

패시브 보조 공진 스너버를 이용한 소프트 스위칭 승압형 DC-DC 컨버터의 토폴로지

The Topology of Soft Switching Boost Type DC-DC Converter using a Passive Auxiliary Resonant Snubber

성 치 호* · 박 한 석†
(Chi-Ho Sung · Han-Seok Park)

Abstract - In this paper, we propose a boost DC-DC converter using a modification of the passive auxiliary resonant snubber circuit with a DC-DC converter in a typical active auxiliary resonant snubber-bridge inverter. The proposed boost DC-DC converter is small compared to the DC-DC converter according to the soft-switching scheme that requires a general auxiliary switch by realizing the soft switching operation as a DC-DC converter which does not require an auxiliary switch. It is light-weight, switch the turn-on and turn-off switching loss at the time of the superposition of the voltage and current is extremely small, so small. And the reduction of the surge voltage and current of the switch. In addition, the proposed boost DC-DC converter has a high efficiency over a wide load characteristics change area than conventional hard switching PWM boost converter using an RC snubber loss.

Key Words : Boost DC-DC converter, Passive auxiliary resonant snubber, High efficiency, Load characteristics, Switching loss

1. 서 론

파워 MOS-FET, IGBT 등의 파워 반도체 소자의 스위칭 특성의 고속화와 저소비 포화 특성에 의한 저손실화, 새로운 기능화 등에 따른 반도체 전력 변환 회로의 전원 응용 기기는 현저한 진전을 이루고 있다. PWM 제어 변조 반송파 신호의 스위칭 주파수의 새로운 고주파화에 의해 반도체 전력 변환 회로, 기기, 장치의 소형·경량화와 출력 전압과 출력 전류 파형의 고품질화, 제어의 고정밀화에 따라 정현파 인버터와 정현파 PFC 정류기뿐만 아니라 양방향 컨버터, 액티브 파워 필터와 무효전력 보상장치, UPS와 같은 새로운 응용에 적용되어지고 있다[1-4].

그러나 기존의 하드 스위칭 방식에 의한 반도체 전력 변환 회로와 장치는 스위칭 주파수의 고주파화에 따라 전력 반도체의 스위칭 손실의 증대, 장치의 효율 저하, 방열 처리 냉각 장치의 대형화 등의 문제점들이 발생된다. 또한, 하드 스위칭 방식의 고속 스위칭화는 di/dt, dv/dt 스트레스와 관련된 서지 전압 및 서지 전류의 발생에 의한 전력 반도체 장치의 정격 저감화, 대지 누설 전류와 전자기 노이즈 레벨

이 커지는 등의 문제가 표면화되어지고 있다[5].

특히 최근에는 이러한 반도체 전력 변환 응용 장치가 전기 통신 에너지 설비와 일반 빌딩 건물이나 신에너지에 사용되는 분산 전원 등에 적용되어지면서 전자기 노이즈가 주변에 미치는 영향을 효과적으로 최소화할 수 있는 소프트 스위칭 반도체 전력 변환 회로 장치와 독자적인 제어 방식의 기술 개발이 차세대형 전원 응용 시스템 분야에서 활발하게 이루어지고 있다. 또한, 액티브 보조 공진 스너버 방식을 기본으로 한 소프트 스위칭 동작 원리를 비절연형 반도체 전력변환 회로들에 적용하는 기술이 활발히 연구되어지고 있다. 하지만 비절연형 반도체 전력 변환 회로들은 스위치와 극성 다이오드의 직렬 회로 요소 즉 반대 직렬연결 회로 요소가 회로에 존재하는 DC-AC 인버터 또는 DC-DC 컨버터 등으로 구성되어있다. 이 스위치 구성을 위한 다이오드에 부하 전류가 흐를 때 스위치 턴-온시 반드시 다이오드 복구 회복 기간이 나타나 스위치와 다이오드를 통해 복구 단락 현상이 발생한다. 이 복구 단락 현상은 하드 스위칭 방식에 있어서는 불가피하다[6-8].

이러한 문제점들을 해결하기 위해서 본 논문에서는 일반적인 액티브 보조 공진 스너버 브리지 인버터에서 DC-DC 컨버터로 변형한 회로인 패시브 보조 공진 스너버를 이용한 승압형 DC-DC 컨버터를 제안하였다.

제안한 패시브 보조 공진 스너버를 이용한 승압형 DC-DC 컨버터는 보조 스위치를 필요로 하지 않는 DC-DC 컨버터로 소프트 스위칭 동작을 실현함으로써 일반 보조 스위치를 필요로 하는 소프트 스위칭 방식에 의한 DC-DC 컨버터에 비해 소형·경량이며, 하드 스위칭 방식에 의한 DC-DC 컨버터에 비해 효율 향상이 가능하다. 이러한 모든 사항은 시뮬레이션과 실험 결과를 통하여 증명하였다.

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Pukyong National University, Korea

E-mail : phanseok@pknu.ac.kr

* Dept. of Electrical Engineering, Pukyong National University, Korea

E-mail : chihosung@hanjinsc.com

접수일자 : 2015년 7월 28일

수정일자 : 2015년 8월 3일

최종완료 : 2015년 8월 7일

2. 제안한 패시브 보조 공진 스너버 승압형 DC-DC 컨버터

2.1 회로 구성 및 동작 해석

그림 1은 제안한 패시브 보조 공진 스너버 승압형 DC-DC 컨버터를 나타낸 것이다. 제안한 패시브 보조공진 스너버 승압형 DC-DC 컨버터는 브리지 인버터의 대응량화 대응으로 개발된 액티브 이중 보조 공진 스너버 브리지 인버터 회로의 주 스위치를 제거한 브리지 인버터 회로 구성에서 파생된 패시브 보조 공진 스너버 DC-DC 컨버터이며, 보조 스위치가 없이 소프트 스위칭 동작이 가능하다. 그리고 보조 공진 스너버는 패시브 스너버 역할을 한다.

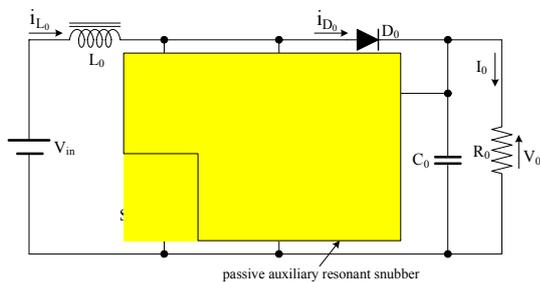


그림 1 제안한 패시브 보조 공진 스너버를 이용한 승압형 DC-DC 컨버터

Fig. 1 Boost DC-DC converter using proposed passive auxiliary resonant snubber

그림 1과 같이 제안한 패시브 보조 공진 스너버 승압형 DC-DC 컨버터는 일반적인 승압형 컨버터의 주 리액터 L_0 와 주 다이오드 D_0 사이에 보조 공진 리액터 L_1 을 추가하고, 이 L_1 과 주 스위치 S_1 이 직렬 회로를 구성하도록 연결하였다. 그리고 주 스위치 S_1 과 병렬로 주 공진 커패시터 C_1 과 다이오드 D_1 의 직렬 회로를 연결하였으며, 주 공진 커패시터 C_1 과 다이오드 D_1 과의 접속점과 주 리액터 L_0 와 주 다이오드 D_0 접속점 사이에 보조 공진 커패시터 C_2 와 다이오드 D_2 의 접속점과 직류 전원의 음(-)극 또는 출력 직류 전압의

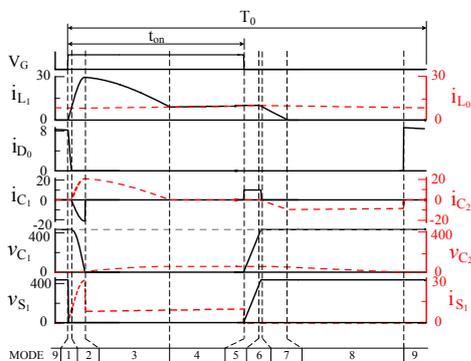


그림 2 패시브 보조 공진 스너버 이용한 승압형 DC-DC 컨버터의 동작 파형

Fig. 2 Operation waveforms of boost DC-DC converter using passive auxiliary resonant snubber

양(+)극 사이에 다이오드 D_2 를 연결하였다.

그림 2은 정상주기 상태에서 제안한 패시브 보조 공진 스너버를 이용한 승압형 DC-DC 컨버터의 각 부 동작 파형을 나타낸 것이며, 그림 3는 각 동작 모드별 등가 회로를 나타낸 것이며, 회로 토폴로지의 동작 상태를 서술하면 다음과 같다.

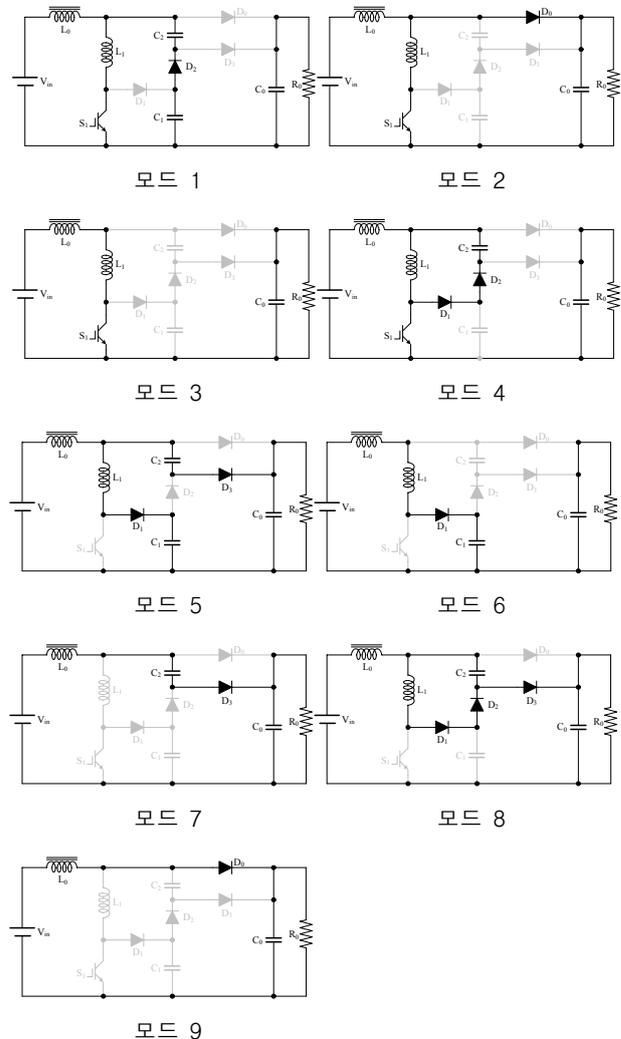


그림 3 패시브 보조 공진 스너버를 이용한 승압형 DC-DC 컨버터의 등가 회로

Fig. 3 Equivalent circuits of boost DC-DC converter using proposed passive auxiliary resonant snubber

○ Mode 1

스위치 S_1 이 오픈된 상태에서 제안한 승압형 컨버터의 에너지 저장 역할을 하는 승압용 리액터 L_0 의 전류 $i_{L0}(t) \cong i_{L0}$ 가 승압용 다이오드 D_0 를 통해 부하 R_0 에 흐르고 있을 때, 스위치 S_1 을 강제로 턴-온하면 보조 공진 리액터 L_1 의 전류 i_{L1} 은 처음부터 점차적으로 기울기가 올라 ZCS 턴-온이 시작된다. 즉 이 전류 i_{L1} 의 기울기는 출력 전압 V_0 와 L_1 의 크기로 직선으로 상승하며, 이와는 반대로 승압용 다이오드 D_0 의 전류 i_{D0} 은 선형적으로 감소한다. 그리고 승압용 다이

오드 D_0 의 전류 i_{D0} 가 제로가 되면 C_1 에 충전된 에너지는 $1/2C_1 \times V_0^2$ 이다.

○ Mode 2

보조 공진 리액터 C_1 의 전압 v_{C1} 가 제로가 되면 L_1 - D_1 - D_2 - C_2 루프 공진 전류가 흐른다. 에너지의 저장 역할을 하는 승압용 리액터 L_0 는 보조 공진 리액터 L_1 의 값에 비해 충분히 크게 취할 때문에 i_{L0} 는 전류원 I_{L0} 이다. 전류 리플이 없는 평활 전류원은 Mode 2의 부분 공진 회로에 영향을 주지 않는다. 따라서 Mode 2의 부분 공진 등가 회로는 그림 4와 같이 된다. Mode 2에서는 주 공진 커패시터 C_1 에 충전된 에너지는 $1/2C_1 \times V_0^2$ 을 초기값으로 C_1 - C_2 - L_1 루프로 부분 공진한다. Mode 2는 주 공진 커패시터 C_1 의 전압 v_{C1} 이 제로가 될 때까지 계속된다.

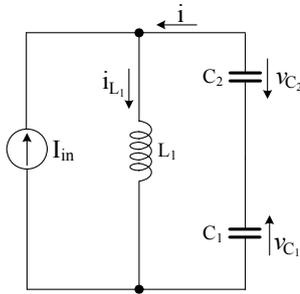


그림 4 Mode 2의 부분 공진 등가 회로
Fig. 4 Partial Resonant equivalent circuit of Mode 2

그림 4에서 키르히호프의 전압 법칙보다 회로 상태 방정식과 해는 어떤 정수 A, B하면 다음과 같다.

$$L_1 \frac{di}{dt} + v_{C_2} - v_{C_1} = 0$$

$$i = \frac{dq}{dt}, \quad q_1 = C_1 \times v_{C_1} = C_1 \times V_0 - q, \quad q_2 = C_2 \times v_{C_2} = q$$

$$\begin{cases} q(t) = A \sin \beta_1 t + B \cos \beta_1 t + \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \times V_0 \\ i(t) = A \beta_1 \cos \beta_1 t - B \beta_1 \sin \beta_1 t \end{cases}$$

여기서, $\beta_1 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 \times C_1 \times C_2}}$ 이다.

초기조건이 $q(0) = 0, i(0) = 0$ 이면 $t = t_2$ 에서 v_{C1} 가 제로가 된다.

$$q(0) = B + \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \times V_0 = 0 \quad \therefore B = -\frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \times V_0$$

$$i(0) = A \beta_1 = 0 \quad \therefore A = 0$$

$$\begin{cases} q(t) = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \times V_0 \times (1 - \cos \beta_1 t) \\ i(t) = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \times V_0 \times \alpha \times \sin \beta_1 t \end{cases}$$

$$\left. \begin{aligned} v_{C_1}(t) &= \frac{1}{C_1 + C_2} \times V_0 \times (C_1 + C_2 \times \cos \beta_1 t) \\ v_{C_2}(t) &= \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times V_0 \times \alpha \times (1 - \cos \beta_1 t) \end{aligned} \right\}$$

$$v_{C_1}(t_2) = \frac{1}{C_1 + C_2} \times V_0 \times (C_1 + C_2 \times \cos \beta_1 \times t_2) = 0$$

$$\therefore t_2 = \frac{1}{\beta_1} \times \cos^{-1} \left(-\frac{C_1}{C_2} \right) = \sqrt{L_1 \times \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}} \times \cos^{-1} \left(-\frac{C_1}{C_2} \right)$$

시점 t_2 의 주 공진 커패시터 C_2 의 전압 v_{C2} 와 부분 공진 전류 i 는 Mode 3의 초기값이 된다.

$$v_{C_2}(t_2) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times V_0 \times (1 - \cos \beta_1 t_2) = \frac{C_1}{C_2} \times V_0$$

$$\begin{aligned} i(t_2) &= \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \times V_0 \times \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 \times C_1 \times C_2}} \times \sin \beta_1 t_2 \\ &= \sqrt{\frac{C_1(C_2 - C_1)}{L_1 \times C_2}} \times V_0 \end{aligned}$$

Mode 2에서는 보조 공진 리액터 L_1 에 흐르는 전류 i_{L1} 는 부분 공진 전류 i 를 입력 직류 전류 I_{L0} 이 중첩되어 흐르고 있으므로 $i_{L1} = i + I_{L0}$ 된다. 또한 이 전류 i_{L1} 는 스위치 S_1 에 흐른다.

○ Mode 3

보조 공진 리액터 L_1 의 전류 i_{L1} 이 승압용 리액터 L_0 의 전류 ($i_{L0}(t) \cong I_{L0}$)와 같아지면 커패시터 C_1 과 C_2 의 전압은 스위치 S_1 이 턴-오프 될 때까지 일정하게 유지된다. 즉 커패시터 C_2 에 C_1 의 충전된 정전기 에너지 $1/2C_1 V_0^2$ 가 빠르게 이동하기 때문에 커패시터 C_2 의 전압 v_{C2} 는 $\sqrt{C_1/C_2} \cdot V_0$ 까지 충전된다.

Mode 3의 부분 공진 등가 회로는 그림 5와 같이 된다. Mode 3는 Mode 2 동작 특성식으로 구한 $i(t_2), v_{C2}(t_2)$ 을 초기값으로 L_1, C_2 에서 다른 부분 공진을 시작한다. Mode 3에서는 부분 공진 전류 i 가 제로가 될 때까지 계속되며, 그림 5에서 키르히호프의 전압 법칙과 회로 상태 방정식에 의해 구한 해를 어떤 상수 A', B'로 하면 아래와 같다.

$$L_1 \frac{di}{dt} + v_{C_2} = 0 \quad (\because i = \frac{dq}{dt}, q = C_2 \times v_{C_2})$$

$$\begin{cases} q(t) = A' \sin \beta_2 t + B' \cos \beta_2 t \\ i(t) = -B' \beta_2 \sin \beta_2 t + A' \beta_2 \cos \beta_2 t \end{cases}$$

여기서, $\beta_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \times C_2}}$ 이다.

초기조건이 $q(0) = C_2 \times v(t_2), i(0) = i(t_2)$ 이다.

$$q(0) = B' = C_2 \times v(t_2) = C_1 \times V_0$$

$$i(0) = A' \beta_2 = i(t_2) \quad \therefore A' = \frac{i(t_2)}{\beta_2} = \sqrt{C_1(C_2 - C_1)} \times V_0$$

$$\begin{cases} q(t) = \sqrt{C_1(C_2 - C_1)} \times V_0 \times \sin \beta_2 t + C_1 \times V_0 \times \cos \beta_2 t \\ i(t) = -\frac{C_1}{\sqrt{L_1 \times C_2}} \times V_0 \times \sin \beta_2 t + \sqrt{\frac{C_1(C_2 - C_1)}{L_1 \times C_2}} \times V_0 \times \cos \beta_2 t \end{cases}$$

$t=t_3$ 에서 부분 공진 전류 i 가 제로가 된다고 하면 $i(t_3)$ 는

$$i(t_3) = -\frac{C_1}{\sqrt{L_1 \times C_2}} \times V_0 \times \sin \beta_2 t_3 + \sqrt{\frac{C_1(C_2 - C_1)}{L_1 \times C_2}} \times V_0 \times \cos \beta_2 t_3$$

$$= 0$$

$$\therefore \tan \beta_2 t_3 = \frac{\sqrt{C_1(C_2 - C_1)}}{C_1}$$

여기서,

$$\cos \beta_2 t_3 = \sqrt{\frac{1}{1 + \tan^2 \beta_2 t_3}} = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}, \quad \sin \beta_2 t_3 = \sqrt{\frac{C_2 - C_1}{C_2}}$$

따라서 $t = t_3$ 시의 보조 공진 커패시터 C_2 의 전압 v_{C2} 은

$$v_{C_2}(t_3) = \frac{C_1}{C_2} \times V_0 \times \cos \beta_2 t_3 - \frac{\sqrt{C_1(C_2 - C_1)}}{C_2} \times V_0 \times \sin \beta_2 t_3$$

$$= \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \times V_0$$

$t=t_3$ 시의 보조 공진 커패시터 C_2 에 축적되는 에너지 ε 는

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \times C_2 \times v_{C_2}(t_3)^2 = \frac{1}{2} \times C_2 \times \left(\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \times V_0 \right)^2$$

$$= \frac{1}{2} \times C_1 \times V_0^2$$

이것은 Mode 2 초기값 C_1 에 저장되어 있던 에너지와 같다. 따라서 Mode 2와 Mode 3에서 부분 공진에 의해 C_1 에 저장되어 있던 에너지 $1/2C_1 \times V_0^2$ 가 C_2 로 이동했음을 확인할 수 있다.

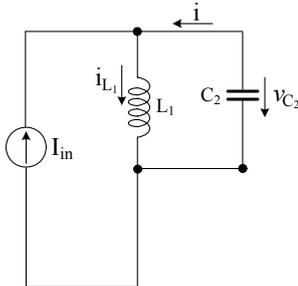


그림 5 Mode 3의 부분 공진 등가 회로
Fig. 5 Partial Resonant equivalent circuit of Mode 3

○ Mode 4

스위치 S_1 이 온 상태이고, 승압용 리액터 L_0 의 전류($i_{L0}(t) \cong I_{L0}$)가 보조 공진 리액터 L_1 을 통해 스위치 S_1 에 흐르고 있을 때, 스위치 S_1 을 강제로 턴-오프하면 스위치 S_1 의 전류는 즉시 D_1 을 통해 C_1 에 정류(轉流)한다. 스위치 S_1 은 주 공진 커패시터 C_1 의 전압 v_{C1} 가 제로보다 올라갈 때 ZVS 턴-오프가 시작된다.

보조 공진 커패시터 C_2 의 전압은 $\sqrt{C_1/C_2} \cdot V_0$ 까지 충전되

어 있기 때문에 주 공진 커패시터 C_1 의 전압은 $(1 - \sqrt{C_1/C_2}) \cdot V_0$ 까지 충전된다. 이때 커패시터 C_2 의 전압은 D_3 을 통해 방전하게 된다.

○ Mode 5

주 공진 커패시터 C_1 의 전압 v_{C1} 이 출력 전압 V_0 에 도달하면 다이오드 D_2 가 도통하고, 보조 공진 리액터 L_1 의 전류 i_{L1} 는 다이오드 D_2 및 D_3 를 통해 부하측으로 흐른다.

○ Mode 6

보조 공진 리액터 L_1 의 전류가 제로가 되면, 승압용 리액터 L_0 의 전류는 모두 커패시터 C_2 에 정류(轉流)한다.

Mode 6의 부분 공진 등가 회로는 그림 6와 같이 된다. Mode 6에서는 스위치 턴-온시에 보조 공진 커패시터 C_2 에 축적된 정전기 에너지 $1/2C_1 \times V_0^2$ 을 초기값으로 $C_2-C_0-C_1-L_1$ 의 루프로 부분 공진하며, 주 공진 커패시터 C_1 이 출력 전압 V_0 에 충전될 때까지 계속된다. 그림 6에서 키르히호프의 전압 법칙과 회로 상태 방정식에 의해 구한 해를 어떤 상수 A'' , B'' 하면 아래와 같다.

$$L_1 \frac{di}{dt} - v_{C_1} + v_{C_0} - v_{C_2} = 0$$

$$L_1 \frac{di}{dt} - \frac{1}{C_1} q_1 + \frac{1}{C_0} q_0 - \frac{1}{C_2} q_2 = 0$$

$$\therefore i = \frac{dq}{dt}$$

$$q_2 = q_0 - q, \quad q_0 = q = C_2 \times \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \times V_0$$

$$= \sqrt{(C_1 \times C_2)} \times V_0, \quad q_1 = -q$$

$$\begin{cases} q(t) = A'' \sin \beta_3 t + B'' \cos \beta_3 t + Q \\ i(t) = -B'' \beta_3 \sin \beta_3 t + A'' \beta_3 \cos \beta_3 t \end{cases}$$

여기서, $\beta_3 = \sqrt{\frac{C_1 C_2 + C_2 C_0 + C_0 C_1}{L_1 C_1 C_2 C_0}}$,

$$Q = \frac{C_1 C_0}{C_1 C_2 + C_2 C_0 + C_0 C_1} \times q_0 \text{이다.}$$

$C_0 \gg C_1, C_2, L_1$ 이라면, β_3 와 Q 는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta_3 = \sqrt{\frac{C_1 C_2 + (C_1 + C_2) C_0}{L_1 C_1 C_2 C_0}} = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 C_1 C_2}}$$

$$Q = \frac{C_1 C_0}{C_1 C_2 + (C_1 + C_2) C_0} \times q_0 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times q_0$$

초기조건이 $q(0) = 0, i(0) = 0$ 이다.

$$q(0) = B'' + Q = 0 \quad \therefore B'' = -Q$$

$$i(0) = A'' \beta_3 = 0 \quad \therefore A'' = 0$$

$$\begin{cases} q(t) = Q(1 - \cos \beta_3 t) \\ i(t) = -Q \beta_3 \sin \beta_3 t \end{cases}$$

따라서, 이 부분 공진에서

$$\begin{cases} i(t) = Q \times \beta_3 \times \sin \beta_3 t \\ v_{C_2}(t) = (q_0 - q(t))/C_2 \\ v_{C_0}(t) = q(t)/C_0 \\ v_{C_1}(t) = -q(t)/C_1 \end{cases}$$

보조 공진 리액터 L_1 의 전류 i_{L_1} 는 입력 직류 전류 I_{L_0} 와 부분 공진 전류 i 의 차이로써 $i_{L_1}(t) = I_{in} - Q \times \beta_3 \times \sin \beta_3 t$ 이다. Mode 6에서 주 공진 커패시터 C_1 의 전압 v_{C_1} 은

$$v_{C_1} = \frac{I_{in}}{C_1} \times t + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \times V_0 - \frac{1}{C_1} \times q(t)$$

따라서 경부하에서 소프트 스위칭 동작을 위해서는 $Q \times \beta_3 \leq I_{in}$ 해야 하면 다음과 같다.

$$Q \times \beta_3 = \frac{C_1}{C_1 + C_2} q_0 \times \sqrt{\frac{C_2 + C_1}{L_1 C_1 C_2}} = \sqrt{\frac{C_1^2}{L_1 (C_1 + C_2)}} \times V_0$$

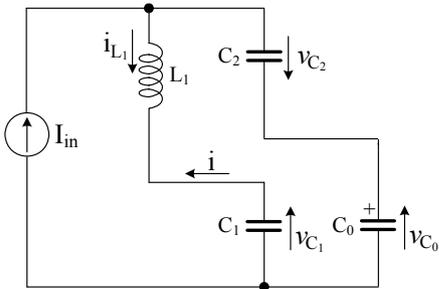


그림 6 Mode 6의 부분 공진 등가 회로
Fig. 6 Partial Resonant equivalent circuit of Mode 6

○ Mode 7

보조 공진 커패시터 C_2 의 전압이 제로가 되면 도통하며, 스위치가 턴-온 될 때까지 이 상태가 유지된다. 정상주기시에는 위의 회로 동작 모드가 주기적으로 반복된다.

2.2 제안한 패시브 보조 공진 스너버 회로의 파라미터 설계

제안한 패시브 보조 공진 스너버 회로의 파라미터 설계를 하기 위해서 먼저, 승압형 컨버터의 듀티 사이클 D 를 0.5로 고정하고 정격 출력을 5[kW]로 한다. 그리고 아래와 같은 단계를 실시한다.

○ 1단계

출력 P_0 의 범위를 1~5[kW]에서 부하 저항 R_0 는 식 (1)에 의해서 구한다. 본 논문에서는 부하 저항 R_0 을 32~160[Ω]으로 산정하였다.

$$R_0 = \frac{V_0^2}{P_0} \tag{1}$$

또한, 입력 직류 전류 I_{L_0} 는 식 (2)에 의해서 구한다.

$$I_{L_0} = \frac{V_0^2}{V_{in} \times R_0} \tag{2}$$

여기에서, $V_{in} = 200[V]$ 이다.

○ 2단계

중부하시($R_0=32[\Omega]$ 인 경우)의 소프트 스위칭의 조건식은 식 (3)과 같다.

$$\frac{1}{\sqrt{L_1/C_1}} > \frac{1}{6} (\because 256 \times C_1 > L_1) I_{L_0} = \frac{V_0^2}{V_{in} \times R_0} \tag{3}$$

○ 3단계

보조 공진 리액터 L_1 은 스위치 S_1 의 di/dt 제한값보다 더 높게 결정하며, 그림 7와 같은 di/dt 특성을 가진다. 그리고 주 공진 커패시터 C_1 은 스위치 S_1 의 dv/dt 제한값보다 더 높게 결정하며, 그림 8와 같은 dv/dt 특성을 가진다.

그림 7와 그림 8에서 스위치 S_1 의 di/dt 와 dv/dt 가 낮은 값을 선정하기 위하여 본 논문에서는 주 공진 커패시터 C_1 을 20[nF], 보조 공진 리액터 L_1 을 3[μH]로 하였다. 이러한 값은 식 (3)을 만족한다.

○ 4단계

경부하시($R_0=160[\Omega]$ 인 경우)의 소프트 스위칭의 조건식은 식 (4)과 같다.

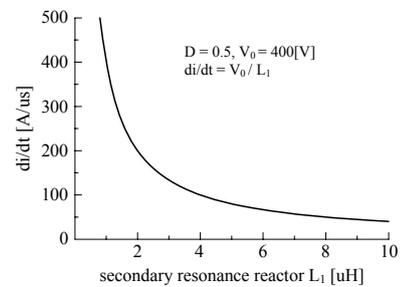


그림 7 보조 공진 리액터 L_1 에 대한 di/dt 특성
Fig. 7 The secondary resonance reactor L_1 for di/dt characteristics

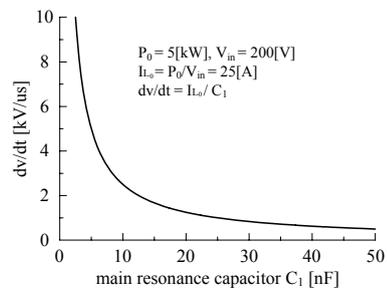


그림 8 주 공진 커패시터 C_1 에 대한 dv/dt 특성
Fig. 8 The main resonance capacitor C_1 for dv/dt characteristics

$$\left. \begin{aligned} & \sqrt{\frac{C_1}{C_1+C_2}} \times \frac{1}{\sqrt{L_1/C_1}} < \frac{1}{8} \\ \therefore \frac{C_1}{C_1+C_2} \times \frac{1}{L_1/C_1} < \frac{1}{6,400} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

주 공진 커패시터 C_1 과 보조 공진 리액터 L_1 의 값을 식(4)에 대입하면 식(5)와 같다.

$$C_2 > \frac{2,500}{3} = 833.3[\text{nF}] \quad (5)$$

이를 충족하기 위해 보조 공진 커패시터 C_2 를 1[μF]로 하면, 출력 범위는 1~5[kW]의 범위에서 소프트 스위칭이 가능해진다. 여기서, 스위치 S_1 의 턴-오프의 조건은 $t_{on} \geq L_1 \times \frac{I_{L_0}}{V_0} + \sqrt{L_1 \times \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}} \times \cos^{-1}(-\frac{C_1}{C_2})$ 에 설계값을 대입하면 된다.

본 논문에서는 $D=0.5$, $f_s=100[\text{kHz}]$, $t_{on}=5[\mu\text{s}]$ 이기 때문에 위의 식들을 충분히 만족함으로 소프트 스위칭이 가능하다고 할 수 있다.

3. 시뮬레이션 및 실험결과 해석

그림 9는 듀티 사이클 D 에 대한 개방 루프 제어계의 출력 전압 특성을 나타낸 것이다. 그림 9에서 듀티 사이클 D 의 변화에 따라 출력 전압이 상승하는 것을 알 수 있다.

그림 10은 듀티 사이클 $D=0.5$ 으로 했을 때의 부하 저항

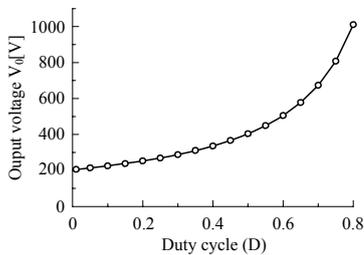


그림 9 듀티 사이클 D 에 대한 개방 루프 제어계의 출력 전압 특성

Fig. 9 Output voltage characteristic of the open-loop control system for the duty cycle D

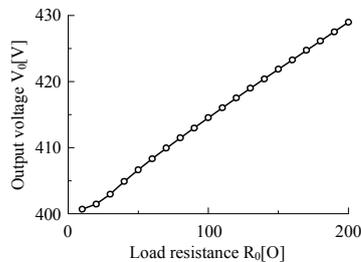


그림 10 부하 저항 R_0 에 대한 개방 루프 제어계의 출력 전압 특성($D = 0.5$)

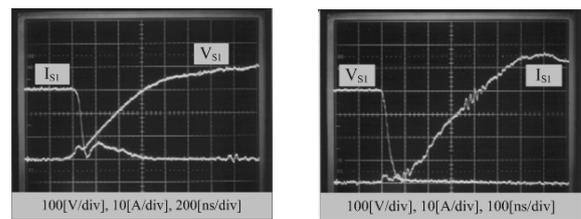
Fig. 10 Output voltage characteristic of the open-loop control system for a load resistance $R_0(D = 0.5)$

R_0 에 대한 개방 루프 제어계의 출력 전압 특성을 나타낸 것이다. 그림 10에서 알 수 있듯이 출력 전압 V_0 는 부하 저항 R_0 에 따라 변동하고 있다. 이것은 입력 직류 전류 I_{L_0} 값은 스위치 S_1 의 턴-오프시의 소프트 스위칭 동작 모드 기간이 Mode 5~Mode 8 기간이 변화하고 있기 때문이다. 즉, 경우 하에서는 이 기간이 길어지기 때문에 출력 전압 V_0 는 엄격하게 하드 스위칭 PWM 승압형 컨버터의 기본식인 $V_0 = V_{in}(1 - D)$ 보다 상승한다.

표 1은 제안한 패시브 보조 공진 스너버를 이용한 승압형 DC-DC 컨버터의 실험 회로 정수를 나타낸 것이다. 그림 11은 제안한 승압형 DC-DC 컨버터에 사용되는 IGBT 스위치 S_1 의 스위칭 동작시(턴-온시 및 턴-오프시)전압과 전류의 실험 파형을 나타낸 것이다. 그림 11에서 알 수 있듯이 턴-온시에는 보조 공진 리액터 L_1 에 의해 ZCS가 실현되며, 턴-오프시에는 주 공진 커패시터 C_1 에 의해 ZVS가 실현된다. 그리고 스위치 S_1 의 전압과 전류의 서지가 감소되며, 턴-온 및 턴-오프시의 스위칭 손실은 전압과 전류의 중첩이 극히 적기 때문에 작다.

표 1 제안한 승압형 DC-DC 컨버터의 실험 회로 정수
Table 1 Experimental circuit constant of the proposed boost DC-DC converter

입력직류전압(V_{in})		200[V]
스위칭 주파수(f_s)		20[kHz]
듀티율(D)		0.5
스너버 회로	주 공진 커패시터(C_1)	20[nF]
	보조 공진 커패시터(C_2)	1[μF]
	보조 공진 리액터(L_1)	3[μH]
승압형 리액터(L_0)		5,000[μH]
직류 필터용 커패시터(C_0)		2,000[μF]
부하저항(R_0)		33[Ω]
출력(P_0)		5[kW]



(a) 스위치 S_1 의 Turn-off시 (b) 스위치 S_1 의 Turn-on시

그림 11 스위치 S_1 의 스위칭시 전압과 전류의 실험 파형
Fig. 11 Experimental waveforms of voltage and current during the switching of the switch S_1

그림 12는 본 논문에서 제안한 소프트 스위칭 승압형 DC-DC 컨버터와 RC 손실 스너버를 이용한 기존의 하드 스위칭 PWM 승압형 컨버터의 실측 효율 η 의 특성을 비교하여 나타낸 것이다. 그림 12에서 알 수 있듯이 정격 출력인 5[kW]에서 하드 스위칭 방식이 95[%]에 비해 제안한 소프트 스위칭 승압형 DC-DC 컨버터는 실측 효율 η 이 약

97[%]로 높은 효율 특성을 얻을 수 있다. 또한, 제안한 패시브 보조 공진 스너버에 의한 소프트 스위칭 승압형 DC-DC 컨버터는 RC 손실 스너버를 이용한 기존의 하드 스위칭 PWM 승압형 컨버터보다 넓은 부하 변화 영역에서 효율 η 이 상승한다. 특히, 고출력 공급 영역에서 고효율 특성을 가진다.

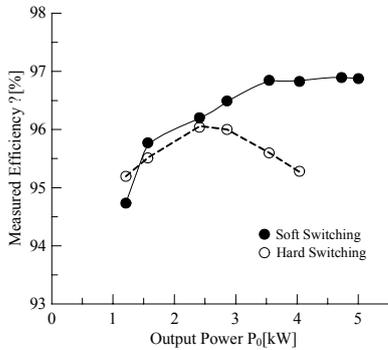


그림 12 출력 전압에 대한 실측 효율 특성
 Fig. 12 Measured efficiency characteristics for the output voltage

4. 결 론

본 논문은 일반적인 액티브 보조 공진 스너버 브리지 인버터에서 DC-DC 컨버터로 변형한 회로인 패시브 보조 공진 스너버를 이용한 승압형 DC-DC 컨버터를 제안하였다.

제안한 승압형 DC-DC 컨버터는 보조 스위치를 필요로 하지 않는 DC-DC 컨버터로 소프트 스위칭 동작을 실현함으로써 일반 보조 스위치를 필요로 하는 소프트 스위칭 방식에 의한 DC-DC 컨버터에 비해 소형·경량이며, 스위치의 턴-온 및 턴-오프시의 스위칭 손실은 전압과 전류의 중첩이 극히 적기 때문에 작다. 그리고 스위치의 전압과 전류의 서지가 감소된다. 또한, 제안한 승압형 DC-DC 컨버터는 RC 손실 스너버를 이용한 기존의 하드 스위칭 PWM 승압형 컨버터보다 넓은 부하 변화 영역에서 고효율 특성을 가진다. 또한 제작한 시제품을 통하여 그 타당성을 확인하고 결과를 얻었다.

감사의 글

이 논문은 부경대학교 자율창의 학술 연구비(2015년)에 의하여 연구되었음.

References

[1] William McMurray, "Resonant snubbers with auxiliary switches", IEEE-IAS Annual Meeting Record, Vol.2, pp.829-834, 1989
 [2] A. Cheriti, K. Al-Haddad and D. Mukhedkar, "Calculation of power loss in soft commutated PWM inverters", IEEE-IAS Annual Meeting Record, Vol.1, pp.782-788, 1991
 [3] R. W. De Doncker and J. P. Lyons, "The auxiliary

quasi-resonant DC link inverter", Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol.1, pp.248-253, 1991

[4] Mitsutoshi Ohsugi, Toshihisa Shimizu, Gunji Kimura, Akio Toba and Shigeru Sano, "The analyses of ZVS turn-off loss and the new snubber circuit for the ARCP inverter", Proceedings of the IEEE-IES International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation(IECON), Vol.1, pp.316-321, 1994
 [5] H. J. Beukes, J. H. R. Enslin and R. Spee, "Experimental evaluation of AC/AC converter topologies in utility applications", Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol.1, pp.517-522, 1995
 [6] C. M. O. Stein, H. A. Grundling, H. Pinheiro and H. L. Hey, "Zero-current and zero-voltage soft-transition commutation cell for PWM inverters", Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference(APEC), Vol.1, pp.525-531, 2002
 [7] Claudio Yudi Inaba, Nakamura Mantaro, Yoshida Masanobu, Hiraki Eiji, Nakaoka Mutsuo, "Three Phase Soft Switching Inverter using Auxiliary Resonant Commutated Snubbers with Coupled Inductor-based Pulse Current Feedback Loop", Technical report of IEICE. Energy engineering in electronics and communications, EE2000-24, pp.17-24, 2000
 [8] Y Hirota, M Yoshida, E Hiraki, S Sato, M Nakaoka, "Experimental Evaluations for ZCS & ZVS assisted Three-Phase Inverter using Novel Auxiliary Resonant Leg Link Snubbers", Institute of Electrical Engineers of semiconductor power conversion Study Group SPC-03-31, pp.31-35, 2003

저 자 소 개



성 치 호 (成治浩)

1967년 1월 7일생. 1991년 부경대 전기공학과 졸업. 2005년 부산대 경영대학원 경영학과 졸업(석사). 2014년 부경대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2015년 8월~현재 한진중공업 해양사업팀 차장. 현 본 학회 정회원



박 한 식 (朴瀚錫)

1955년 3월 23일생 1981년 중앙대학교 전기공학과 졸업. 1983년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 한국해양대학교 대학원 졸업(박사). 1986년 3월 ~ 현재 부경대학교 공과대학 전기공학과 교수. 현 본 학회 정회원