

패시브 공진 스너버를 이용한 플라이백형 ZVS PWM DC-DC 컨버터의 특성해석

Characteristic Analysis of Flyback Type ZVS PWM DC-DC Converter Using Passive Resonant Snubber

김 정 도* · 문 상 필** · 박 한 석†
(Jung-Do Kim · Sang-Pil Mun · Han-Seok Park)

Abstract - In this paper, a high frequency flyback type zero voltage soft switching PWM DC-DC converter using IGBTs is proposed. Effective applications for this power converter can be found in auxiliary power supplies of rolling stock transportation and electric vehicles. This power converter is basically composed of active power switches and a flyback high frequency transformer. In addition to these, passive lossless snubbers with power regeneration loops for energy recovery, consisting of a three winding auxiliary high frequency transformer, auxiliary capacitors and diodes are introduced to achieve zero voltage soft switching from light to full load conditions. Furthermore, this power converter has some advantages such as low cost circuit configuration, simple control scheme and high efficiency. Its operating principle is described and to determine circuit parameters, some practical design considerations are discussed. The effectiveness of the proposed power converter is evaluated and compared with the hard switching PWM DC-DC converter from an experimental point of view and the comparative electromagnetic conduction and radiation noise characteristics of both DC-DC power converter circuits are also depicted.

Key Words : Passive snubbers, Flyback type DC-DC converter, Current regeneration, Soft switching, Three winding auxiliary high frequency transformer

1. 서 론

최근 전력전자의 핵심 기술로 전력 반도체 스위칭 장치 및 최적 구동 회로 기술이 크게 발전되고 있으며, 최근 MOS 게이트 구동 바이폴라 N 파워 트랜지스터로 대표되는 IGBT와 MOSFET의 특성 개선은 적극적으로 진행되고 있으며, 반도체 전력 변환 장치의 응용 기술 개발이 주목 받고 있다. 차량용 보조 전원 장치, 태양광 발전을 비롯한 신에너지 이용, UPS 등으로 파워 반도체 스위칭 장치의 고주파 스위칭 동작화, 고속 제어 응답성 개선에 의한 고성능화, 지역 통과 LC 필터, 변압기의 소형, 경량화가 기대되고 있다 [1-3]. 그러나 반도체 전력 변환 장치의 고주파 스위칭을 실현하는데 전력 반도체 스위칭 소자의 고속 스위칭 동작에 따른 dv/dt 및 di/dt 스트레스와 스위칭 손실의 증대, 반도체 전력 변환 장치의 스위칭 주파수의 고주파화의 한계 등의 문제가 발생되어지고 있다.

따라서 이러한 문제를 효과적으로 해결하기 위해 스위칭 시의 전압과 전류의 변화를 완화하게하고, 스위칭 전환 시점

에서의 전압과 전류의 궤적을 비간섭화 영전압 스위칭 (ZVS) 또는 영전류 스위칭(ZCS)을 행하여 소프트 스위칭 전력 변환 회로 토폴로지의 개발이 활발하게 진행되고 있다. 그중 액티브 파워 반도체 스위칭 장치를 이용한 공진 스너버 방식 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터에 대한 연구가 이루어지고 있으나 제어 회로가 복잡해지는 문제점이 있다[3-8].

위의 문제를 개선하기 위해서 본 논문에서는 다이오드, 커패시터 및 인덕터에 의한 전류 회생 기능이 있는 패시브 공진 스너버를 이용한 플라이백형 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로는 기존의 플라이백형 DC-DC 컨버터에 스너버 에너지 전류 회생 회로를 적용하였으며, 스위치가 ZVS 턴-오프 소프트 스위칭화가 가능하며, 정상 특성을 분석하였다. 이러한 모든 사항은 실험을 통하여 타당성을 증명하였다.

2. 제안한 회로 구성과 동작원리

그림 1은 기존의 플라이백형 DC-DC 컨버터 회로를 나타낸 것이다. 기존의 플라이백형 DC-DC 컨버터 회로는 액티브 스위치 S_1 과 S_2 를 동시에 턴-온시키고 플라이백의 1차측에서 여자 회로에 에너지를 축적하며, 액티브 스위치 S_1 과 S_2 를 턴-오프하면 축적된 에너지는 다이오드 D_0 를 통해 출력측의 전해 커패시터 C_0 에 공급한다. 또한 액티브스위치의 턴-온과 턴-오프 직후에는 고주파 변압기 T_m 의 누설 인덕

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

E-mail : phanseok@pknu.ac.kr

* OTIS-LG, Korea

** Dept. of Electrical Engineering, Masan University, Korea

접수일자 : 2016년 7월 25일

최종완료 : 2016년 8월 25일

턴스 L_1 과 L_2 의 영향으로 1차, 2차측에 걸쳐 전류가 흐르고, 정류 기간이 생긴다. 이 정류 기간에 흐르는 전류는 다이오드 D_3 와 D_4 를 통과하여 직류 전압 V_s 로 회생되어 액티브 스위치의 단자간 전압 V_s 에 클램프된다. 그리고 누설 인덕턴스 L_1, L_2 를 적절히 확대하여 액티브 스위치의 턴-온시 전류 상승률을 억제하고, 영전류 스위칭 턴-온 할 수 있다. 그러나 스위치가 턴-오프시에 스위칭 손실이 발생하여 효율에 문제가 있다.

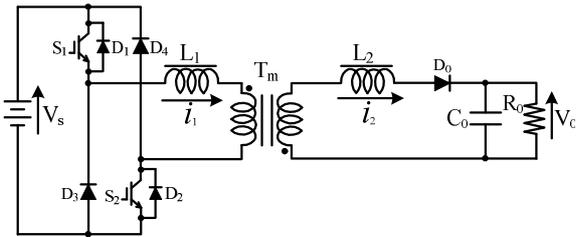


그림 1 기존의 플라이백형 하드 스위칭 PWM DC-DC 컨버터
Fig. 1 Conventional Flyback Type Hard Switching PWM DC-DC Converter

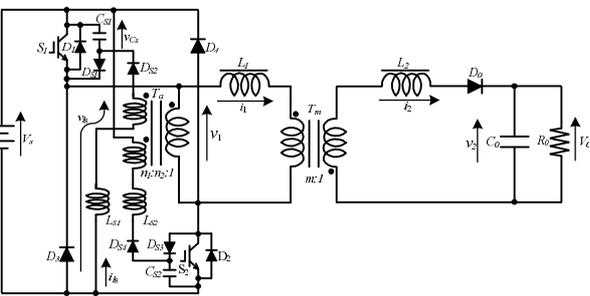


그림 2 제안한 전류 회생 기능이 있는 플라이백형 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터

Fig. 2 Proposed flyback type soft switching PWM DC-DC converter with current regeneration

기존의 플라이백 하드 스위칭 PWM DC-DC 컨버터 회로에서 스위치가 턴-오프할 때 발생하는 스위칭 손실을 억제하기 위해서 ZVS 턴-오프를 실현하는 스너버 에너지 전류 회생 회로를 부가한 소프트 스위칭 플라이백형 ZVS-PWM DC-DC 컨버터를 그림 2와 같이 제안하였다.

제안한 소프트 스위칭 컨버터는 그림 1의 회로와 마찬가지로 액티브 스위치 S_1 과 S_2 , 다이오드 D_3, D_4 로 직류 전압 V_s 를 클램프하는 구성으로 되어있다. 그리고 펄스 전류 회생 기능을 가진 스너버 회로에서는 각 액티브 스위치와 병렬로 설치된 다이오드 D_{S1}, D_{S3} 와 스너버 커패시터 C_{S1}, C_{S2} 로 구성된 스너버 회로의 에너지를 S_1 과 S_2 가 턴-온한 시점에서 보조 다이오드 D_{S2}, D_{S4} , 보조 3권선 변압기 T_a 를 이용한 공진 인덕터 L_{S1}, L_{S2} 와 스너버 커패시터로 공진시켜 스너버 에너지를 직류 전원측에 회생시키는 방식이다. 여기서 L_{S1} 과 L_{S2} 는 보조 3권선 변압기의 누설 인덕턴스이며, m 은 플라이백 변압기의 권수이다. 그리고 n_1 과 n_2 는 보조 3권선 변압기의 1차측에 2차측과 3차측의 권수비이다.

또한, 전류 회생 회로에 의해 스너버 커패시터 전압을 제로까지 방전시킴으로써 액티브 스위치는 ZVS 턴-오프된다. 그리고 턴-온시는 플라이백형 변압기 T_m 의 누설 인덕턴스 L_1, L_2 에 의해 액티브 스위치에 흐르는 전류의 상승이 억제되어 ZCS 턴-온된다. 이처럼 액티브 스위치 S_1, S_2 는 소프트 스위칭 동작이 실현된다. 또한, S_1 과 S_2 는 경부하 동작에서도 소프트 스위칭 동작이 가능하다.

그림 3은 제안한 소프트 스위칭 플라이백형 DC-DC 컨버터의 각부 동작 파형을 나타낸 것이다.

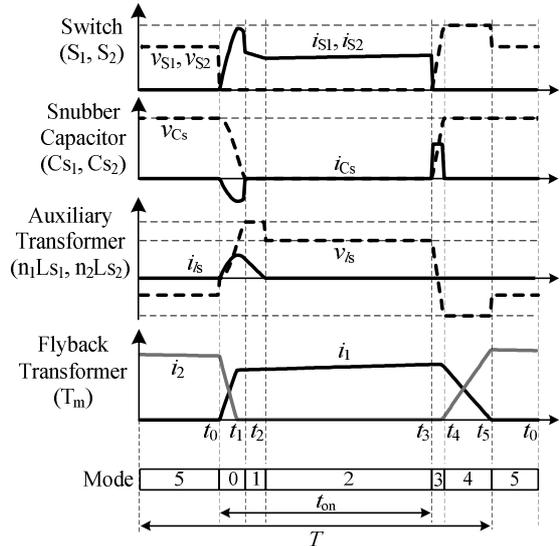


그림 3 제안한 소프트 스위칭 방식 플라이백형 DC-DC 컨버터의 동작 파형

Fig. 3 The action waveforms of the proposed soft switching flyback type DC-DC converter

그림 4는 각 동작 모드별 등가 회로를 나타낸 것이다. 여기서, 회로 동작의 설명을 간결하게 하기 위해 다음과 같은 가정 하에서 회로 동작은 다음과 같다.

- ㉠ 모든 능동 및 수동 파워 반도체 스위칭 소자는 이상적이다.
- ㉡ 스너버 커패시터 C_{S1} 과 C_{S2} 의 정전 용량은 $C_{S1} = C_{S2} = C$ 로 한다.
- ㉢ 보조 3권선 변압기 T_a 의 권수비는 $n_1 = n_2 = n$ 을 한다.
- ㉣ 공진 인덕터 $L_S(L_{S1} = L_{S2} = L_S)$ 로 한다.
- ㉤ 출력측 전해 커패시터 C_0 의 전압은 리플 성분이 충분히 작고, 직류 전압 V_0 로 표현한다.

(1) Mode 0($t_0 - t_1$) :

스위치 S_1 과 S_2 를 동시에 턴-온하면 플라이백 변압기의 누설 인덕턴스 L_1 과 L_2 의 경로로 흐르는 전류의 상승이 억제되어 ZCS 턴-온된다. 또한 3권선 보조 변압기 T_a 의 2차측과 3차측에 발생하는 전압 nV_s 을 이용하여 스너버 커패시터 C_S 와 누설 인덕턴스 L_S 와의 공진을 발생시키고, 스너버 커패시터의 에너지를 펄스 전류로 전원에 회생시킨다. 이때 펄스 전류 회생 기능을 갖는 스너버 회로의 상태 방정식은 다음과 같다.

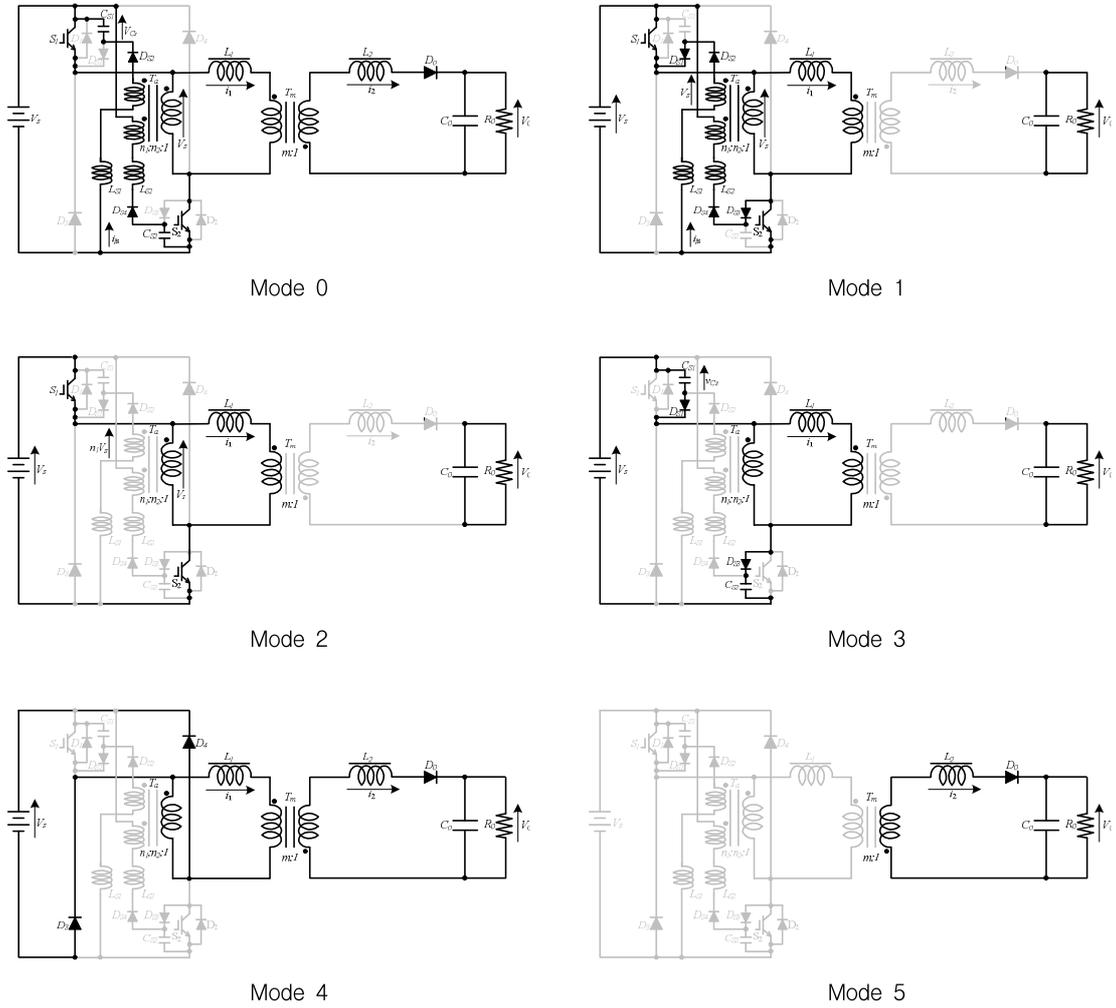


그림 4 각 동작 모드별 등가 회로
 Fig. 4 The equivalent circuits for each operating mode

$$V_s = -L_s \frac{di_L}{dt} + v_{C_s} + nV_s, \quad \frac{dv_{C_s}}{dt} = -\frac{1}{C_s} i_L \quad (1)$$

또한, $t=t_0=0$ 에서 전압 및 전류를 각각 $v_{C_s} = V_{s0}$, $i_L = 0$ 으로 하면 스너머 커패시터의 전압 v_{C_s} , 회생 전류 i_L 는 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} i_L &= \frac{V_{s0} - (1-n)V_s}{Z_s} \sin \omega_s t \\ v_{C_s} &= \{V_{s0} - (1-n)V_s\} \cos \omega_s t + (1-n)V_s \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

여기서, $Z_s = \sqrt{L_s/C_s}$: 특성 임피던스, $\omega_s = 1/\sqrt{L_s C_s}$: 공진 각 주파수

한편, 턴-온시 액티브 스위치에 흐르는 전류는 플라이백 변압기의 2차측에서 정류 전류 i_1 과 스너머 회생 전류 i_L 가 3권선 보조 변압기에 흐르는 전류와 합성된다. 이때 액티브 스위치의 턴-온시 최대 전류 상승률 di/dt 는 다음 식과 같다.

$$\frac{di}{dt} = 2 \frac{nV_{S_0} - n(1-n)V_s}{L_s} + \frac{V_s + mV_0}{L_1 + m^2L_2} \quad (3)$$

(2) Mode 1($t_1 - t_2$) :

Mode 1에서는 커패시터 C_s 가 완전히 방전된 후 다이오드 D_{S1} 와 D_{S3} 가 도통되는 모드이다. 이때, L_s 에 축적되어있는 잔류 에너지를 D_{S1} 와 D_{S3} 를 통과하여 방출한다. 이 모드에서는 회생 전류 i_L 을 계속 흘리지 않게 하기 위해서 3권선 보조 변압기의 권수비를 적절하게 설계하여 식 (4)의 조건을 충족하였다.

$$1 - V_{S_0}/2V_s < n < 1 \quad (4)$$

여기서, V_{S_0} 는 t_0 시 커패시터 C_s 의 단자간 전압이다.

(3) Mode 2($t_2 - t_3$) :

Mode 2에서는 회생 전류가 제로가 되는 모드이다. 이때, 스위치 S_1 과 S_2 가 온하고 있어, 플라이백 변압기 T_m 의 여자 회로의 1차측에서 에너지가 축적된다.

(4) Mode 3(t₃ - t₄) :

Mode 3에서 스위치S₁과 S₂를 턴-오프하는 모드이다. 이때, 스위치S₁과 S₂에 흐르는 전류는 D_{S1}와 D_{S3}을 통과 하여 커패시터C_S에 흐르기 때문에, 스위치S₁과 S₂는 ZVS 턴-오프한다. 이때 스위치S₁과 S₂의 전압 상승률은 식 (5)와 같다.

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{1}{C_s} i_s \quad (5)$$

여기서, v_s와 i_s는 각각 스위치S₁과 S₂의 전압과 전류이다.

(5) Mode 4(t₄ - t₅) :

Mode 4에서는 다이오드D_{S1}와 D_{S3}가 턴-오프하는 모드이다. 이때 여자 회로의 에너지는 2차측에서 방출하기 시작하여 출력측의 전해 커패시터 C₀에 공급된다. 또한, 플라이백 변압기T_m의 누설 인덕턴스의 영향으로 1차와 2차 모두 전류가 흐른다. 이 정류 기간에 흐르는 전류는 다이오드 D₃와 D₄를 통과하고, 스위치S₁과 S₂는 V_S에 클램프된다.

(6) Mode 5(t₅ - t₀) :

Mode 5에서는 플라이백 변압기의 1차측에 흐르는 전류가 제로가 되는 모드이다. 이때, 2차측의 전류는 다이오드 D₀을 통해 출력측의 전해 커패시터 C₀에 공급된다.

3. 실험결과 및 고찰

본 논문에서 펄스 전류 회생 기능을 가진 패시브 스너버 회로를 이용하여 액티브 스위치를 ZVS 턴-오프하는 보조 3 권선 변압기 T_a의 권수비(n₁=n₂=n)를 결정하여 플라이백 변압기T_m의 누설 인덕턴스를 이용하여 ZCS 턴-온을 실현하였다. 제안한 플라이백형 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터 회로의 유효성을 검증하기 위해 스위칭 주파수 f = 25[kHz]에서 실험을 실시하였으며, 패시브 스너버에 대한 조건을 충족하는 회로 파라미터 결정 방법을 다음과 같은 단계를 통하여 실험 장치에 사용된 회로의 정수를 표 1과 같이 나타내었다.

㉠ 스너버 커패시터 C_s가 완전히 방전될 때까지의 정류 기간 s를 짧게 설계하여 t_s(=π√L_sC_s)가 최대 스위칭주기 T의 3[%]~5[%]의 조건을 만족하게 하였다.

㉡ 액티브 스위치의 턴-오프시 최대 전압 상승률을 결정하였으며, 본 논문에서는 최대 dv/dt는 1,000[V/μs]이하로 하였다.

㉢ 보조 3권선 변압기의 권수비 n의 설정에서 V_{s0}은 최소한 V_{s0} = V_s이며, 이 조건에서 권수비를 결정하게 된다. 따라서, 식 (4)보다 0.5<n<1 영역에서 설정하면, 스너버 커패시터 C_s는 완전 방전하게 된다.

㉣ 액티브 스위치의 턴-온시 최대 전류 상승률을 결정하였으며, 본 논문에서는 최대 di/dt는 50[A/μs]이하로 하였다.

㉤ 식 (3)을 이용하여 ㉡의 L_s의 범위와 ㉢의 n의 범위 및 플라이백 변압기의 권수비 m에서 플라이백 변압기의 누설 인덕턴스 L₁과 L₂를 결정하였다.

그림 5와 그림 6은 스위치S₁과 S₂의 전압과 전류의 실험 파형을 나타낸 것이다. 그림 5와 그림 6에서 알 수 있듯이 턴-온시의 스위치 전류는 회생 변압기의 1차 전류의 회생 전류

와 중첩되어 있으며, 턴-오프 직후의 스위치 전압은 전원 전압에 채워 플라이백 변압기의 누설 인덕턴스 에너지를 전원으로 회생된다.

표 1 실험에 사용된 회로 정수

Table 1 The circuits parameters using experimental

입력전압(V _s)	300[V]	
출력전압(V ₀)	100[V]	
출력 정격(P _{out})	1[kW]	
스너버 커패시터(C _{S1} =C _{S2} =C _S)	0.015[μF]	
스위치(CM75DY-12H)(S ₁ /D ₃ , S ₂ /D ₄)	V _{ces}	600[V]
	I _C	75[A]
다이오드(30JL2C41)(DS1-DS4)	V _{PRM}	600[V]
	I _F	30[A]
플라이백 변압기(T _m)	1차측 누설 인덕턴스(L ₁)	19.5[μH]
	2차측 누설 인덕턴스(L ₂)	11.8[μH]
	여자 인덕턴스 (L _M)	2.63[mH]
	권수비(m)	1.285
보조 3권선 변압기(T _a (n ₁ =n ₂ =n))	0.67	
공진 인덕터(L _{S1} =L _{S2} =L _S)	16[μH]	

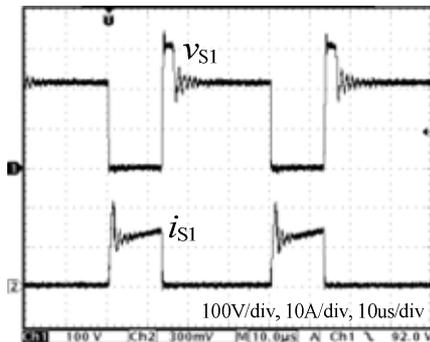


그림 5 액티브 스위치 S₁의 전압과 전류의 실험 파형

Fig. 5 Experimental voltage and current waveforms of active switch S₁(P_{out}=1[kW])

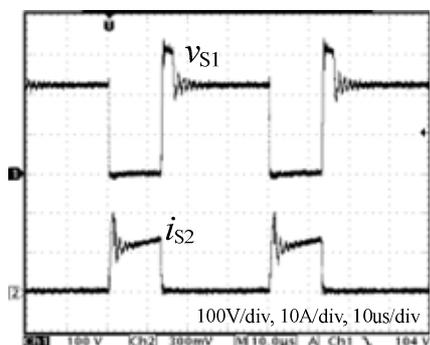


그림 6 액티브 스위치 S₂의 전압과 전류의 실험 파형

Fig. 6 Experimental voltage and current waveforms of active switch S₂(P_{out}=1[kW])

그림 7은 스너버 커패시터 C_s의 전압 v_{Cs}과 회생 전류 i_s의 실험 파형을 나타낸 것이다. 그림 7에서 알 수 있듯이 회생

전류는 액티브 스위치의 턴-온시 밖에 흐르지 않으며, 회생 동작을 할 때 스너버 커패시터Cs의 전압은 V_{s0} 에서 0까지 방전된다.

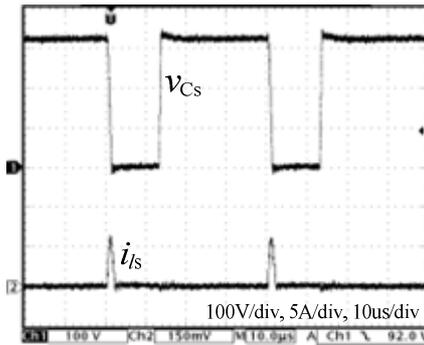
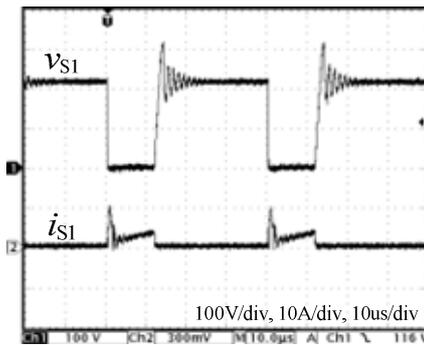
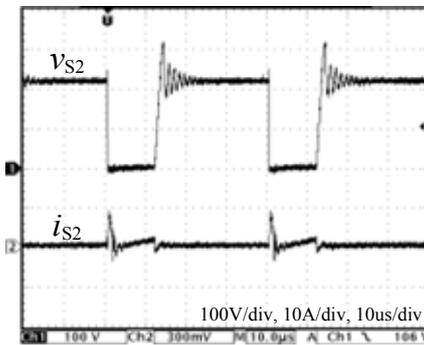


그림 7 스너버 커패시터 전압과 회생 전류의 실험 파형
 Fig. 7 Experimental waveforms of snubber capacitor voltage and regeneration current

제안한 액티브 스위치S1이 ZCS 턴-온, ZVS 턴-오프하며, 턴-오프시 IGBT의 특성에 의해 테일 전류가 흐르고 있지만, 전압 상승률 dv/dt 는 $700[V/\mu s]$ 의 ZVS 턴-오프하는 것을 확인할 수 있다. 또한 턴-온시의 전류 상승률은 di/dt 는 $25[A/\mu s]$ 로 되는 것을 알 수 있다. 그림 8는 경부하일 경우($P_{out}=150[W]$)에 스위치S1과 S2의 전압과 전류의 실험 파형을 나타



(a) 스위치 S1



(b) 스위치 S2

그림 8 액티브 스위치 S1과 S2의 전압과 전류의 실험 파형
 Fig. 8 Experimental voltage and current waveforms of active switches S1 and S2($P_{out}=150[W]$)

낸 것이다. 그림 9에서 경부하에서도 스위치S1과 S2는 ZVS 및 ZCS로 동작하고 있는 것을 알 수 있다.

그림 9은 기존의 하드 스위칭 PWM 방식 플라이백형 DC-DC 컨버터와 본 논문에서 제안한 소프트 스위칭 PWM 방식 플라이백형 DC-DC 컨버터의 출력에 대한 전력 변환 효율의 특성을 나타낸 것이다. 그림 9에서 알 수 있듯이 제안한 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터는 93.3[%]의 높은 효율을 얻을 수 있으며, 550[W] 이상의 영역에서 전력 변환 효율은 기존의 하드 스위칭 방식 컨버터보다 1.3[%]~3[%] 높아지고 있다.

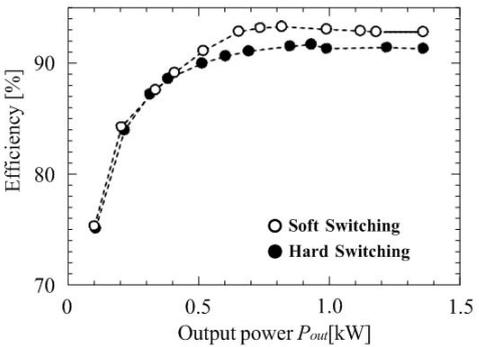


그림 9 출력에 대한 전력 변환 효율의 특성
 Fig. 9 Characteristic of actual efficiency for output power

기존의 하드 스위칭 PWM 방식 플라이백형 DC-DC 컨버터와 본 논문에서 제안한 소프트 스위칭 PWM 방식 플라이백형 DC-DC 컨버터의 잡음 단자 전압을 비교 측정하기 위해서 먼저 실험 장치와 직류 전원 사이에 대지의 전도성 노이즈를 나타내는 공통 모드 노이즈 측정하기 위해 유사 전원 회로망(artificial mains network)을 연결하고 0.1[MHz]에서 30[MHz]의 주파수 범위에서 비교 평가를 실시하였다. 또한 방사성 노이즈에서 프로브를 이용하여 30[MHz]에서 1,000[MHz]의 영역에서 측정하였다.

그림 10은 기존의 하드 스위칭 PWM 방식 플라이백형 DC-DC 컨버터와 제안한 소프트 스위칭 PWM 방식 플라이백형 DC-DC 컨버터의 전도성 노이즈의 측정 결과를 나타낸 것이다. 그림 10에서 17[MHz]정도의 범위에서 제안한 소프트 스위칭 PWM 방식의 전도성 노이즈 레벨은 기존의 하

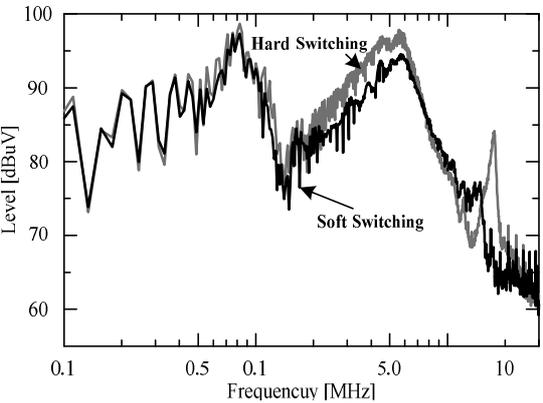


그림 10 공통 모드 전도성 노이즈 특성
 Fig. 10 Common mode electromagnetic conductive noise spectra

드 스위칭 방식에 비해 10[dB]정도의 저감 효과를 확인할 수 있다.

그림 11은 기존의 하드 스위칭 PWM 방식 플라이백형 DC-DC 컨버터와 제안한 소프트 스위칭 PWM 방식 플라이백형 DC-DC 컨버터의 방사성 노이즈의 측정 결과를 나타낸 것이다. 그림 11에서 알 수 있듯이 53[MHz]에서 100[MHz]의 영역에서 소프트 스위칭 방식이 하드 스위칭 방식에 비해 10[dB]정도의 저감 효과를 가진다.

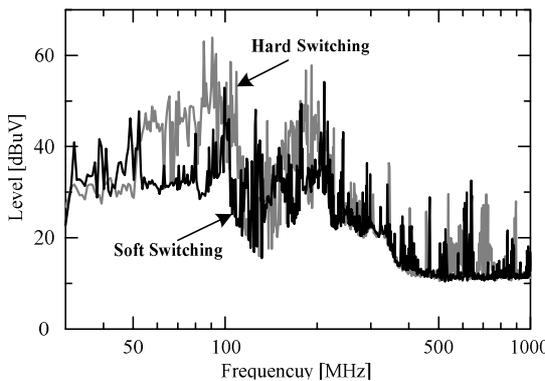


그림 11 방사성 전자 노이즈 특성
Fig. 11 Electromagnetic radiation noise spectra

4. 결 론

본 논문에서는 펄스 전류 회생 기능을 가진 패시브 공진 스너버를 이용한 플라이백형 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터를 제안하고 그 회로의 동작 원리와 특징을 밝혔다. 또한, 이 컨버터 회로를 1[kW]의 실험 장치에 의해 검증하는 동시에 전력 변환 효율, 전자파 노이즈를 중심으로 기존의 플라이백형 하드 스위칭 PWM DC-DC 컨버터 회로와 비교, 검토한 결과 다음과 같은 특징을 정리할 수 있다.

(1) 제안한 소프트 스위칭 PWM 방식 DC-DC 컨버터는 패시브 공진 스너버 회로를 적용하기 때문에 제어는 기존의 하드 스위칭 PWM 방식 DC-DC 컨버터와 다르지 않다.

(2) 제안한 소프트 스위칭 PWM 방식 DC-DC 컨버터의 액티브 스위치가 턴-온 및 턴-오프 하므로 모두 경부하에서 전 부하까지의 넓은 영역에서 소프트 스위칭 동작이 가능하였다.

(3) 제안한 소프트 스위칭 PWM 방식 DC-DC 컨버터는 스위칭 주파수가 일정한 상태에서 PWM 제어에 의한 출력 제어가 가능하였다.

(4) 제안한 소프트 스위칭 PWM 방식 DC-DC 컨버터에서 스너버 회로의 동작에 의해 회생 전류는 액티브 스위치의 턴-온시 밖에 흐르지 않고 스너버 회로에 따른 도통 손실이 매우 작아 전력 변환 효율이 향상되었다.

이상의 결과에서 본 논문 제안한 패시브 공진 스너버를 이용한 소프트 스위칭 방식 플라이백형 DC-DC 컨버터는 많은 장점을 가지고 스위칭 전원 시스템의 소형, 경량화, 고효율화 및 낮은 전자기 노이즈에 유효한 회로 방식인 것으로 사료된다. 앞으로 더욱 고주파화 및 신형 배터리, 신에너지

이용, 계통연계 전력을 이용한 인터페이스 등 시스템으로의 연구를 하고자 한다.

References

- [1] S. Hase, T. Konishi, A. Okui, et al., "Control Methods and Characteristics of Power Converter with Large Capacity for Electric Railway System", Proc. of Power Conversion Conference, IEEJ PCC - Osaka, Vol.3, pp.1039-1044, 2002
- [2] K. Matsui, I. Yamamoto, S. Hirose, K. Ando, T. Kobayashi, "Utility - Interactive Photovoltaic Power Conditioning Systems with Forward Converter for Domestic Applications", IEE-UK Proc. on Electric Power Applications, Vol.147, No.3, pp.199-205, 2000
- [3] A. Elasser, D. A. Torrey, "Soft Switching Active Snubbers for DC/DC Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.11, No.5, pp.710-722, 1996
- [4] R. Watson, F. C. Lee, "Utilization of an Active - Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.11, No.1, pp.162-169, 1996
- [5] M. Shimada, S. Sato, M. Nakamura, "Forward Converter with Lossless Snubber", Proc. of IEEJ National Convention, No.828, pp.4-161, 1999
- [6] S. Sato, S. Nagai, "Analysis of DC/DC Converter using Loss-Less Snubber" Proc. of IEEJ National Convention, No.829, pp.4-162, 1999
- [7] S. Hamada, M. Nakaoka, "A Novel Zero - Voltage and Zero-Current Switching PWM DC-DC Converter with Reduced Conduction Losses", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.17, No.3, pp.413-419, 2002
- [8] E. S. Kim, K. Y. Joe, M. H. Kye, Y. H. Kim, B. D. Yoon, "An Improved Soft Switching PWM FB DC/DC Converter for reducing Conduction Losses", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.14, No.2, pp.258-264, 1999

저 자 소 개



김 정 도 (金正道)

2007년 경남대 전기공학과 졸업. 2009년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2016년 부경대 대학원 전기공학과 박사수료. 1982년~2016년 현재 OTIS 근무. 현 본 학회 정회원



문 상 필 (文 相 弼)

1997년 부경대 전기공학과 졸업. 1999년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2010년 8월~2016년 현재 마산대학교 전기과 조교수. 2009년 7월 IEEE ISIE Bsst Paper Award 수상. 2010년 12월 한국조명전기설비학회 학술상 수상. 현 본 학회 산업전기위원회 편집위원 겸 정회원



박 한 석 (朴 瀚 錫)

1981년 중앙대학교 전기공학과 졸업. 1983년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 한국해양대학교 대학원 졸업(박사). 1986년 3월~2016년 현재 부경대학교 공과대학 전기공학과 교수. 현 본 학회 정회원