

다수 및 소수캐리어 소자에 적용 가능한 영전압영전류 스위칭 컨버터

金鶴星[†], 安熙旭^{*}

A New ZVZCS Converter Applicable to Majority and Minority Carrier Devices

Hack-Sung Kim and Hee-Wook Ahn

요 약

제안된 회로는 하나의 보조스위치를 이용하여 주 스위치와 정류용 다이오드가 턴-온/턴-오프 시 동시에 영전압과 영전류 조건을 만족시킨다. 그리고 이 회로에 사용되는 주 스위치는 다수 캐리어 소자뿐만 아니라 소수 캐리어 반도체 소자까지 사용할 수 있는 장점을 가지고 모든 PWM 컨버터에 적용 가능하다. 그리고 제안된 보조 스위치와 공진회로가 주 전력 경로에 존재하지 않으므로 주 스위치와 다이오드에 더 이상의 전압/전류 스트레스가 없게 된다. 제안된 컨버터의 유효성을 이론적 분석과 실험을 통하여 입증하였다.

ABSTRACT

The paper proposes a novel ZVZCS PWM converter. It enables the main switch to be turned on/off with both zero voltage and zero current, the auxiliary switch to be turned on/off with ZCS, the rectifier diode to be turned on/off with ZVS. Moreover, this proposed soft switching technique is suitable for not only minority carrier device but also majority carrier semiconductor device. Since auxiliary resonant circuit of the proposed boost converter is placed out of the main power path, therefore, there are no voltage and current stresses on the main switch and diode. The operation of the proposed boost converter is explained and analyzed theoretical and experimentally, from a prototype operating at 100KHz.

Key Words : ZVS, ZCS, ZVZCS, resonance

1. 서 론

영전류 트랜지션(Zero Current Transition) PWM 컨버터는 주 스위치가 영전류 조건에서 스위칭 동작이 일어나도록 제안되었다. 그러나 영전류 트랜지션 방법은 영전압 스위칭 동작을 얻을 수 없고, 주 스위치가

턴-온 시 스위칭 손실이 발생한다. 그리고, 지금까지 제시된 컨버터의 주 스위치는 하드 스위칭 PWM 부스터 컨버터에 비해 추가적으로 심각한 고전류 스트레스(High-current stress)가 나타난다. 위의 문제를 해결하기 위해서 영전압영전류 스위칭 컨버터가 제시되었다^[1]. 영전류 트랜지션 회로에서 주 스위치의 고전류 첨두값(peak value)을 줄이기 위해서 L-C 공진 회로에 저장된 에너지를 적절하게 조절하여, 주 스위치는 영전압과 영전류 조건에서 스위칭동작을 하여 턴-온/턴-오프 시 스위칭손실도 발생하지 않는다. 그러나 주 스위치가 동시에 영전압과 영전류 조건에서 동작하기

[†]교신저자 : 정회원, 금오공대 전자공학부 부교수

E-mail : haskim@kumoh.ac.kr

^{*}정회원, 금오공대 전자공학부 부교수

접수일자 : 2005. 8. 25 1차 심사 : 2005. 9. 8

2차 심사 : 2005. 9. 12 심사완료 : 2005. 9. 14

위해서 부가적으로 두 개의 보조스위치를 필요로 하므로 추가적인 비용과 주 다이오드의 전류 스트레스가 증가하는 단점이 있다.

주 스위치가 턴-오프/턴-온 시 동시에 영전압과 영전류 조건을 만족하고, 주 다이오드는 영전압조건에서 스위칭 동작을 하는 영전류영전압 트랜지션 컨버터^[2]에 제시된 기법은 소수/다수 캐리어 반도체 소자에 적용 가능하다. 그러나 주 스위치가 턴-온되면 L-C 공진 회로에 의해서 전류 스트레스가 증가하고, 주 스위치와 보조스위치가 소프트 스위칭 조건을 만족하기 위한 제약조건이 따른다. 또한 보조스위치를 동작시키기 위해서 절연된 게이트 구동이 필요하므로 회로가 복잡해지고 비용이 증가한다.

주 스위치와 정류용 다이오드가 턴-온/턴-오프시 동시에 영전압과 영전류에서 스위칭 동작을 하는 영전압 영전류 스위칭 PWM DC-DC 컨버터^[3]는 다수와 소수 캐리어 반도체 소자에 모두 적합하고, 다른 일반적인 PWM DC-DC 컨버터에 물론 적용 가능하다. 그러나 한 사이클 동안에 보조스위치가 두 번 스위칭 동작을 하면서 매번 턴-오프 시 하드 스위칭 동작을 하므로 스위칭 손실과 그로 인한 전자파 간섭 잡음이 발생하게 된다.

본 논문에서는 이런 문제점을 해결하기 위해서 새로운 회로를 제안한다. 제안된 회로에서는 주 스위치와 정류용 다이오드 및 보조 스위치가 항상 소프트 스위칭 조건에서 동작함으로써 스위칭 손실과 전자파 간섭 잡음을 최소화하였다. 또한 앞에서 언급한 컨버터의 장점인, 다수 캐리어 소자와 소수 캐리어 반도체 소자에 모두 적용가능하고, 주 전력 경로에 보조 공진회로가 없으므로 추가적인 전압 및 전류 스트레스가 없다. 위 특징을 동작원리와 각 모드에서의 이론적인 해석을 기술하고, 실험결과를 통해 검증한다.

2. 회로 해석

그림 1은 제안된 영전압영전류 스위칭 부스터 컨버터를 나타낸다. 하드 스위칭 컨버터에 두 개의 공진회로가 부가되었다(점선부분). 첫 번째 공진회로는 주 스위치와 정류용 다이오드가 소프트 스위칭 조건을 만족하기 위한 공진 커패시터 Cr과 공진 인덕터 Lr1이다. 두 번째 공진회로는 보조 스위치가 영전류 조건에서 항상 스위칭 하기 위한 공진커패시터 Cr1과 공진인덕터 Lr2이다. 다이오드 D1은 공진 인덕터 Lr1, Lr2와 보조 스위치 S2의 출력 커패시턴스 Coss 사이에 발생하는 기생 발진과 역 공진을 방지하기 위해 추가하였다.

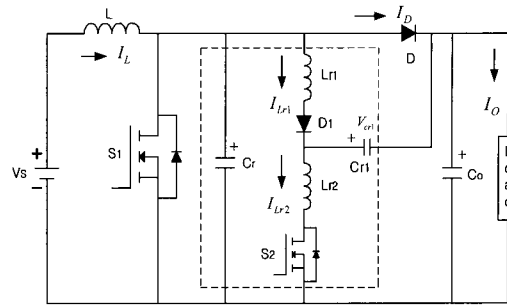


그림 1 제안한 컨버터
Fig. 1 Proposed Converter

전체적인 회로의 동작은 주 스위치 S1이 오프 된 상태에서 보조 스위치 S2가 턴-온 되면 공진 인덕터 Lr2와 공진커패시터 Cr1이 공진한다. 전압 VCr1이 0이 되면 공진 인덕터 Lr1도 같이 공진하여 전류가 증가하고 반면에 정류용 다이오드 D에 흐르는 전류는 감소한다. 전류 ILr1이 입력 전류 IL과 같아지면 공진 커패시터 Cr에 충전된 에너지가 방전을 시작하여 ILr1을 증가시킨다. 그 동안에 Lr2와 Cr1이 계속 공진하여 보조 스위치 S2의 내부 다이오드를 도통시켜 영전류영전압 조건을 만족시켜줌으로 이때 턴-오프 신호를 인가한다. Lr2가 공진에서 제외되고 Lr1과 Cr1 그리고 Cr이 함께 공진하여 Cr에 충전된 에너지가 완전히 방전하면 주 스위치 S1의 내부 다이오드가 도통되어 영전압영전류 조건을 만족시킨다. Lr1에 남은 에너지는 Cr1을 통하여 넘겨주면서 0이 된다.

다음 동작은 주 스위치 S1가 온된 상태에서 보조 스위치 S2가 턴-온되면 공진회로 Lr2와 Cr1이 공진한다. 전압 VCr1이 -Vo까지 충전되면 Lr1에 흐르는 전류가 서서히 증가하고, 반면에 주 스위치에 흐르는 전류는 감소한다. Lr1에 흐르는 전류가 입력 전류 IL과 같아지면 주 스위치의 내부 다이오드가 도통되어 역시 영전압영전류 조건을 만족시키고 공진은 계속된다. 보조 스위치는 Lr2와 Cr1의 역 공진으로 영전압영전류 조건에서 턴-오프하고 Lr1에 남은 잔류 전류는 Cr1을 방전시키면서 출력으로 흐른다. Lr1에 흐르는 전류가 입력 전류 IL보다 작아지면 Cr을 충전하면서 출력 전압 Vo와 같아지면 정류용 다이오드가 도통되고 ILr1이 0이 되면 한 사이클이 종료한다.

제안된 컨버터의 전체적인 동작은 그림 3과 같이 15 개의 동작 모드로 나눌 수 있다. 전체의 동작모드는 주스위치가 온되는 모드(M1~M6), 온모드(M7),오프되는 모드(M8~M14)와 오프모드(M15)로 나누어 동작모드에 표시하였다.

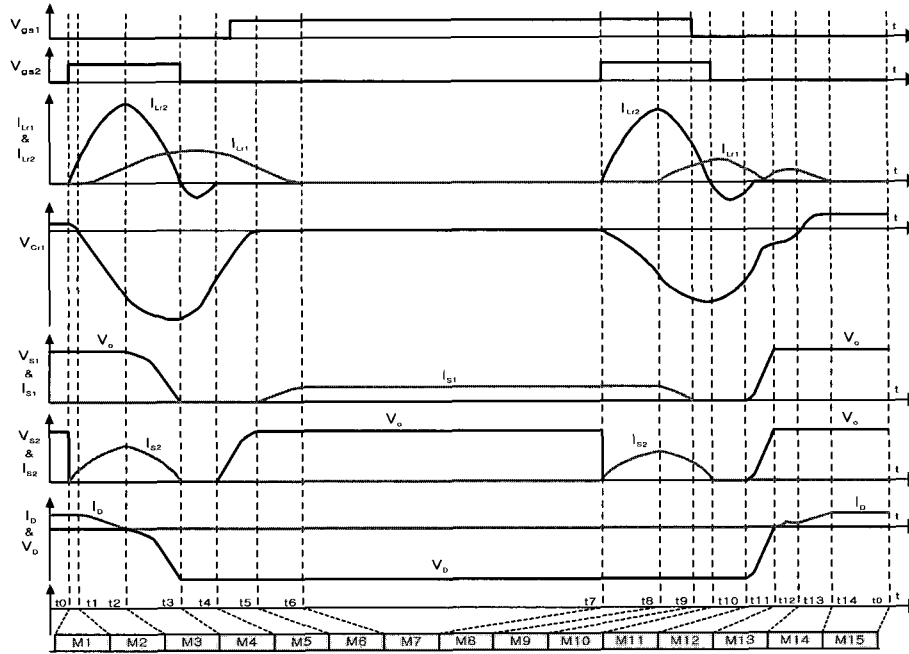


그림 2 동작 파형
Fig. 2 Operating Waveforms

2.1 Mode1[t₀-t₁] : L_{r2}, Cr₁의 공진구간

그림 3 MODE 1과 같이 보조스위치가 온 되는 t₀시점부터 공진 인덕터 L_{r2}와 공진 커패시터 Cr₁이 공진을 시작한다. 보조스위치 S2가 공진 인덕터 L_{r2}와 직렬로 연결되어 영전류 상태에서 턴-온 되고 공진 커패시터 Cr₁에 충전되어 있던 에너지가 방전을 시작하고, 공진 커패시터 Cr₁-공진 인덕터 L_{r2}-보조 스위치 S2-출력전압 Vo의 공진경로를 형성한다.

2.2 Mode2[t₁-t₂] : L_{r2}, Cr₁, L_{r1}의 공진구간 I

그림 3 MODE 2와 같이 t₁부터 전압 V_{Cr1}이 0이 되면 다이오드 D1이 영전압 조건에서 도통되고 공진 인덕터 L_{r1}의 전류가 증가하는 만큼 정류용 다이오드 D의 전류는 감소하게 되고, 전압 V_{Cr1}이 0이 된 후 공진 커패시터 Cr₁을 음의 방향으로 충전시킨다.

$$L_{r2} \frac{d}{dt} I_{Lr2}(t) = V_{Cr1}(t) + V_o \tag{1}$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} I_{Lr1}(t) = -V_{Cr1}(t) - V_o \tag{2}$$

2.3 Mode3[t₂-t₃] : L_{r2}, L_{r1}, Cr, Cr₁의 공진구간 II

그림 3 MODE 3과 같이 전류 I_{Lr1}과 전류 I_L이 같게 되면 정류용 다이오드는 영전압영전류 조건에서 오프

한다. 이때 주 스위치 S1에 병렬로 연결된 공진 커패시터 Cr에 충전된 에너지가 방전을 시작한다.

$$L_{r2} \frac{d}{dt} I_{Lr2}(t) = V_{Cr}(t) + V_o \tag{3}$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} I_{Lr1}(t) = V_{Cr}(t) - V_{Cr1}(t) - V_o \tag{4}$$

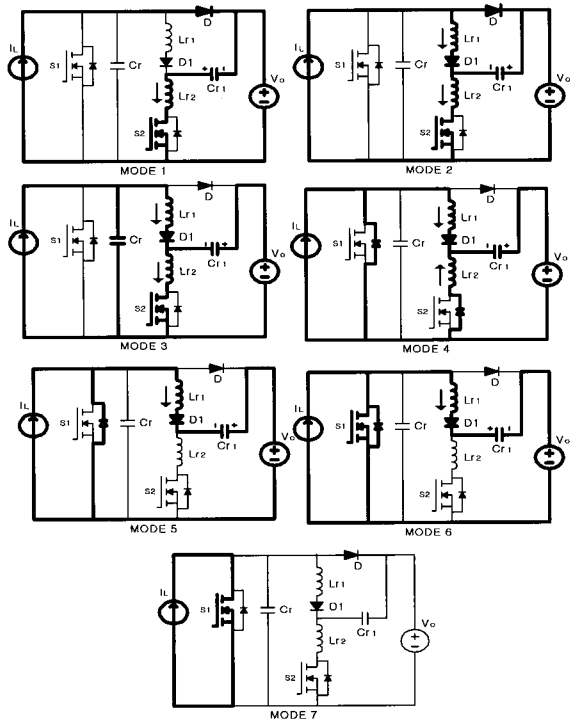
공진 인덕터 전류 I_{Lr1}이 전류 I_{Lr2}보다 커지는 시점에 I_{Lr1}은 Cr₁로 흘러 전압 V_{Cr1}을 충전하게 된다. 전류 I_{Lr2}는 감소하여 영이 되면 다음 모드로 넘어간다.

2.4 Mode4[t₃-t₄] : L_{r2}, Cr₁, L_{r1}의 공진구간 III

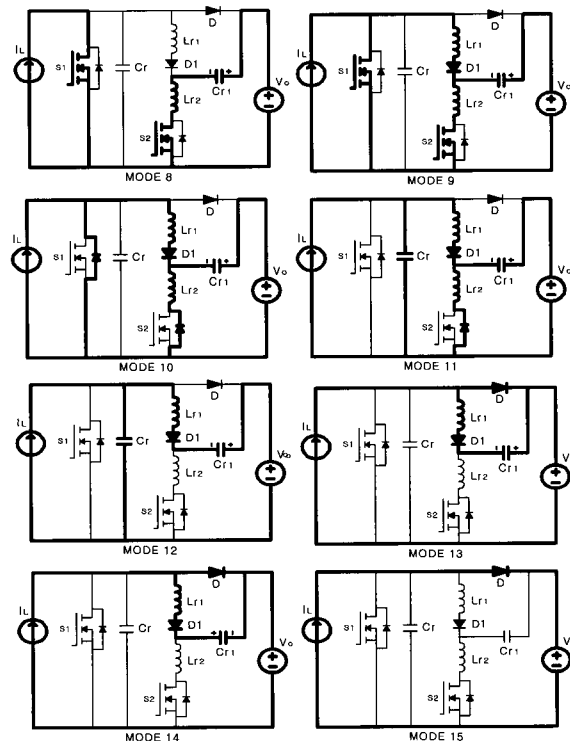
전류 I_{Lr2}가 0이 되면 보조 스위치 S2의 내부 다이오드가 도통되면서 역 공진이 일어난다. 이때 보조 스위치 S2를 영전류영전압 상태에서 턴-오프 한다. 이 구간에 공진 커패시터 Cr에 충전된 에너지도 완전히 방전하여 주 스위치 S1의 내부 다이오드를 도통시키므로 영전압영전류 조건에서 스위칭 동작이 일어난다.

$$L_{r2} \frac{d}{dt} I_{Lr2}(t) = V_{Cr}(t) + V_o \tag{5}$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} I_{Lr1}(t) = -V_{Cr1}(t) - V_o \tag{6}$$



(a) Main Switch On 과정



(b) Main Switch Off 과정

그림 3 동작 모드
Fig. 3 Operation Mode

2.5 Mode5[t_4-t_5] : L_{r1} , C_{r1} 의 공진구간 I

전류 I_{Lr2} 의 역 공진이 끝나 0이 되면 공진 인덕터 L_{r2} 은 공진 모드에서 제외되고, 전류 I_{Lr1} 에 잔류 에너지 성분이 공진 커패시터 C_{r1} 을 방전시키면서 공진이 계속된다.

$$L_{r1} \frac{d}{dt} I_{Lr1}(t) = -V_{Cr1}(t) - V_o \quad (7)$$

2.6 Mode6[t_5-t_6] : L_{r1} , C_{r1} 의 공진구간 II

공진 인덕터 전류 I_{Lr1} 이 입력 전류 I_L 과 같아지는 시점부터 모드 6이 시작된다. 공진 인덕터 전류 I_{Lr1} 이 감소하는 만큼 주 스위치 S1로 흐르는 전류는 반비례적으로 증가한다. 상태 방정식은 모드 5와 같다.

2.7 Mode7[t_6-t_7] : 프리휠링 구간

공진 인덕터 전류 I_{Lr1} 가 0이 되면 입력전류 I_L 은 모두 주 스위치 S1을 통해 흐르게 된다. 즉, 주 스위치 S1이 온-상태(on-state)에서 입력 인덕터 L에 에너지가 충전되는 기간이다.

2.8 Mode8[t_7-t_8] : L_{r2} , C_{r1} 의 제 공진구간

모드 7에서 보조 스위치 S2에 두 번째 게이트 신호를 인가하면 영전류 조건에서 턴-온하고, 공진 인덕터 L_{r2} 와 공진 커패시터 C_{r1} 이 다시 양의 방향으로 공진한다. 보조 스위치 S2가 턴-온되어도 C_{r1} 의 양단 전압이 출력 전압을 넘지 않으면 주 스위치 S1에 흐르는 전류에 변화가 없다.

$$C_{r1} \frac{d}{dt} V_{Cr1}(t) = -I_{Lr2}(t) \quad (8)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} I_{Lr2}(t) = V_{Cr1}(t) + V_o \quad (9)$$

2.9 Mode9[t_8-t_9] : L_{r1} , L_{r2} , C_{r1} 의 공진구간 I

C_{r1} 의 전압이 출력 전압과 같아지면 다이오드 D1은 영전압 조건에서 도통이 되고 L_{r1} 이 공진 모드에 합류한다. 공진 인덕터 L_{r1} 에 전류가 흐르기 시작하면 전류 I_{Lr1} 이 증가하는 만큼 주 스위치 S1에 흐르는 전류는 감소한다. 또 공진 인덕터 L_{r2} 에 피크값으로 저장되어 있던 에너지가 공진 커패시터 C_{r1} 을 음(negative)의 방향으로 충전시켜 C_{r1} 은 역 공진 상태가 된다.

$$L_{r2} \frac{d}{dt} I_{Lr2}(t) = V_{Cr1}(t) + V_o \quad (10)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} I_{Lr1}(t) = -V_{Cr1}(t) - V_o \quad (11)$$

2.10 Mode10[t_9-t_{10}]: Lr1, Lr2, Cr1의 공진기간 II

공진 인덕터 전류 I_{Lr1} 와 입력 전류 I_L 이 같게 되면 주 스위치 S1의 전류는 0이 되고, 영전압영전류 조건을 만족한다. 전류 I_{Lr1} 이 공진 상태로 계속 증가하면 주 스위치 S1의 내부 다이오드가 이 구간에 도통된다. 공진 인덕터 전류 I_{Lr2} 가 감소하여 0이 되면 보조 스위치 S2의 내부 다이오드가 도통되어 역 공진 상태가 되고, 이때 보조 스위치 S2가 영전류영전압 조건에서 턴-오프 한다. 상태 방정식은 모드 9와 같다. 스위치 S2 - 출력 전압 V_o 의 공진 경로를 형성한다.

2.11 Mode11[$t_{10} - t_{11}$]: Lr1, Lr2, Cr, Cr1 공진기간

공진 인덕터 전류 I_{Lr2} 는 역 공진 상태이고 공진 인덕터 전류 I_{Lr1} 은 입력 전류 I_L 보다 작아져서 나머지 전류($I_L - I_{Lr1}$)가 공진 커패시터 Cr을 출력 전압만큼 충전시킨다.

$$L_{r2} \frac{d}{dt} I_{Lr2}(t) = V_G(t) - V_{Ch}(t) - V_o \quad (12)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} I_{Lr1}(t) = V_G(t) + V_o \quad (13)$$

2.12 Mode12[$t_{11}-t_{12}$]: Lr1, Cr, Cr1의 공진기간

공진 인덕터 전류 I_{Lr2} 는 영이 되고, 공진 인덕터 L_{r1} 과 공진 커패시터 Cr, Cr_1 은 계속적으로 공진한다.

$$L_{r2} \frac{d}{dt} I_{Lr2}(t) = V_G(t) - V_{Ch}(t) - V_o \quad (14)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} I_{Lr1}(t) = V_G(t) - V_{Ch}(t) - V_o \quad (15)$$

2.13 Mode13[$t_{12}-t_{13}$]: Lr1, Cr1의 공진기간 I

입력 전류 I_L 이 공진 커패시터 Cr을 출력 전압까지 충전시키면 정류용 다이오드가 도통되고 $I_L - I_{Lr1}$ 의 차만큼 전류가 흐른다. 공진 인덕터 L_{r1} 과 공진 커패시터 Cr_1 은 계속적으로 공진한다.

$$C_{r1} \frac{d}{dt} V_{Ch}(t) = I_{Lr1}(t) \quad (16)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} I_{Lr1}(t) = -V_{Ch}(t) - V_o \quad (17)$$

2.14 Mode14[$t_{13}-t_{14}$]: Lr1, Cr1의 공진기간 II

공진 커패시터 Cr_1 의 전압이 0이 되는 시점부터 모드 14가 시작된다. 공진 인덕터 L_{r1} 에 남은 잔류 에너지 성분이 Cr_1 을 충전시킨다. 상태 방정식은 모드 13

과 동일하다.

2.15 Mode15[$t_{14}-t_0$] : 전력 전달기간

공진 인덕터 전류 I_{Lr1} 이 0이 되면 입력 전류 I_L 가 정류용 다이오드로 모두 흐른다. 다시 t_0 시점에서 보조 스위치 S2가 턴-온 되면 앞서 설명한 모드1에서 모드 15까지 한 사이클을 반복한다.

3. 실험결과 및 고찰

그림 1과 같은 영전류영전압 스위칭 PWM 부스터 컨버터는 스위칭 주파수가 100KHz이고, 주 스위치와 보조 스위치는 각각 전력용 MOSFET를 사용하였다. 보조 스위치는 한 사이클에 두 번 게이트 신호가 인가 되고 내부 다이오드가 역 공진 시 도통되므로 역 회복 시간(t_{rr})이 고속 리커버리 다이오드(recovery diode)에 비해 상당히 늦다. 그래서 실험에서는 내부 다이오드를 사용할 수 없으므로 각각 직/병렬로 역 회복 특성이 좋은 고속 리커버리 다이오드를 달아주었다. 실제 사용된 소자의 값들은 다음 표 1와 같다.

표 1 실험에 사용된 파라미터
Table 1 Parameters using Experiment

Component	Value/Model
입력 전압 (V_s)	50[V]
L, L_{r1} , L_{r2}	100[μ H], 3[μ H], 9[μ H]
C_r , C_{r1} , C_o	2[nF], 13[nF], 100[μ F]
스위칭 주파수(f_s)	100[KHz]
부하 저항(R_{Load})	100[Ω]
주 스위치(S1)	IRFP350
보조 스위치(S2)	IRF740
다이오드(D, D1, D2)	FE6D

그림 4는 제안된 영전압영전류 스위칭 PWM 부스터 컨버터의 주 스위치와 게이트 신호에 따른 전압과 전류 파형을 보여준다. 즉, 제안된 컨버터는 주 스위치 S1이 턴-온 시점에 드레인-소스 양단 전압이 0이고, 주 스위치의 내부 다이오드가 도통된 상태임을 확인할 수 있다.

그리고 주 스위치의 턴-오프 시점 역시 드레인과 소스 양단의 전압이 영이고, 내부 다이오드가 도통 상태이므로 소프트 스위칭 됨을 확인할 수 있다. 턴-오프

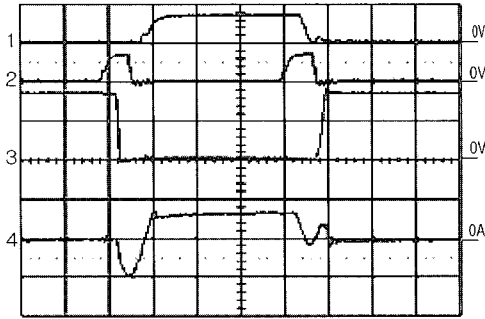


그림 4 주 스위치의 전압과 전류 파형
 1: 주 스위치 게이트 신호 V_{gs1} (20V/div, 1µs)
 2: 보조 스위치 게이트 신호 V_{gs2} (20V/div, 1µs)
 3: 주 스위치의 양단 전압 V_{ds1} (50V/div, 1µs)
 4: 주 스위치 드레인 전류 I_{ds1} (2A/div, 1µs)
 Fig. 4 Waveforms of Voltage and Current of Main Switch

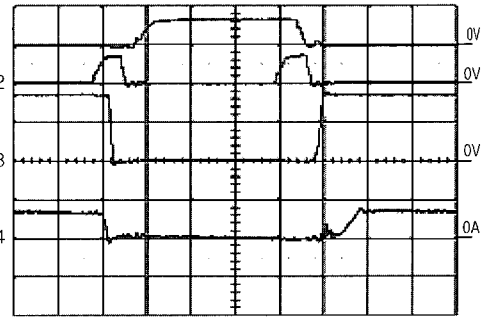


그림 6 다이오드의 전압과 전류의 파형
 1: 주 스위치 게이트 신호 V_{gs1} (20V/div, 1µs)
 2: 보조 스위치 게이트 신호 V_{gs2} (20V/div, 1µs)
 3: 다이오드 D의 애노드 전압 V_D (50V/div, 1µs)
 4: 다이오드 D에 흐르는 전류 I_D (2A/div, 1µs)
 Fig. 6 Waveforms of Voltage and Current of Diode

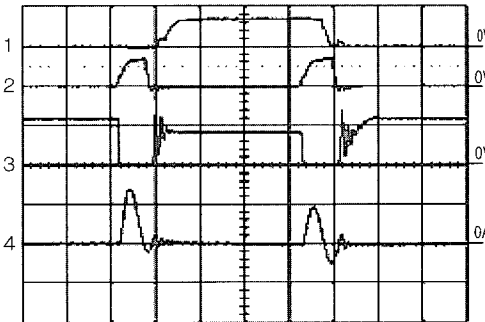


그림 5 보조 스위치의 전압과 전류 파형
 1: 주 스위치 게이트 신호 V_{gs1} (20V/div, 1µs)
 2: 보조 스위치 게이트 신호 V_{gs2} (20V/div, 1µs)
 3: 보조 스위치의 양단 전압 V_{ds2} (100V/div, 1µs)
 4: 보조 스위치 드레인 전류 I_{ds2} (5A/div, 1µs)
 Fig. 5 Waveforms of Auxiliary Switch

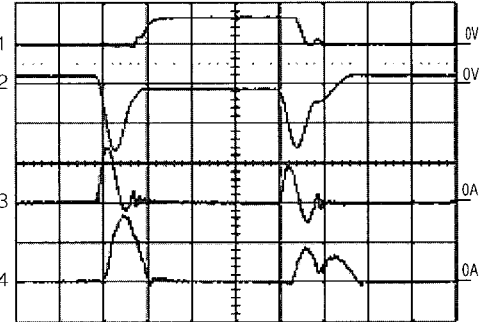


그림 7 공진 전압과 전류 파형
 1: 주 스위치 게이트 신호 V_{gs1} (20V/div, 1µs)
 2: 공진 커패시터 C_r 전압 V_{Cr} (100V/div, 1µs)
 3: L_{r1} 에 흐르는 전류 I_{Lr1} (5A/div, 1µs)
 4: L_{r2} 에 흐르는 전류 I_{Lr2} (2A/div, 1µs)
 Fig. 7 Waveforms of Resonant Voltage and Current

시 주 스위치에 전류 파형을 관찰해보면 전류가 음의 방향으로 떨어지면서 스위치 내부 다이오드가 도통되고 난후 다시 양의 방향으로 전류가 흐르는 것은 드레인과 소스양단에 존재하는 출력 커패시턴스 C_{oss1} 와 공진 커패시터 C_r 이 충전되는 현상에 기인한다.

그림 5는 게이트 신호에 따른 보조 스위치 S2양단의 전압과 드레인단에 흐르는 전류 파형이다. 첫 번째 보조게이트 신호가 인가되면 영전류 조건에서 턴-온되고, 공진회로 L_{r2} 와 C_{r1} 의 공진으로 영전압영전류 조건에서 턴-오프됨을 확인 할 수 있다. 두 번째 보조게이트 신호 인가 시에도 첫 번째 조건과 같은 소프트스위칭이 일어남을 알 수 있다. 이 그림에서 보조스위치가 소프트스위칭 조건에서 동작하지만 턴-오프 시에 드레인과 소스 양단 전압에 급격한 전압변화가 일어남

을 볼 수 있다. 그 원인으로 첫 번째 보조 스위치의 내부 다이오드 역회복현상에 기인한다. 두 번째로는 공진 인덕터 L_{r2} 와 보조스위치의 출력 커패시턴스 C_{oss2} 에 기인하는 오실레이션으로 볼 수 있다. 첫 번째 원인의 해결방안은 보조 스위치에 부가적으로 역회복 시간이 짧은 다이오드를 병렬로 달아줌으로써 최소화할 수 있다. 두 번째 원인의 해결책은 출력 커패시턴스 성분이 적은 IGBT을 사용하거나 부가적인 클램프 회로(다이오드+제너다이오드)를 달아주면 된다.

그림 6은 정류용 다이오드 D의 스위칭 동작시 전압과 전류의 파형을 보여준다. 보조 스위치에 첫 번째 게이트 신호가 인가되고 난후 공진 인덕터 L_{r1} 의 전류 I_{Lr1} 이 증가하면 그에 상응해서 정류용 다이오드 전류는 감소한다. 전류 I_{Lr1} 이 입력 전류 I_L 과 같아지면 정

표 2 제안된 컨버터와 기존 컨버터의 비교
Table 2 Comparison with Proposed converter and other converters

기능(function) / 토폴로지	R.L. Lin, Ref. [1]	Carlos M, Ref. [2]	S.H.Ryu, Ref. [3]	제안된 컨버터
주 스위치 턴-온	ZVZCS	ZVZCS	ZVZCS	ZVZCS
주 스위치 턴-오프	ZVZCS	ZVZCS	ZVZCS	ZVZCS
보조 스위치 턴-온	Pse. ZCS	Pse. ZCS	Pse. ZCS	Pse. ZCS
보조 스위치 턴-오프	ZVZCS	ZVZCS	2 · Hard	ZVZCS
정류용 다이오드 온	ZVS	ZVS	ZVS	ZVS
정류용 다이오드 오프	ZCS	ZCS	ZCS	ZCS
공진 순환 에너지	Set to max. load	좌동	좌동	좌동
부품 수	4	5	7	6

류용 다이오드는 영전류영전압 조건에서 오프되므로 역 회복 현상에 기인하는 잡음을 감소시킨다. 두 번째 게이트 신호가 보조 스위치에 인가되고 난후 공진 커패시터 C_{r1} 의 전압이 출력 전압과 같아지면 L_{r1} 가 공진 모드에 합류한다. 공진 인덕터 L_{r1} 에 전류가 흐르기 시작하면 I_{Lr1} 이 증가하는 만큼 주 스위치 S1에 흐르는 전류는 감소한다. 전류 I_{Lr1} 이 공진 형태로 계속 증가하면 주 스위치 S1의 내부 다이오드가 도통된다. 역 공진에 의해 공진 인덕터의 전류 I_{Lr1} 이 입력 전류 I_L 보다 작아지면 입력 전류는 공진 커패시터 C_r 을 출력 전압 만큼 충전하고 영전압 조건에서 정류용 다이오드를 도통시킨다.

그림 7은 스위치에 게이트 신호가 인가될 때 공진 인덕터 L_{r1} 과 L_{r2} 및 공진 커패시터 C_r 에 나타나는 전류와 전압 파형을 보여준다. 이 실험 파형에서 얻은 결과가 그림 3의 이론적인 동작 해석 파형과 거의 일치함을 알 수 있다.

제안된 영전압영전류 PWM DC-DC 컨버터는 기존 컨버터의 주 스위치와 보조 스위치가 턴-오프시 발생하는 스위칭 손실과 전자파 간섭 잡음 문제를 해결하기 위해 주 스위치가 턴-오프 전에 보조 스위치에 게이트 신호를 한 번 더 인가하여 주 스위치 오프 시 영전압영전류 조건에서 턴-오프 할 수 있도록 하였다. 그로 인하여 주 스위치가 턴-온/턴-오프 할 때 동시에 영전압영전류 스위칭 상태에서 소프트하게 동작하고, 보조 스위치와 공진회로가 주 전력 경로에 존재하지 않으므로 주 스위치와 정류용 다이오드에 추가적인 전압/전류 스트레스를 받지 않는다. 또한, 다른 스위칭소자(보조 스위치 S2와 정류용 다이오드 D) 모두 소프트

트하게 턴-온/턴-오프 되는 것을 확인할 수 있다. 그리고 제안된 회로는 다수 캐리어 소자(MOSFET's)와 소수 캐리어 소자(IGBTs, MCTs, BJT's)에 적용가능하고 넓은 부하조건에서도 소프트 스위칭 조건을 만족한다. 기존의 컨버터와 제안된 회로를 스위칭 조건과 순환 에너지 및 추가된 부품 수에 따라 비교하면 표 2와 같다.

제안된 컨버터의 장/단점은 다음과 같다.

- 주 스위치가 턴-온/턴-오프 할 때 영전압&영전류 스위칭 조건에서 소프트 스위칭한다.
- 제안된 회로는 다수 캐리어 소자(MOSFET's)와 소수 캐리어 반도체 소자(IGBTs, BJT's, MCT's) 모두에 적용이 가능하다.
- 주 전력 경로에 보조 공진회로가 존재하지 않으므로 추가적인 전압/전류 스트레스가 스위칭 소자에 인가되지 않는다.
- 기존의 컨버터의 턴-오프 시 발생하는 스위칭 손실과 전자파 간섭 잡음 문제를 주 스위치가 턴-오프 전 보조 스위치에 한 번 더 신호를 인가하여 영전압&영전류 상태에서 턴-오프하여 이 문제를 최소화하였다.
- 스위칭 주파수가 일정하기 때문에 설계 및 적용이 용이하고, 넓은 부하 조건에서 소프트 스위칭 조건을 만족한다.

4. 결 론

부가적인 두 개의 보조 스위치의 사용은 비용증가와 함께 정류용 다이오드의 전류 스트레스를 증가하는 문

제점과 스위칭 시 하드 스위칭 조건에서 동작하므로 스위칭 손실과 EMI 잡음이 필연적으로 나타므로 이 점을 개선하기 위한 새로운 회로를 제안하였다. 기존의 컨버터에 공진 인덕터를 추가하였고, 보조 스위치에 게이트 신호를 한 번 더 인가하여 주 스위치가 영전압&영전류 상태에서 턴-오프 할 수 있게 하였다. 그래서 다수/소수 캐리어 소자에 모두 적용이 가능하였다. 제안한 컨버터가 가지는 특징을 동작원리와 각 모드에서의 이론적인 해석을 기술하고, 실험 결과를 토대로 검증하였다.

이 논문은 금오공과대학교 연구비 지원에 의하여 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] R. L. Lin and F. C. Lee, "Novel Zero-Current-Switching-Zero-Voltage-Switching Converters," IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rec., pp. 438-442, 1996.
- [2] Carlos M. de O. Stein and Helio L. Hey, "A True ZCZVT Commutation Cell For PWM Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, NO. 1, January 2000, pp. 185-193.
- [3] S. H. Ryu, D. Y. Lee, S. B. Yoo, D. S. Hyun, "Novel ZVZCS PWM DC-DC Converters Using One Auxiliary Switch", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1999, pp. 445-450.
- [4] S. H. Ryu, D. Y. Lee, S. B. Yoo, D. S. Hyun, "A Modified ZVZCS Commutation Cell for All Active Switches in PWM Converters," IEEE Applied Power Electronics Conference Proceedings, Rec., Vol. 2, February 2000, pp. 760-765.
- [5] K. S. Ma, G. B. Joung, Y. M. Kim, "New Zero Current Switching PWM Converters Using Power MOSFET For Lower Power Applications," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2002.
- [6] H. S. Choi, B. H. Cho, "Novel Zero-Current-Switching PWM Switch Cell Minimizing additional Conduction Loss," IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rec., 2001, pp. 872-877.
- [7] J. H. Kim, D. Y. Lee, H. S. Choi, B. H. Cho, "High Performance Boost PFP with an improved ZVT Converter," IEEE Applied Power Electronics Conference, Vol. 1, pp. 337-342, 2001.
- [8] 김태우, 안희욱, 김학성, "전파형 ZVT-PWM DC-DC 컨

버터," 전력전자학회 논문지, Vol. 6, No. 3, pp. 243-249, 2001, Jun.

저 자 소 개



김학성(金鶴星)

1961년 1월 22일생. 1988년 금오공대 전자공학과 졸업. 1990년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1994~현재 금오공대 전자공학부

부교수.



안희욱(安熙旭)

1960년 2월 20일생. 1982년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1997년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1982년~1998년 산업기술시험원

선임연구원. 1997년~현재 금오공대 전자공학부 부교수.