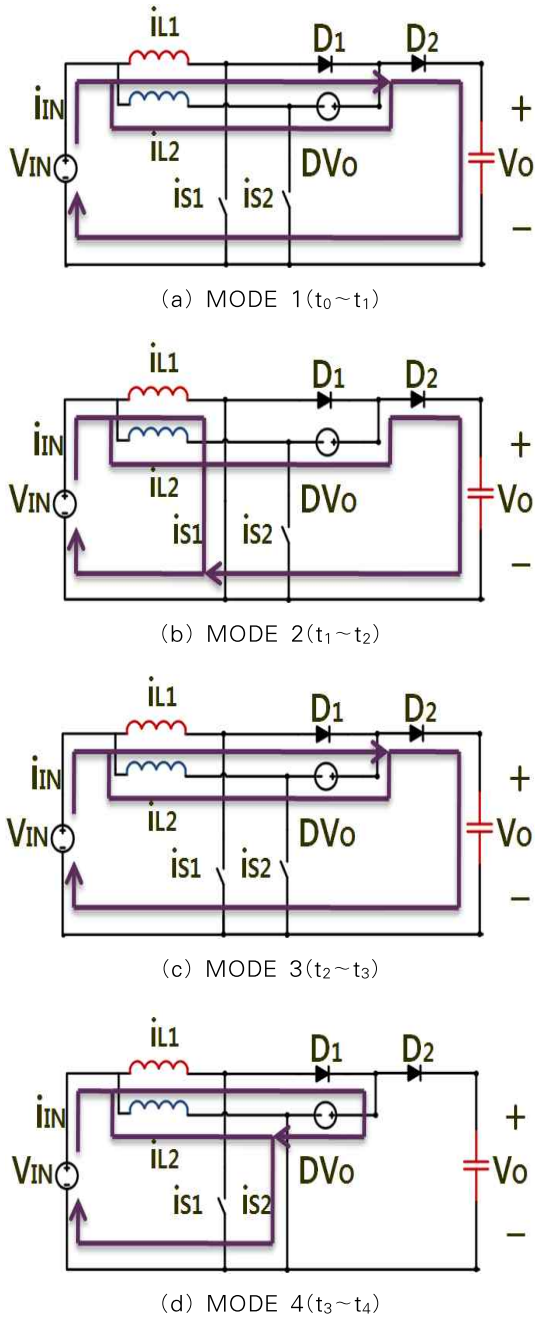


그림 6. 제안된 회로의 모드별 동작
Fig. 6. Operation mode of the proposed circuit

1) MODE 1 : $t_0 \leq t \leq t_1$

스위치 S_1 과 S_2 는 턴오프시 승압 인덕터 L_1 에 저장된 에너지는 다이오드 D_1 과 D_2 를 통하여 부하측으로 전달되며, 승압 인덕터 L_2 에 저장된 에너지는 배압 커패시터 C_B 에 저장된 에너지와 합쳐지며, 다이오드 D_2 를 통하여 부하측으로 전달된다. 이 구간에서 인덕터 L_1 의 전류 i_{L1} 와 입·출력 전압의 관계는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

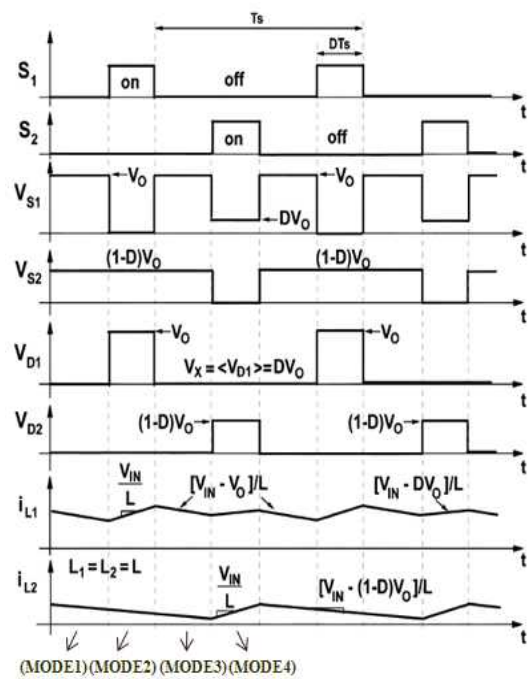


그림 7. 제안된 회로의 이론적인 각부 파형
Fig. 7. Theoretical waveforms of the proposed circuit

$$V_{IN} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + V_O \quad (10)$$

식 (10)으로부터 $L = L_1$ 으로 가정하면, 인덕터 L_1 의 전류 기울기는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L} (V_{IN} - V_O) \quad (11)$$

또한, 인덕터 L_2 의 전류 i_{L2} 와 배압 커패시터 C_B 의 전압 DV_o 와 입·출력 전압의 관계는 식 (12)와 같이

배압 회로를 이용한 인터리브 AC/DC 컨버터의 효율 특성에 관한 연구

나타낼 수 있다.

$$V_{IN} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - DV_0 + V_0 \quad (12)$$

식 (12)로부터 $L = L_2$ 라고 가정하면, 인덕터 L_2 의 전류 기울기는 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L} (V_{IN} - (1-D)V_0) \quad (13)$$

2) MODE 2 : $t_1 \leq t \leq t_2$

스위치 S_1 이 온 되면, 인덕터 L_1 에 에너지가 충전되며 L_1 에 흐르는 전류는 증가하게 되며, 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{IN} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad (14)$$

식 (14)로부터 $L = L_1$ 으로 가정하면, 인덕터 L_1 의 전류 기울기는 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{IN}}{L} \quad (15)$$

이 구간 동안 인덕터 L_2 의 전류는 식 (13)의 기울기로 감소를 지속한다.

3) MODE 3 : $t_2 \leq t \leq t_3$

스위치 S_1 이 다시 턴오프되면, 승압 인덕터 L_1 에 저장된 에너지는 다이오드 D_1 과 D_2 를 통하여 부하측으로 전달되며, 승압 인덕터 L_2 에 저장된 에너지는 배압 커패시터 C_B 에 저장된 에너지와 합쳐지며, 다이오드 D_2 를 통하여 부하측으로 전달된다. 이 구간에서 인덕터 L_1 과 L_2 의 전류는 식 (11)과 (13)의 기울기로 감소한다.

4) MODE 4 : $t_3 \leq t \leq t_4$

스위치 S_2 가 턴온되면 인덕터 L_1 의 전류는 다이오드 D_1 을 통하여 배압 커패시터 C_B 를 DV_0 로 충전시킨다. 이 구간 동안 인덕터 L_1 의 전류는 감소하며, 식 (16)으로 나타낼 수 있다.

$$V_{IN} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + DV_0 \quad (16)$$

식 (16)으로부터 $L = L_1$ 으로 가정하면 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L} (V_{IN} - DV_0) \quad (17)$$

또한, 인덕터 L_2 에 흐르는 전류는 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{IN} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \quad (18)$$

식 (18)로부터 $L = L_1$ 으로 가정하면, 인덕터 L_1 의 전류 기울기는 식 (19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{IN}}{L} \quad (19)$$

회로의 입·출력 전압 비율은 Volt-Sec 평형 조건에 의해서 계산할 수 있으며, 식 (20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$(2V_{IN} - DV_0)DT_S = (V_0 - V_{IN}) \cdot (1-2D)T_S \quad (20)$$

식 (20)으로부터 입·출력 전압 비율은 식 (21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{V_0}{V_{IN}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (0 \leq D \leq 0.5) \quad (21)$$

식 (20), (21)로부터 제안된 컨버터의 최소 전압이득은 듀티 사이클이 0(Zero)일 때이고, 그림 8은 제안된 배압 회로를 이용한 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터의 전압 이득을 나타낸다.

3. 실험 결과 및 특성비교

제안된 배압 회로를 이용한 인터리브 AC/DC 역률개선 승압형 컨버터의 특성 파악을 위하여 200 [kHz], 300[W]급 시작품을 제작하여 실험하였으며, 표

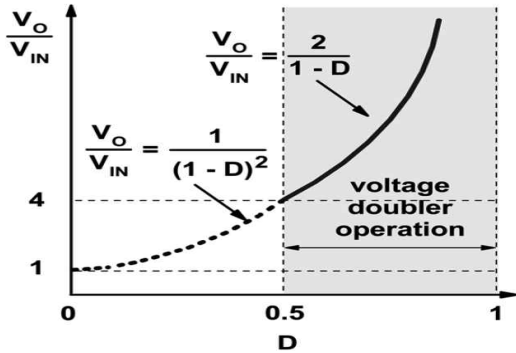


그림 8. 제안된 컨버터의 전압 이득
Fig. 8. Voltage gain of proposed converter

1은 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터 값을 나타낸다.

그림 9는 100[%] 부하시, 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 입력전압 110[V]에서 입력 전압·전류 및 출력 전압·전류 파형을 나타낸다. 제안된 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터의 역률은 0.999로 기존의 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터에 비해 1.1[%] 향상된 것을 확인하였다.

그림 10은 100[%] 부하시, 정류된 입력 전압·전류 및 승압 인덕터 전류 파형을 나타낸다. 기존 컨버터에 비해 승압 인덕터에서 전류 연속 모드로 동작하는 부분이 증가하여 역률이 상승하였고, 이로 인하여 효율도 100[%] 부하시 1.4[%] 향상된 것을 확

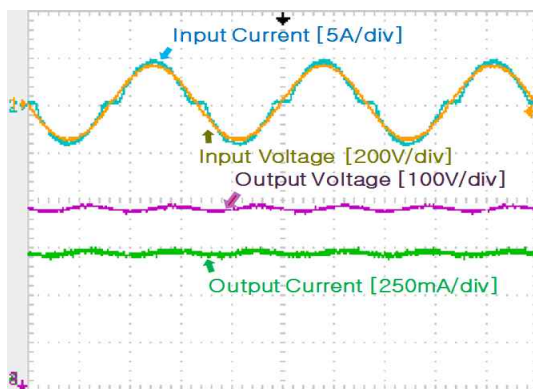
인하였다.

표 1. 시제품 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터
Table 1. Specifications and parameters used in Converter

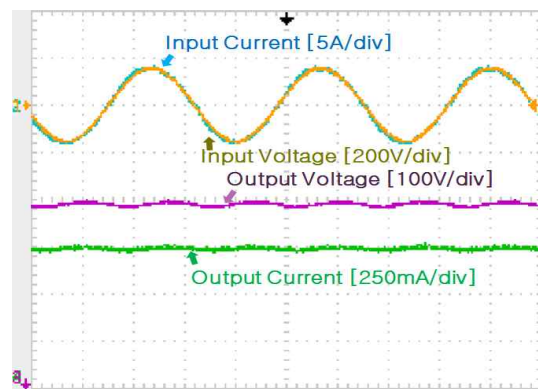
입력전압(V_{IN})	AC 90~150[V]
출력전압(V_o)	DC 400[V]
최대출력(P_o)	300[W]
스위칭 주파수(f)	200[kHz]
승압 인덕터(L_1)	289[μ H]. CSC
승압 인덕터(L_2)	296[μ H]. CSC
브리지 정류 다이오드	KBU600. QUATRO
쇼트키 다이오드(D_1, D_2)	CSD10060. CREE
전류 변압기(CT_1, CT_2)	PQ2625. TDK N1 : N2 =50 : 1
출력 커패시터(C_{OUT})	100[μ F] \times 2
저장 커패시터(C_B)	2.2[μ F] \times 3
주 스위치(S_1, S_2)	IRFP 460. IXYS
PFC 제어기	UCC28070. TI

그림 11은 듀티가 0.5이상 일 때 스위치의 게이트와 드레인 전압 파형으로 스위치 S_1 이 오프되는 동안 배압 커패시터 C_B 에 충전 전압 V_X 로 인하여 스위치의 드레인 전압은 $V_o - V_X$ 로 교번적으로 인가되는 특징이 있다.

따라서 제안된 컨버터는 스위치의 전압이 V_o 로 인



(a) 기존의 인터리브 승압형 컨버터



(b) 제안된 인터리브 승압형 컨버터

그림 9. 100[%] 부하시, 입력 전압·전류 및 출력 전압·전류 파형(5ms)
Fig. 9. 100[%] Load, input voltage · current and output voltage · current waveform(5ms)

배압 회로를 이용한 인터리브 AC/DC 컨버터의 효율 특성에 관한 연구

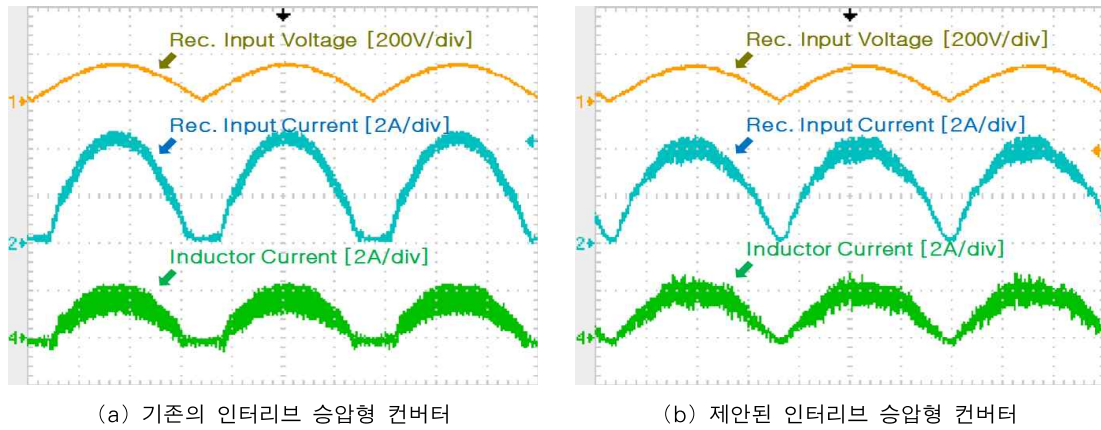


그림 10. 100[%] 부하시, 입력 전압·전류 및 인덕터 파형(2.5(ms))
 Fig. 10. 100[%] Load, input voltage · current and inductor waveform(2.5(ms))

가되는 기존의 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터에 비하여 스위치에 전압 스트레스가 저감되는 장점이 있다.

압형 컨버터에 비하여 향상된 특성을 보임을 알 수 있었다.

3. 결 론

본 논문에서는 배압 회로를 이용한 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터를 제안하였고 동작 특성 및 모드를 분석하고 시작품을 제작하여 역률 및 효율을 비교하였다. 제안된 컨버터는 기존의 컨버터에 비하여 전 부하 영역에서 효율과 역률이 개선된 것을 확인하였다.

그 이유로는 듀티가 $0.5 \leq D \leq 1$ 영역의 모드 2와 $0 \leq D \leq 0.5$ 영역의 모드 4에서 배압 커패시터 C_B 에 에너지가 충전되기 때문에 입력 전류의 외형률이 개선되었고, 이로 인하여 입력 전류가 0(Zero)로 되는 부분의 왜곡이 줄어들기 때문에 역률 향상을 이룰 수 있었다. 또한, 제안된 방식은 배압 커패시터 C_B 의 충전된 전압으로 인하여 스위치 전압이 $V_o - V_X$ 와 V_X 로 교번하므로 기존의 스위치 전압 V_o 에 비하여 스위치 전압 스트레스가 저감되는 장점을 가지고 있다.

따라서 제안된 인터리브 승압형 AC/DC 컨버터는 입·출력 전압 차가 큰 승압형 시스템에 적합하며, 저전압/대전류 입력, 고전압 출력이 요구되는 시스템에 적용이 가능하리라 판단된다.

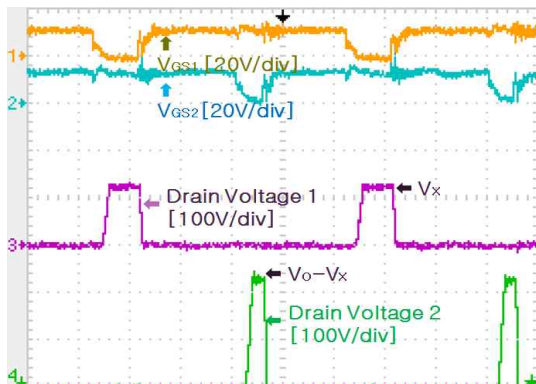


그림 11. $D \geq 0.5$, 스위치 1, 2의 게이트와 드레인 전압 파형(1(us))
 Fig. 11. $D \geq 0.5$, Gate and Drain voltage waveform of switch 1, 2(1(us))

그림 12와 13은 입력 AC 110[V]에서 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 출력 전력에 따른 역률과 효율을 각각 비교한 결과로서 실험은 Voltech사의 전력 분석계 PM3000A를 사용하였고, 입·출력 전압 및 전류를 실측하여 계산하였다. 제안된 인터리브 AC/DC 승압형 컨버터는 100[%] 부하시 역률은 0.999, 효율은 91.695[%]로서 기존의 인터리브 AC/DC 승

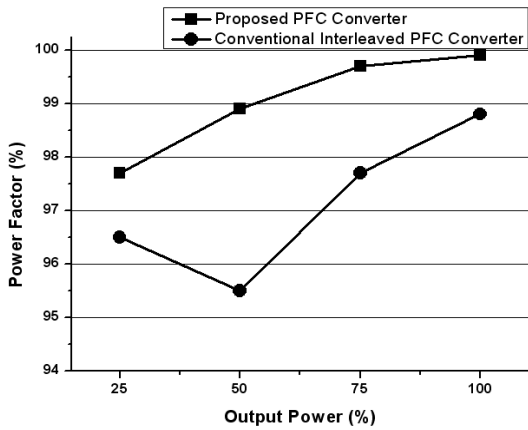


그림 12. 각 방식에 대한 역률비교
Fig. 12. Compared power factor for each topology

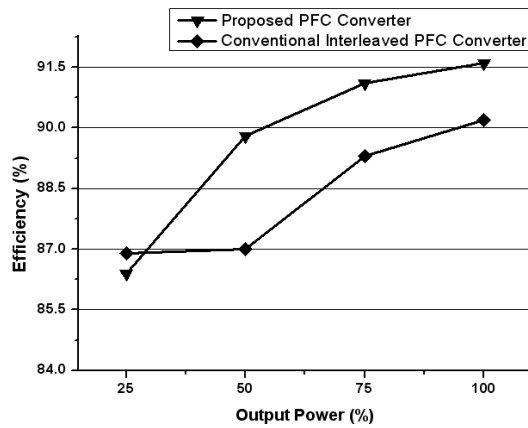


그림 13. 각 방식에 대한 효율비교
Fig. 13. Compared efficiency for each topology

References

- [1] B. A. Miwa, D. M. Otten, and M. F. Schlecht, "High Efficiency Power Factor Correction using Interleaving Techniques," Proceeding of The APEC 1992, pp. 557-568, Feb. 1992.
- [2] L. Balogh, and R. Redl, "Power-Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous-Inductor-Current Mode," Proceeding of The APEC 1993, pp. 168-174, Mar. 1993.
- [3] 서상화, 김용, 권순도, 배진용, 엄태민, "역률과 전류 리플을 개선한 인터리브 AC/DC 컨버터에 관한 연구," 대한전기학회 춘계학술대회논문집, pp.152-155, Apl. 2009.
- [4] 서상화, 김용, 배진용, 이은영, 권순도, "배압회로를 이용한 인터리브 AC/DC 컨버터에 관한 연구," 대한전기학회 하계학술대회논문집, pp.254-255, Jul. 2009.
- [5] Yungtaek Jang, M.M. Jovanović, "Interleaved Boost Converter with Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End," IEEE Transactions on Power Electronics., Vol. 22, No. 4, pp. 1394-1401, Jul. 2007.
- [6] D. Maksimović and R. Erickson, "Universal-Input, High-Power-Factor, Boost Doubler Rectifiers," Proceeding of The APEC 1995, pp. 459-465, Mar. 1995.

◇ 저자소개 ◇

서상화 (徐相和)

1980년 12월 5일생. 2007년 서경대 전자공학과 졸업. 2008년 3월~현재 동국대 전기공학과 석사과정 재학중.

배진용 (裵辰容)

1975년 8월 17일생. 1998년 동국대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2008년 2월 충남대 특허법무학과 졸업(석사). 2005년 8월~현재 특허청 사무관.

권순도 (權純道)

1954년 11월 5일생. 1978년 광운대 응용전자공학과 졸업. 1980년 건국대 대학원 전기전자학과 졸업(석사). 2008년 2월 동국대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1983~1986년 (주)삼성정밀 연구소 자동화 연구실 근무. 1996년 3월~현재 대림대 전자정보통신계열 교수.

엄태민 (嚴泰敏)

1968년 7월 1일생. 1994년 2월 충북대 물리학과 졸업. 2002년 2월 동국대 산업기술환경대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년 9월~현재 동국대 대학원 전기공학과 박사과정 재학중. 1996년~현재 (주)티엠에스 아이엔씨 연구소장.

김 용 (金 龍)

1957년 3월 20일생. 1981년 2월 동국대 전기공학과 졸업. 1994년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995년~현재 동국대(서울) 전기공학과 교수.