

# 인터리브드 소프트 스위칭 부스트 컨버터의 입출력 리플 분석

정두용<sup>1</sup>, 지용혁<sup>1</sup>, 김영렬<sup>2</sup>, 정용채<sup>3</sup>, 원충연<sup>†</sup>

## Input/Output Ripple Analysis of Interleaved Soft Switching Boost Converter

Doo-Yong Jung<sup>1</sup>, Young-Hyok Ji<sup>1</sup>, Young-Real Kim<sup>2</sup>, Yong-Chae Jung<sup>3</sup>, and Chung-Yuen Won<sup>†</sup>

**Abstract** - In this paper, the input current and output voltage ripple of the soft switching interleaved boost converter was analyzed. Ripples of input current and output voltage with an interleaved method is analysed and as a result, the facts that it has lower ripple current than conventional interleaved method is verified. it means that a capacity of a main inductor can be reduced. Besides, a low capacitance of capacitor which means high lifetime and confidence can be used because of reducing ripples of output voltage. In order to verify the validity of the proposed converter used 10uF film capacitor, experiment was performed, and the efficiency of the proposed converter was measured with variable load and duty conditions.

**Keywords** : Interleaved switching methode, Ripple analysis, Soft switching converter, Resonant converter

### 1. 서 론

고효율 및 시스템 수명의 높은 신뢰성 요구에 따라 일반적인 부스트컨버터에서 나타나는 입력전류 리플과 출력전압 리플을 저감하기 위해 인터리브드(Interleaved) 기법을 이용한 DC/DC 컨버터들의 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[1-2]</sup>. 인터리브드 기법을 활용한 컨버터의 장점으로는 입력전류 및 출력전압의 리플을 저감할 수 있다. 따라서 입/출력단 커패시터용량을 저감 시킬 수 있고 대용량 전해커패시터를 상대적으로 수명에 대한 신뢰성이 높은 소용량 필름커패시터로 교체 할 수 있다<sup>[3]</sup>.

본 논문에서는 1.5kW급 단일 스위치를 사용한 소프트 스위칭 부스트 컨버터<sup>[4]</sup>를 병렬로 구성하여 인터리빙 기법으로 제어하였고, 출력단에 평활용 커패시터를 10uF의 필름 커패시터만을 사용하여 인터리빙 부스트 컨버터의 리플과 승압비의 연관성을 분석하였다.

### 2. 본 론

#### 2.1 회로구성

그림 1(a)는 단일스위치를 사용한 소프트스위칭 부스트 컨버터이다<sup>[5]</sup>. 그림 1(b)는 1(a)의 병렬구조인 인터리브드 소프트스위칭 부스트 컨버터이다. 기존의 부스트컨버터에 공진을 이용한 소프트 스위칭을 적용하기 위해 1개의 공진 인덕터, 2개의 공진 커패시터 그리고 3개의 다이오드가 추가되었다. 주 스위치로 on/off 제어를 하고 공진 인덕터와 공진커패시터의 공진에 의해 영전류 영전압 스위칭을 함으로써 스위칭 손실을 줄일 수 있다<sup>[5]</sup>.

그림 2는 인터리브드 소프트 스위칭 부스트컨버터의 스위칭 패턴과 입출력 전류 및 전압의 파형을 나타낸다. 각 상의 스위치, 즉 S1 과 S2가 180도 위상 반전된 스위칭 신호로 동작된다<sup>[6][7]</sup>.

#### 2.2 동작모드 분석

소프트 스위칭을 위한 공진모드를 설명하기 위해 제안된 컨버터를 구성하고 있는 단일 부스트 컨버터의 동작원리를 모드별로 나누어 설명하였다. 제안된 소프트 스위칭 부스트 컨버터는 동작사항에 따라 11개의 모드로 해석할 수 있다. 그림 4-1에 제시된 회로의 정상상태 분석을 간략화 하기 위해 스위칭 주기 동안 다음을 가정한다.

1. 모든 스위칭 소자와 수동소자는 이상적이다.
2. 모든 스위칭 소자와 성분의 기생성분들은 무시한다.
3. 모드분석에서의 수식에서 각각의 모드에서 시작점은 영이라고 가정한다.

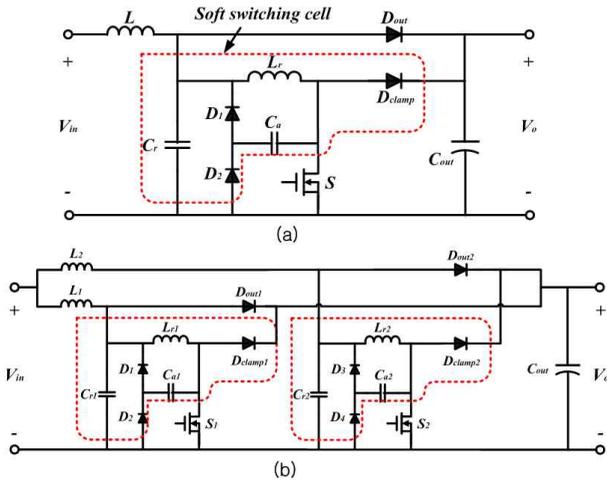


Fig. 1 Single switch soft switching boost converter(a), Interleaved soft switching boost converter(b).

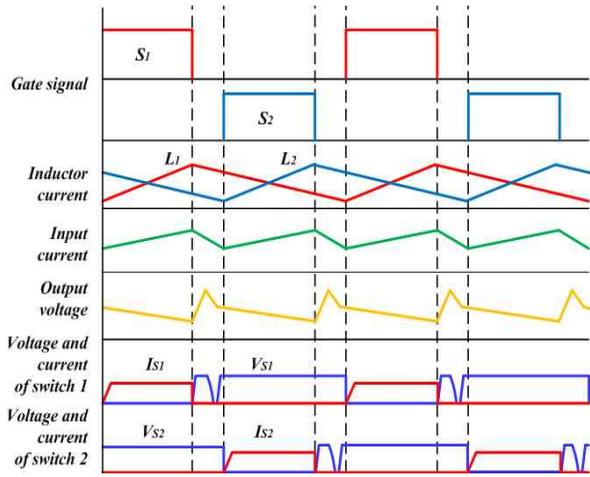


Fig. 2 Key waveforms of the interleaved soft switching boost converter

-모드 I (off State)-

스위치가 턴 오프 상태로써 입력이 다이오드( $D_{out}$ )를 통하여 부하에 직접 전달된다. 이때 출력커패시터( $C_{out}$ )와 공진커패시터( $C_r$ )에는 출력전압과 같은 크기의 전압이 충전된다. 스위칭 소자 양단과 공진커패시터( $C_r$ )에는 출력전압( $V_o$ )이 인가되며 보조공진커패시터( $C_a$ )의 전압은 0[V]이다. 주 인덕터( $L$ )의 전류는 선형적으로 감소하나 공진 인덕터( $L_r$ )의 전류는 일정한 값을 유지한다.

우선, 공진 인덕터( $L_r$ )에는 전류가 흐르지 않고 주 인덕터( $L$ )의 전류만 선형적으로 감소하며 이때  $i_L$ 과  $i_{Lr}$ 은 식 (1)과 (2) 같이 나타낼 수 있다. 또한 공진커패시터( $C_r$ )에 출력전압( $V_o$ )이 인가되고, 보조공진커패시터( $C_a$ )의 전압은 0[V]이므로 공진커패시터의 전압( $v_{cr}$ )과 보조공진 커패시터의 전압( $v_{ca}$ )는 식 (3)과 (4)로 나타낼 수 있다. 다음 모드 분석을 위해  $t_1$ 에서 주 인덕터( $L$ )에 흐르는 전류를 식 (5) 처럼  $I_1$ 으로 정한다.

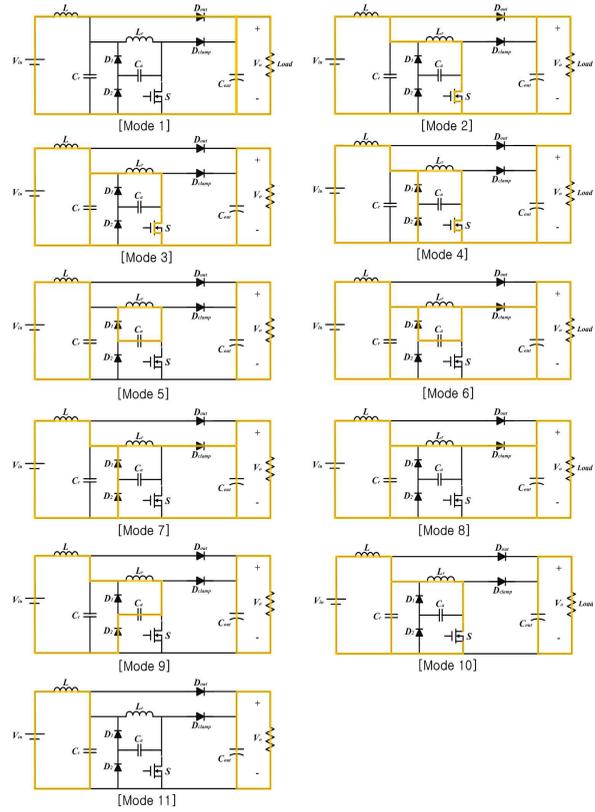


Fig. 3 Operational modes of the proposed converter

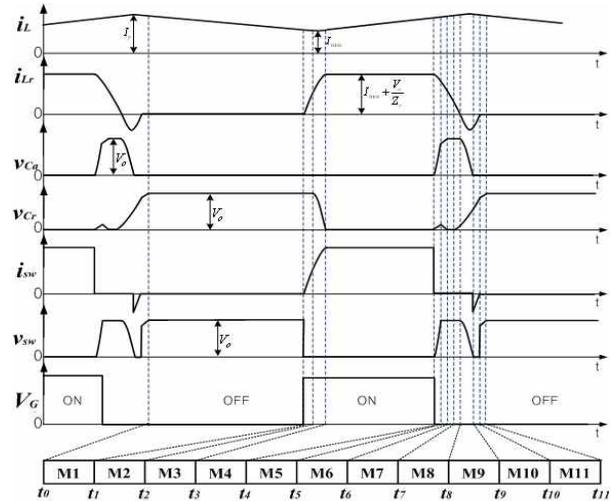


Fig. 4 Key waveforms of the proposed converter

$$i_L(t) = i_L(t_0) - \frac{V_o - V_{in}}{L} t \quad (1)$$

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (2)$$

$$v_{cr}(t) = V_o \quad (3)$$

$$v_{ca}(t) = 0 \quad (4)$$

$$i_L(t_1) = I_1 \quad (5)$$

## -모드 II-

스위치(SW)가 턴 온이 시작되는 구간으로서 ZCS (Zero Current Switching) 조건으로 On 되면서 모드II가 시작된다. 이 경우 공진 인덕터( $L_r$ )에는 출력전압이 인가되므로 전류가 선형적으로 상승한다. 그리고 주 인덕터( $L$ )에 흐르는 전류는 모드 I에서와 같은 기울기로 감소하고 출력 측 다이오드( $D_{out}$ )의 전류( $i_{D_{out}}$ )은 선형적으로 감소하기 시작한다. 공진 인덕터( $L_r$ )에 흐르는 전류( $i_{L_r}$ )가 주 인덕터( $L$ )의 전류( $i_L$ )와 같아지면 출력 측 다이오드( $D_{out}$ )에 흐르는 전류는 영이 된다.

주 인덕터에 흐르는 전류( $i_L$ )는 계속 감소하여 다음 모드인 모드III에서 최소가 되지만 그 차이가 미미하므로 주 인덕터에 흐르는 전류와 공진 인덕터에 흐르는 전류가 같아지는 점을 최소 전류( $I_{min}$ )로 근사화한다면 (6)과 같이 나타낼 수 있다. 주 인덕터( $L$ )에 흐르는 전류( $i_L$ )는 (7)과 같이 선형적으로 감소하게 된다.

스위치(SW)가 턴 온되어 있으므로 공진인덕터( $L_r$ )에는 출력전압( $V_o$ )이 인가되므로 공진 인덕터에 흐르는 전류( $i_{L_r}$ )는 (8)과 같이 나타낼 수 있다. 공진커패시터( $C_r$ )에는 출력전압( $V_o$ )이 인가되므로 공진커패시터 전압( $v_{cr}$ )은 (9)와 같다. 스위치(SW) 양단의 기생커패시터 성분을 무시할 경우 0이 되므로 보조공진커패시터( $C_a$ )에 인가되는 전압( $v_{ca}$ )은 (10)과 같다.

$$i_L(t_2) \approx I_{min}, \quad i_{L_r}(t_2) \approx I_{min} \quad (6)$$

$$i_L(t) = I_1 - \frac{V_o - V_{in}}{L} t \quad (7)$$

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_o}{L_r} t \quad (8)$$

$$v_{cr}(t) = V_o \quad (9)$$

$$v_{ca}(t) = 0 \quad (10)$$

## -모드 III (1st Resonant)-

출력 다이오드( $D_{out}$ )의 전류가 영이 되어 Off되면 첫 번째 공진구간이 시작된다. 이 구간동안 공진인덕터( $L_r$ )와 공진커패시터( $C_r$ )가 공진을 하여 공진커패시터( $C_r$ )의 전압( $v_{cr}$ )의 크기는 출력전압( $V_o$ )에서부터 0[V]로 감소한다.

이 경우 전류 경로는  $L-L_r-SW$ 를 통해 흐른다. 이 때 부하는 출력 커패시터( $C_{out}$ )에 충전되어 있던 전압이 방전되면서 지속적으로 전력공급을 받는다.

주 인덕터에 흐르는 전류( $i_L$ )는 모드II에서 최소전류( $I_{min}$ )로 근사화 하였으므로 (11)과 같다. 이 모드에서

공진인덕터( $L_r$ )에는 공진이 일어나게 되면서 시작점의 최소전류에 비해  $\frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r t$ 가 더해진 전류가 (12)와 (13)에 나타나게 된다. 여기에서, 공진각 주파수( $\omega_r$ )와 특성임피던스( $Z_r$ )는 (14), (15)와 같다.

모드III이 종료 시에 공진커패시터( $C_r$ )의 전압은 0[V]이고 다음 모드 분석을 위해  $t_3$ 에서 공진인덕터의 전류값을  $I_2$ 라 하면 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_L(t) \approx I_{min} \quad (11)$$

$$i_{L_r}(t) = I_{min} + \frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (12)$$

$$v_{cr}(t) = V_o \cos \omega_r t \quad (13)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (14)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (15)$$

$$i_{L_r}(t_3) = I_2, \quad v_{cr}(t_3) = 0 \quad (16)$$

## - 모드 IV (1st Free wheeling) -

모드III에서부터 공진커패시터( $C_r$ )의 전압이 감소하기 시작하여 0[V]가 되면 다이오드  $D_1$ 과  $D_2$ 가 도통하면서 모드IV가 시작된다. 모드 IV는 부스트 컨버터의 도통 구간으로 주 인덕터( $L$ )에 흐르는 전류( $i_L$ )는 선형적으로 상승한다. 다이오드  $D_1$ ,  $D_2$ 를 통해 환류하는 구간으로서 그림 3처럼 회로는 출력단과 분리가 되어있으며 부하로 전달되는 전력은 출력 커패시터( $C_{out}$ )에 충전되어 있던 에너지가 전달되게 된다. 이 구간 동안 공진인덕터( $L_r$ )의 전류는 둘로 나뉘는데 하나는 주 인덕터( $L$ )에 흐르는 전류이고 다른 하나는 두 다이오드( $D_1$ ,  $D_2$ )를 통해서 환류하는 전류이다.

주 인덕터에 흐르는 전류( $i_L$ )는 선형적으로 증가하고 있으므로 (17)과 같이 나타낼 수 있으며 공진인덕터( $L_r$ )에 흐르는 전류( $i_{L_r}$ )는  $t_3$ 에서 최대값을 가지며 부하에 따라 서서히 감소하지만 여기에서는  $t_3$ 에서의 값으로 일정하다고 근사화하면 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

공진커패시터( $C_r$ )과 보조 공진커패시터( $C_a$ )에는 전압도 인가되지 않으며 전류도 흐르지 않으므로 (19)와 같이 나타낸다.  $t_4$ 에서의 주 인덕터의 전류를  $I_3$ 라 하고  $t_3$ 에서의 공진인덕터의 전류( $i_{L_r}$ )값이  $t_4$ 에서도 일정한 것으로 근사화하면 (20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_L(t) = I_{\min} + \frac{V_{in}}{L}t \quad (17)$$

$$i_{Lr}(t) \approx I_2 \quad (18)$$

$$v_{Cr}(t) = 0, \quad v_{Ca}(t) = 0 \quad (19)$$

$$i_L(t_4) = I_3, \quad i_{Lr}(t_4) = I_2 \quad (20)$$

- 모드 V (2nd Resonant) -

두 번째 공진이 이루어지는 구간으로써  $t_4$ 에서 스위치(SW)는 영전압 조건에서 Off된다. 이때 두 개의 전류 경로가 생긴다. 하나는  $L - C_r - V_{in}$ 의 경로로 보조 공진커패시터( $C_r$ )의 전압이 영에서 출력전압( $V_o$ )까지 선형적으로 상승한다. 두 번째는  $L_r - C_a - D_1$ 의 경로로 공진이 발생하며  $L_r$ 에 저장된 에너지가  $C_a$ 로 전달된다.

주 인덕터( $L$ )에 흐르는 전류( $i_L$ )는 모드IV에서와 같이 연속하여 선형적으로 증가하고 공진인덕터( $i_{Lr}$ )에 흐르는 전류( $i_{Lr}$ )은 공진으로 (21), (22)와 같다.

보조공진커패시터( $C_a$ )는 (23)과 같이 공진하며, 공진커패시터( $C_r$ )의 전압은 (24)과 같이 선형적으로 증가하게 된다. 여기에서,  $L_r$ 과  $C_a$ 의 공진에 대한 공진각 주파수와 특성임피던스는 (25)와 같다.

다음 모드 분석을 위해, (26)과 같이  $t_5$ 에서의 주 인덕터와 공진인덕터의 전류를 각각  $I_4$ ,  $I_5$ 라 하고 공진커패시터( $C_r$ )의 전압을  $V_1$ 으로 한다.

$$i_L(t) = I_3 + \frac{V_{in}}{L}t \quad (21)$$

$$i_{Lr}(t) = I_2 \cos \omega_a t \quad (22)$$

$$v_{Ca}(t) = Z_a I_2 \sin \omega_a t \quad (23)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_3}{C_r} t \quad (24)$$

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_r C_a}}, \quad Z_a = \sqrt{\frac{L_r}{C_a}}, \quad (25)$$

$$i_L(t_5) = I_4, \quad i_{Lr}(t_5) = I_5 \quad (26)$$

$$v_{Cr}(t_5) = V_1, \quad v_{Ca}(t_5) = V_a$$

- 모드 VI (2nd Resonant) -

스위치(SW) 양단 전압이 출력전압( $V_o$ )보다 크다면 클램핑 다이오드( $D_{clamp}$ )는 턴 온 되고 스위칭 소자 양단에 인가되는 피크 전압은 출력전압( $V_o$ )으로 클램핑된다. 그리고 공진인덕터( $L_r$ )의 전류는 보조 공진커패시터

( $C_a$ )와 클램핑 다이오드( $D_{clamp}$ )에 흐르게 된다. 보조 공진커패시터( $C_a$ )에 흐르는 전류가 매우 작으므로 공진인덕터( $L_r$ )에 흐르는 대부분의 전류는 클램핑 다이오드( $D_{clamp}$ )로 흐른다. 모드VI에서 공진인덕터( $L_r$ )에 축적됐던 에너지는 출력 커패시터( $C_{out}$ )에 저장되고 공진소자에 흐르는 전류와 인가되는 전압은 (27)~(31)로 나타내었다.

공진커패시터( $C_r$ )의 전압은 감소하며 보조공진커패시터( $C_a$ )의 전압은 (28), (29)와 같이 계속 증가한다. 여기에서의 공진각주파수( $\omega_p$ )와 특성임피던스( $Z_p$ ) 그리고 합성커패시턴스( $C_p$ )값은 (30)과 같다. 모드VII에서의 분석을 위해 (31)와 같이  $t_6$ 에서의 주 인덕터( $L$ )와 공진인덕터( $L_r$ )의 전류를 각각  $I_6$ ,  $I_7$ 로 정의한다.

- 모드 VII -

모드 VII에서도 공진커패시터( $C_r$ )의 전압은 영이다. 주 인덕터( $L$ )에 흐르는 전류는 공진인덕터( $L_r$ )를 거쳐 출력 커패시터( $C_{out}$ )로 흐른다. 그리고 다른 전류 경로는 환류다이오드( $D_1$ ,  $D_2$ ), 공진인덕터( $L_r$ )와 클램핑 다이오드( $D_{clamp}$ )에서 출력커패시터( $C_{out}$ )로 흐르는  $D_1 - D_2 - L_r - D_{clamp} - C_{out}$ 의 경로이며 공진인덕터( $L_r$ )에 흐르는 전류는 ( $i_L + i_{D_1}$ )이다.

주 인덕터( $L$ )에 흐르는 전류( $i_L$ )는 모드VI에서와 같이 연속하여 (32)과 같이 선형적으로 증가한다. 모드VI에서 공진이 끝나게 되면 공진인덕터( $L_r$ )에 흐르는 전류( $i_{Lr}$ )는 (33)와 같이 선형적으로 감소하게 된다.

공진커패시터( $C_r$ )과 보조공진커패시터( $C_a$ )는 각각 (34)와 (35)로 나타낼 수 있다. 공진커패시터( $C_r$ )의 전압은 역병렬 다이오드가 도통이 되어서 0이 되고 보조공진커패시터( $C_a$ )는 출력전압( $V_o$ )이 인가된다.

다음 모드 분석을 위해, (36)과 같이  $t_7$ 에서의 주 인덕터( $L$ )와 공진인덕터( $L_r$ )의 전류를 각각  $I_8$ ,  $I_9$ 로 정의한다.

$$i_L(t) = I_4 + \frac{V_{in}}{L}t \quad (27)$$

$$v_{Ca}(t) = (V_o - V_1) \cos \omega_p t + Z_p (I_5 - I_4) \sin \omega_p t \quad (28)$$

$$v_{Cr}(t) = V_o - (V_o - V_1) \cos \omega_p t + Z_p (I_5 - I_4) \sin \omega_p t \quad (29)$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_r C_p}}, \quad Z_p = \sqrt{\frac{L_r}{C_p}}, \quad C_r + C_a = C_p \quad (30)$$

$$i_L(t_6) = I_6, \quad i_{Lr}(t_6) = I_7 \quad (31)$$

$$i_L(t) = I_6 - \frac{V_o - V_{in}}{L}t \quad (32)$$

$$i_{Lr}(t) = I_7 - \frac{V_o}{L_r}t \quad (33)$$

$$v_{Cr}(t) = 0 \quad (34)$$

$$v_{Ca}(t) = V_o \quad (35)$$

$$i_L(t_7) = I_8, \quad i_{Lr}(t_7) = I_9 \quad (36)$$

- 모드 VIII -

모드VIII에서 주 인덕터( $L$ )와 공진인덕터( $L_r$ )의 전류의 크기가 같아지게 되면 주 인덕터 전류( $i_L$ )는 공진커패시터( $C_r$ )와 공진인덕터( $L_r$ )로 나누어 흐르게 된다. 클램핑 다이오드( $D_{clamp}$ ) 전류가 영이 될 때까지 공진인덕터( $L_r$ )에 전류가 흐르게 되며, 공진인덕터에 충전되어 있던 에너지는 출력커패시터( $C_{out}$ )로 전달되게 된다. 모드VIII에서의 정상상태 방정식은 (37), (38)과 같다.

보조공진커패시터( $C_a$ )는 (41)과 같이 모드 VIII에서와 동일하게 출력전압( $V_o$ )이 인가되며 공진커패시터( $C_r$ )의 전압( $v_{cr}$ )은 (39)와 같이 나타낼 수 있다.

다음 모드 분석을 위해, (41)과 같이  $t_8$ 에서의 공진인덕터에 흐르는 전류는 0이 되고 주 인덕터에 흐르는 전류( $i_L$ )는 근사적으로 최대값( $I_P$ )이라 가정한다. 그리고 이때 공진커패시터의 전압을  $V_2$ 로 정의한다.

$$i_L(t) = I_8 - \frac{V_o - V_{in}}{L}t \quad (37)$$

$$i_{Lr}(t) = I_9 - \frac{V_o}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (38)$$

$$v_{cr}(t) = V_o - V_o \cos \omega_r t \quad (39)$$

$$v_{Ca}(t) = V_o \quad (40)$$

$$i_L(t_8) = I_P, \quad i_{Lr}(t_8) = 0, \quad V_{cr}(t_8) = V_2 \quad (41)$$

- 모드 IX -

모드IX에서  $D_2 - C_a - L_r - C_r$ 의 경로로 공진하여 보조공진커패시터( $C_a$ )의 전압( $v_{ca}$ )은 감소하고 보조공진커패시터( $C_a$ )에 충전되어있던 에너지는 공진인덕터( $L_r$ )로 이동하게 된다. 보조공진커패시터( $C_a$ )의 전압이 영이 될 때까지 모드IX가 형성되며 식으로 표현하면 (42)~(47)로 나타낼 수 있다.

여기에서 합성커패시턴스( $C_s$ ), 특성임피던스( $Z_s$ ) 및 공진각주파수( $\omega_s$ )는 (46)과 같다.  $t_9$ 에서의 공진인덕터( $L_r$ )에 흐르는 전류는  $I_{10}$ 으로 하고 공진커패시터( $C_r$ )의 전압을  $V_3$ 로 (47)과 같이 정의 한다.

$$i_L(t) = I_P \quad (42)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{C_s}{C_r} I_P (1 - \cos \omega_s t) - \frac{V_o - V_2}{Z_r} \sin \omega_s t \quad (43)$$

$$v_{cr}(t) = V_2 + \frac{C_s}{C_r} (V_o - V_2) (1 - \cos \omega_s t) + \frac{I_P}{C_P} t + \frac{C_s I_P}{C_r^2 \omega_s} \sin \omega_s t \quad (44)$$

$$v_{ca}(t) = V_o - \frac{C_s}{C_a} (V_o - V_2) (1 - \cos \omega_s t) + \frac{I_P}{C_P} t - \frac{I_P}{C_P \omega_s} \sin \omega_s t \quad (45)$$

$$C_s = \frac{C_r C_a}{C_r + C_a}, \quad Z_s = \sqrt{\frac{L_r}{C_s}}, \quad \omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_r C_s}} \quad (46)$$

$$v_{cr}(t_9) = V_3, \quad i_{Lr}(t_9) = I_{10} \quad (47)$$

- 모드 X -

보조 공진커패시터( $C_a$ )의 전압이 0[V]가 되면 공진인덕터( $L_r$ )에 흐르는 전류는 반대방향으로 바뀌어 스위치( $SW$ )의 역병렬 다이오드를 통해, 역으로 흐르게 되며 모드X 구간이 시작된다. 이 구간에서는 두 개의 전류루프가 형성된다. 주 인덕터( $L$ )의 전류는 공진커패시터( $C_r$ )에 선형적으로 감소하며 흐르게 되고 공진인덕터( $L_r$ )에 충전되어 있던 에너지는 스위치( $SW$ )의 역병렬 다이오드를 통해서 공진커패시터( $C_r$ )로 전달된다. 에너지전달이 완결되어 공진인덕터 전류가 0[A]이 되면 모드X은 종료된다.

주 인덕터 전류( $i_L$ )는 (48)과 같이 최대전류( $I_P$ )에서 선형적으로 감소하고 공진인덕터 전류( $i_{Lr}$ )는 (49)와 같이 나타낼 수 있다. 보조공진커패시터( $C_a$ )에는 전압이 인가되지 않아 0[V]가 되고 공진커패시터( $C_r$ )의 전압은 (50)과 같이 나타낼 수 있다.

식 (52)와 같이  $t_{10}$ 에서의 공진인덕터에 흐르는 전류는 0이고, 이 시점에서 다음 모드 분석을 위해 주 인덕터( $L$ )에 흐르는 전류를  $I_{11}$ 으로 하고 공진커패시터( $C_r$ )의 전압을  $V_4$ 로 정의 한다.

$$i_L(t) = I_P - \frac{V_3 - V_{in}}{L}t \quad (48)$$

$$i_{Lr}(t) = I_P - (I_P + I_{10}) \cos \omega_r t + \frac{V_3}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (49)$$

$$v_{cr}(t) = V_3 \cos \omega_r t + Z_r (I_P - I_{10}) \sin \omega_r t \quad (50)$$

$$v_{ca}(t) = 0 \quad (51)$$

$$i_L(t_{10}) = I_{11}, \quad i_{Lr}(t_{10}) = 0, \quad v_{cr}(t_{10}) = V_4 \quad (52)$$

- 모드 XI -

공진커패시터( $C_r$ )의 전압이 출력전압( $V_o$ )보다 작다면 모드XI이 나타나게 된다. 입력 또는 주 인덕터( $L$ )에 충전되어 있던 에너지는 공진커패시터( $C_r$ )로 전달되며 충전하게 된다. 모드XI에서 공진커패시터( $C_r$ )에 인가되는 전압은 스위치( $SW$ )에 인가되는 전압의 크기와 동일하며 서서히 증가하여 출력전압( $V_o$ )과 같게 되면 모드 XI 은 종료된다.

주 인덕터에 흐르는 전류는 모드X에서와 같이 선형적으로 감소하여 식 (53)와 같이 나타낼 수 있으며 공진인덕터에는 전류가 흐르지 않으므로 (54)로 나타낸다.

공진커패시터( $C_r$ )의 전압은 주 인덕터에 충전되어 있던 에너지가 전달되어 선형적으로 증가하고 있으므로 (55)과 같이 나타낼 수 있으며, 보조공진커패시터( $C_a$ )에는 전압이 인가되지 않으므로 (56)과 같이 0으로 표시한다.

$$i_L(t) = I_p - \frac{V_4 - V_{in}}{L}t \quad (53)$$

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (54)$$

$$v_{Cr}(t) = V_4 + \frac{I_{11}}{C_r}t \quad (55)$$

$$v_{Ca}(t) = 0 \quad (56)$$

2.3. 입출력 리플 분석

제안된 토폴로지와 일반적인 하드스위칭 컨버터의 인터리빙 동작의 분석을 위해 입출력 리플 분석은 전류연속모드(CCM) 조건에서 수행되었다.

표 1은 본 논문에서 분석한 토폴로지의 세부 사양을 나타낸다. 실험은 듀티와 부하 변동에 따른 입출력전류 리플과 출력 전압의 리플을 측정하였으며, 순수한 토폴로지 동작특성에서 입출력 리플을 비교하기위해 출력 커패시터는 10[uF]의 필름 커패시터를 사용하였다.

그림 5는 정격부하 3[kW]에서 듀티 0.1~0.5의 실험 파형을 나타낸다. 그림 6은 입력 전류리플측정 그래프이다. 일반적인 인터리브드 구성에서는 2상 컨버터의 경우 듀티 50%에서 승압비가 두 배가 되며, 가장 작은 리플을 나타낸다.

그림 6에서는 듀티 40% 부근에서 가장 낮은 리플을 보이고 있다. 그 이유는 스위치 off에서 발생하는 피크성분의 에너지가 클램핑 다이오드(Dclamp)를 통해 출력으로 전달되고 따라서 그림 8에서처럼 듀티 0.4 부근에서 승압비가 두 배가 되기 때문이다. 또한 일반적인 하드스위칭 인터리브드 부스트 컨버터와 비교하였을 때 입력전류리플이 듀티 0.15 ~ 0.45 구간 사이에서 감소하였음을 알 수 있다.

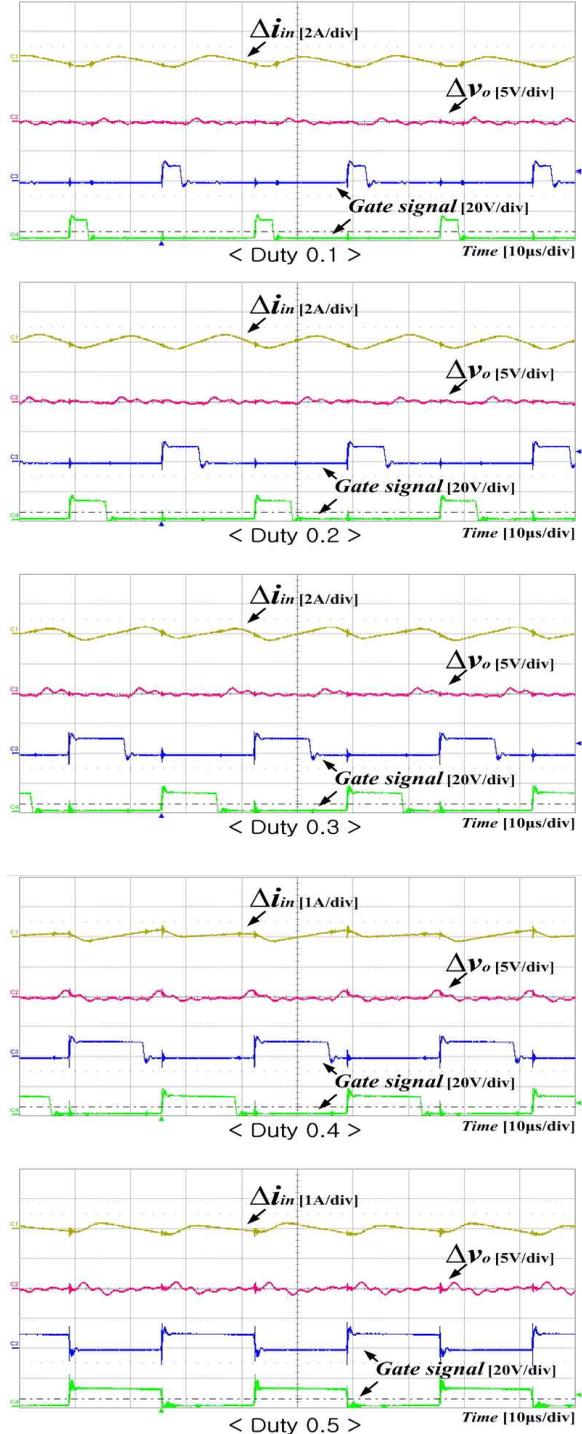


Fig. 5 Input current and output voltage ripple at duty variation

그림 7은 제안한 방식의 출력전압 리플과 동일한 조건에서 일반적인 하드스위칭 인터리브드 부스트 컨버터 100% 부하조건에서의 리플을 나타내고 있다. 제안한 방식의 출력전압 리플이 일반적인 하드스위칭 인터리브드 부스트 컨버터와 비교하여 상대적으로 크게 나타나고 있다. 상기의 이유는 제안된 부스트 컨버터의 출력 전류가  $I_{Dout}$ 과  $I_{Dclamp}$  전류의 합이며,  $I_{Dout}$  전류는 기준보다

Table 1 Experimental Parameter

Parameters	Symbol	Value	Unit
Input Voltage	$V_{in}$	200~350	Vdc
Output Voltage	$V_o$	400	Vdc
Output	$P_o$	3	kW
Main Inductor	$L_1, L_2$	1000	$\mu$ H
Resonant Inductor	$L_{r1}, L_{r2}$	50.6	$\mu$ H
Resonant Capacitor	$C_{r1}, C_{r2}$	100	nF
Auxiliary Resonant Capacitor	$C_{a1}, C_{a2}$	10	nF
Output Capacitor	$C_{out}$	10	$\mu$ F
Switching Frequency	$f_{sw}$	30	kHz

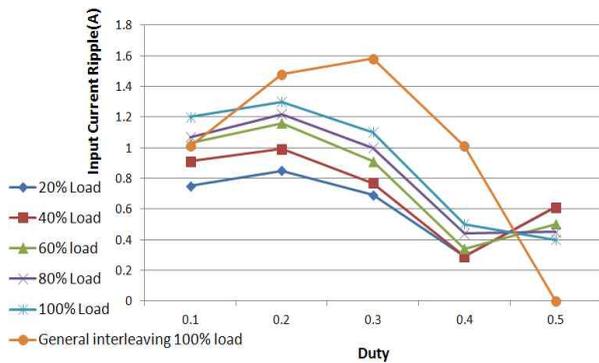


Fig. 6 Input current ripple graph at duty and load variation

(1-D)Ts가 짧으므로 작으나  $D_{clamp}$ 의 전류는  $C_a$ 에 축적되어 있던 전류가 흘러 출력으로 전달되므로 그 결과 출력으로 전달되는 RMS 전류의 크기는 제안방식이 더 크기 때문이다.

그림 9는 일반적인 하드스위칭 인터리브드 부스트 컨버터의 동일한 동작조건에서 효율을 나타낸다. 측정결과 최대효율은 듀티 0.1, 80% 부하조건에서 효율 96.47% 기록하였으며, 각 듀티별로 100% 정격부하에서는 약 93%~95%의 효율이 측정되었다.

그림 10은 제안하는 컨버터의 듀티에 따른 효율측정 결과를 나타낸다. 측정결과 제안하는 토폴로지의 최대효율은 듀티 0.1, 90% 조건에서 97.68%를 달성하였으며, 각 듀티별로 100% 정격 부하에서 약 95%~97.8%의 효율이 측정되었다.

### 3. 결 론

본 논문에서는 인터리브드 방식의 공진형 소프트 스위칭 부스트컨버터를 제안하였다. 단일 스위치를 사용한 1.5kW급 부스트 컨버터 2개를 병렬구성하여 인터리브드 방식을 적용하였다. 제안한 토폴로지의 정확한 해석을 위해 11개의 모드로 나누어 동작 특성을 분석하였으며, 각 모드별 수학적 해석을 통해 이론적 타당성을 검증하였다. 출력단 평활용 커패시터에 10[ $\mu$ F]의 필름커패시터

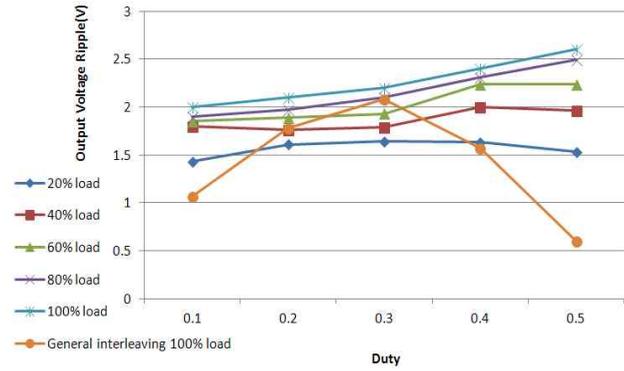


Fig. 7 Output voltage ripple graph at duty and load variation

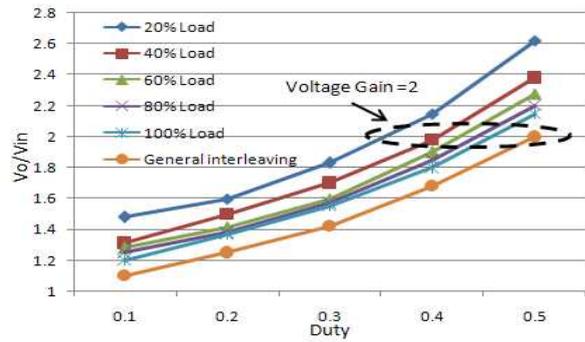


Fig. 8 Voltage gain graph depend on duty ratio

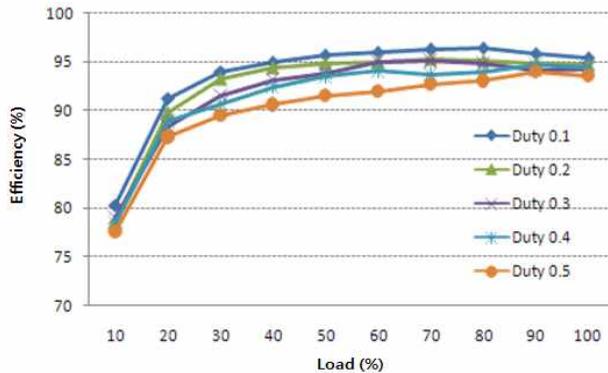


Fig. 9 Efficiency of the conventional hard switching boost converter in duty ratio

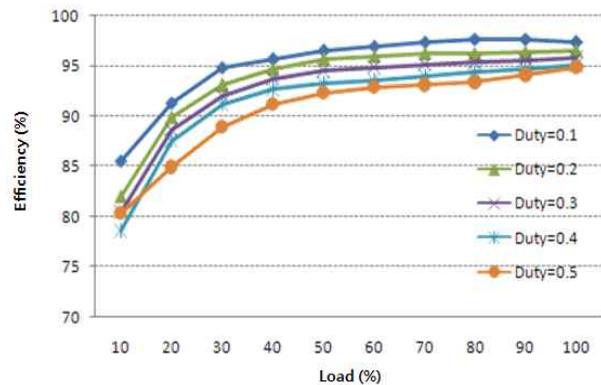


Fig. 10 Efficiency of the proposed converter topology

를 사용하여 듀티 및 부하별 입력 전류와 출력 전압의 리플을 분석하였다. 듀티 0.1에서 0.5에서 일반적인 부스트 컨버터 보다 입력전류는 전체적으로 감소하였고 출력전압은 동일하거나 오히려 높게 나타났다. 제안된 컨버터는 듀티 0.4 부근에서 모드 VI에 스위치 양단의 전압이 다이오드를 통해 출력 전압으로 클램핑 되므로 2배의 승압비를 가진다. 따라서 입력전류는 듀티 0.4 부근에서 0.3 ~ 0.5[A] 로 가장 낮게 측정되었으며, 제안한 컨버터의 인터리빙 기법 제어를 통한 출력단 커패시터 용량감소의 타당성을 검증하였다.

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No.2011-0015584)

### 참 고 문 헌

- [1] P-W Lee, Y-S Lee, David K. W. Cheng, X-C Liu, "Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 4, 2000, August.
- [2] S. Y. Tseng, J. Z. Shiang, H. H. Chang, W. S. Jwo and C. T. Hsieh, "A Novel Turn-On/Off Snubber for Interleaved Boost Converter", *IEEE38th Annual Power Electronics Specialists Conference(PESC'07)*, pp. 2718-2724, 2007.
- [3] X.Kong, A.M.Khambadkone, "Analysis and Implementation of a High Efficiency, Interleaved Current - Fed Full Bridge Converter for Fuel Cell System", *IEEE P. E. Trans*, Vol. 22, No. 2, pp. 543-550, 2007, Mar.
- [4] Gasperi, M. L, "Life Prediction Model for Aluminum Electrolytic Capacitors", *IEEE IAS*, pp. 1347-1351, 1996, Oct.
- [5] J-H Kim, D-Y Jung, S-H Park, C-Y Won, Y-C Jung, S-W Lee, "High Efficiency Soft-Switching Boost Converter Using a Single Switch", *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 6, pp. 929-939, 2009, November.
- [6] M. Veerachary, T. Senjyu, K. Uezato, "Maximum power point tracking of coupled inductor interleaved boost converter supplied PV system", *IEE Proceedings Electr. Power Appl.*, Vol. 150, Issue 1, pp. 71-80, 2003, Jan.
- [7] P. W. Lee, Y. S. Lee, D. K. Cheng, X. C. Liu, "Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors", *IEEE Trans. Indust. Electr.*, Vol. 47, Issue 4, pp. 787-795, 2000. Aug.



#### 정두용(鄭斗溶)

1981년 3월 22일생. 2007년 안양대 전기전자공학과 졸업. 2009년 성균관대 대학원 태양광시스템 공학 협동과정 졸업(석사). 2009년~현재 성균관대 대학원 태양광시스템공학협동과정 박사과정.



#### 지용혁(池湧赫)

1981년 8월 31일생. 2007년 성균관대 화학공학과 졸업. 2009년 성균관대 대학원 태양광시스템 공학 협동과정 졸업(석사). 2009년~현재 성균관대 대학원 태양광시스템공학협동과정 박사과정.



#### 김영렬(金瑛烈)

1958년 9월 5일생. 1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1982년~1987년 한국기계연구소 부설 기업기술지원센터 연구원. 1993년~1996년 한국항공우주연구소 선임연구원. 1996년~현재 안양대 전기전자공학과 교수. 현재 당 학회 평의원.



#### 정용채(鄭龍采)

1966년 2월 28일생. 1989년 한양대 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1995년~1999년 LG전자 홈어플라이언스연구소 선임연구원. 1999년~현재 남서울대 전자공학과 교수. 현재 당 학회 JPE 편집위원.



#### 원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문 교수. 1998년~현재 한국철도 기술연구원 심사위원. 2006년~2009년 한국전력공사 PQ심사위원. 2006년~2009년 차세대 첨단도시철도시스템(한국건설교통기술평가원) 기술개발사업 운영위원. 2006년~현재 (주)로템 기술자문위원. 2010년~현재 도시철도 공사 기술검증위원. 2007년~현재 삼성전기 에너지파워 연구 센터장. 2011년~현재 한국토지주택공사 기술심사 평가위원. 2010년 당 학회 회장. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수.