

새로운 ZVZCS PWM Boost 컨버터

김태우, 진기호, 강안중, 김학성
 금오공과대학교 전자제어공학과

A Novel ZVZCS PWM Boost Converter

T.W. Kim, K.H. Chin, A.J. Kang, and H.S. Kim

Dept. of Electronics & Control Eng., Kum-oh National Institute of Technology

ABSTRACT

This paper proposes a novel ZVZCS-PWM Boost Converter. It enables the main switch to be turned on and off with both zero voltage and zero current and the auxiliary switch to be turned on and off with ZCS, the rectify diode to be turned on and off with ZVS. Moreover, this converter is suitable for not only minority carrier device but also majority carrier device. The auxiliary resonant circuit of the proposed boost converter is placed out the main power path, therefore, there are no voltage/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, with an input voltage rated at 50V.

1. 서 론

21세기의 모바일 시대에 필요한 것은 각 제품들의 전력부품을 소형·경량화 하는 것이다. 이를 위해 컨버터의 스위칭 속도를 높이는 고주파 스위칭 방식이 제안되었다. 그러나 고주파 스위칭 방식은 높은 스위칭 손실과 방열판의 크기를 증가시켜 컨버터의 전체적인 효율을 저감시킨다. 게다가 지나친 di/dt 와 dv/dt 는 반도체 소자의 턴온/턴오프동안 높은 스위칭 스트레스로 SOA영역을(Safe Operating Area) 초과하여 반도체 소자를 상해하는 단점이 있다.

이에 소프트 스위칭방식이 제시되었다^{[1]-[4]}. 단지 하나의 보조 스위치와 공진 소자를 이용하여 주 스위치가 넓은 부하조건에서 영전류 또는 영전압 조건에서 스위칭 동작을 하도록 하였고, 전류와 전압 스트레스도 최소화하였다. 그러나 ZVT 컨버터의 주 스위치와 보조 스위치

가 하드 스위칭조건에서 턴오프한다^[1]. 반면에 ZCT 컨버터의 주 스위치는 정류용 다이오드의 역 회복전류와 공진 순환전류에 의해서 심각한 전류 스트레스를 받는다^[2]. 그리고 다수 캐리어 소자(MOSFETs)와 소수 캐리어 소자(IGBTs)에 모두 적용 가능한 컨버터가 제안되었다. 주 스위치와 정류용 다이오드가 ZVZCS에서 턴온/턴오프함으로써 스위칭 손실과 전압/전류 스트레스를 최소화하였다. 그러나 ZVZCT 컨버터^[3]는 보조 스위치의 추가로 비용(cost)과 정류용 다이오드의 전류 스트레스가 상승했다. 이에 반하여, ZVZCS 컨버터^[4]는 보조 스위치가 한 사이클에 두 번씩 하드 스위칭 조건에서 턴오프해서 스위칭 손실과 EMI 노이즈를 증가시켰다^[4].

그러므로 본 논문에서는 이런 문제점을 해결하기 위해서 새로운 회로를 제안한다. 제안된 회로에서는 주 스위치와 정류용 다이오드 및 보조 스위치가 소프트 스위칭 조건에서 동작함으로써 스위칭 손실과 EIM 노이즈를 최소화하였다. 다수 캐리어 소자와 소수 캐리어 소자에 모두 적용가능하고, 주 전력 경로에 보조 공진회로가 없으므로 전압 및 전류 스트레스가 없다. 위의 특징을 동작원리와 각 모드에서의 이론적인 해석을 기술하고, 실험과 시뮬레이션 결과를 통해 검증한다.

2. 본 론

2.1 제안된 컨버터

그림 1에서는 제안된 ZVZCS PWM boost 컨버터를 제시한다. 기존의 하드 스위칭 컨버터에 보조 공진 회로를 이용하기 위해 공진 커패시터 C_r , 공진 인덕터 L_{r1} , L_{r2} 를 추가 시켰고, 전류의 역 공진을 막기 위해 다이오드 $D1$ 을 추가 시켰다. 보조 공진 회로를 구성하기 위하여 공진 인덕터 L_{r1} 과 보조 스위치를 공진 커패시터와 병렬로 연결 시켰다.

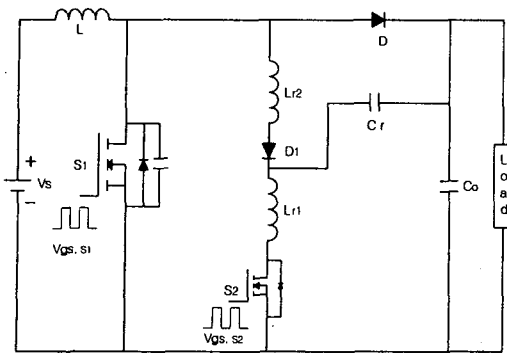


그림 1 제안된 ZVZCS Boost 컨버터

2.2 동작 원리 및 회로 해석

제안된 컨버터의 전체적인 동작은 그림 3과 같이 15개의 동작 모드로 나눌 수 있다. 정상상태에서 작동을 해석함에 있어서, 모든 반도체 소자와 리액티브 요소는 이상적이며, 입력 인덕터는 충분히 커서 전류원으로, 출력 커패시터는 충분히 커서 전압원으로 간주한다. 초기 상태는 주 스위치 S1와 보조 스위치 S2가 모두 오프된 상태로 입력 전류 I_L 이 정류용 다이오드 D를 통해 출력단으로 프리윌링하는 상태이다. 이때 S1의 전압과 S2의 전압은 출력전압과 같다.

Mode1[t0-t1] : $t=t_0$ 시점에서, S2가 공진 인덕터 L_{r1} 과 직렬로 연결되어 영전류 상태에서 턴온되고 C_r 에 충전되어 있던 에너지가 방전을 시작한다. $C_r - L_{r1} - S2 - V_o$ 이 공진경로를 형성한다.

$$C_r \frac{d}{dt} v_{cr}(t) = -i_{L_{r1}}(t) \quad (1)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} i_{L_{r1}}(t) = v_{cr}(t) + V_o \quad (2)$$

Mode2[t1-t2] : $t=t_1$ 에서 V_{Cr} 이 zero가 되면 다이오드 D1이 영전압 조건에서 도통되고 L_{r2} 에 전류가 흐르기 시작한다. L_{r2} 의 전류가 증가하는 만큼 D의 전류는 감소하게 되고, V_{Cr} 이 zero가 된후 출력단 전압이 C_r 를 음의 방향으로 충전시킨다.

$$C_r \frac{d}{dt} v_{cr}(t) = i_{L_{r2}}(t) - i_{L_{r1}}(t) \quad (3)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} i_{L_{r1}}(t) = v_{cr}(t) + V_o \quad (4)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{L_{r2}}(t) = -v_{cr}(t) - V_o \quad (5)$$

Mode3[t2-t3] : $I_{L_{r2}}$ 와 I_L 이 같게 되면 정류용 다이오드는 영전압영전류 조건에서 턴오프하게 된다. 이때 S1에 병렬로 연결된 커패시터 C_s 에 충전되어 있던 에너지가 방전을 시작한다.

$$C_s \frac{d}{dt} v_{cs}(t) = i_{L_{r2}}(t) - i_{L_{r1}}(t) \quad (6)$$

$$C_s \frac{d}{dt} v_{cs}(t) = I - i_{L_{r2}}(t) \quad (7)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} i_{L_{r1}}(t) = v_{cr}(t) + V_o \quad (8)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{L_{r2}}(t) = v_{cs}(t) - v_{cr}(t) - V_o \quad (9)$$

공진형 인덕터 전류 $I_{L_{r2}}$ 가 $I_{L_{r1}}$ 보다 커지는 시점에서 $I_{L_{r2}}$ 는 V_{Cr} 로 흘러 V_{Cr} 을 충전하게 된다. $I_{L_{r1}}$ 감소하여 zero가 되면 Mode4로 넘어간다.

Mode4[t3-t4] : 공진형 인덕터 전류 $I_{L_{r1}}$ 이 zero가 되면 S2의 내부 다이오드가 도통이 되어 역공진이 일어난다. 이때 S2를 오프 시키면 스위치는 영전류 조건에서 턴오프하게 된다. 상태방정식은 Mode3과 같다.

Mode5[t4-t5] : $I_{L_{r1}}$ 의 역공진이 끝나 zero가 되면 L_{r1} 은 공진 모드에서 벗어나게 되고, C_s 의 잔류 에너지는 L_{r2} 와 C_r 을 통해 계속 방전을 한다.

$$C_r \frac{d}{dt} v_{cr}(t) = i_{L_{r2}}(t) \quad (10)$$

$$C_s \frac{d}{dt} v_{cs}(t) = I - i_{L_{r2}}(t) \quad (11)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{L_{r2}}(t) = v_{cs}(t) - v_{cr}(t) - V_o \quad (12)$$

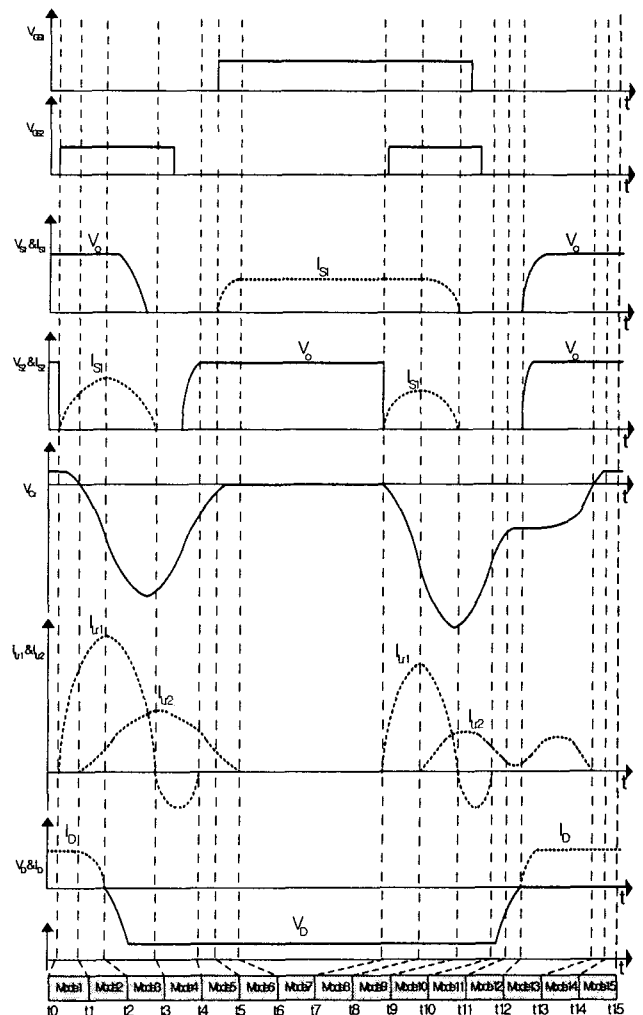


그림 2 제안된 부스터 컨버터의 동작 파형

Mode6[t5-t6] : C_s 의 에너지가 완전히 방전되면 S1의 내부 다이오드가 도통하게 된다. 이때 S1을 온 시키면 영전압영전류 조건에서 턴온하게 된다. S1의 전류는 L_{r2} 의 전류가 I_L 와 같게 되는 시점부터 흐르기 시작한다.

$$C_r \frac{d}{dt} v_{cr}(t) = i_{L_{r2}}(t) \quad (13)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{L_{r2}}(t) = v_{cr}(t) - V_o \quad (14)$$

Mode7[t6-t7] : $I_{L_{r2}}$ 가 zero가 되면 입력 전류 전부가 S1으로 흐르게 된다.

Mode8[t7-t8] : M7에서 S2에 두 번째 게이트 신호를 인가하면 영전류 조건에서 턴온하게 되고 L_{r1} 과 C_r 이 다시 양(+)의 방향으로 공진을 한다. S2가 온 되어도 S1에 영향을 미치지 못하기 때문에 주 스위치의 전류에는 변화가 없다.

$$C_r \frac{d}{dt} v_{cr}(t) = -i_{L_{r1}}(t) \quad (15)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} i_{L_{r1}}(t) = v_{cr}(t) + V_o \quad (16)$$

Mode9[t8-t9] : 공진형 커패시터의 전압이 감소하여 양단 전압이 V_o 이 되면 D1은 영전압 조건에서 도통이 되고 L_{r2} 가 공진 모드에 합류하게 된다. L_{r2} 에 전류가 흐르기 시작하면 $I_{L_{r2}}$ 가 증가하는 만큼 S1의 전류는 감소하게 된다. 또 L_{r1} 에 max값으로 저장되어있던 에너지가 공진형 커패시터 C_r 을 음(-)의 방향으로 충전시켜 C_r 은 역공진 상태가 된다.

$$C_r \frac{d}{dt} v_{cr}(t) = i_{L_{r2}}(t) - i_{L_{r1}}(t) \quad (17)$$

$$L_{r1} \frac{d}{dt} i_{L_{r1}}(t) = v_{cr}(t) + V_o \quad (18)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{L_{r2}}(t) = -v_{cr}(t) - V_o \quad (19)$$

Mode10[t9-t10] : $I_{L_{r2}}$ 와 I_L 이 같게 되면 S1의 전류는 zero가 되고 이때 오프시키면 영전압영전류 조건에서 턴오프한다. $I_{L_{r2}}$ 이 증가하여 $I_{L_{r2}}$ 와 같아지는 시점에서 $I_{L_{r2}}$ 가 C_r 을 양(+)의 방향으로 충전한다. 상태방정식은 Mode9과 같다.

Mode11[t10-t11] : $I_{L_{r1}}$ 의 전류가 감소하여 zero가 되면 S2의 내부 다이오드가 도통 되어 역공진 상태가 되고 이때 S1을 오프 시키면 영전류 조건에서 턴오프하게 된다. 상태방정식은 Mode9과 같다.

Mode12[t11-t12] : $I_{L_{r1}}$ 의 역공진 상태가 끝나 $I_{L_{r1}}$ 이 zero가 되면 L_{r1} 은 공진 모드에서 벗어나게 되고 $I_{L_{r2}}$ 가 공진형 커패시터 C_r 을 충전시킨다.

$$C_r \frac{d}{dt} v_{cr}(t) = i_{L_{r2}}(t) \quad (20)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{L_{r2}}(t) = -v_{cr}(t) - V_o \quad (21)$$

Mode13[t12-t13] L_{r2} 의 전류가 입력 전류보다 작게 되면 입력 전류가 주 스위치에 병렬 연결된 C_s 를 공진 형태로 충전시킨다.

$$C_r \frac{d}{dt} v_{cr}(t) = i_{L_{r2}}(t) \quad (22)$$

$$C_s \frac{d}{dt} v_{cs}(t) = I - i_{L_{r2}}(t) \quad (23)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{L_{r2}}(t) = v_{cs}(t) - v_{cr}(t) - V_o \quad (24)$$

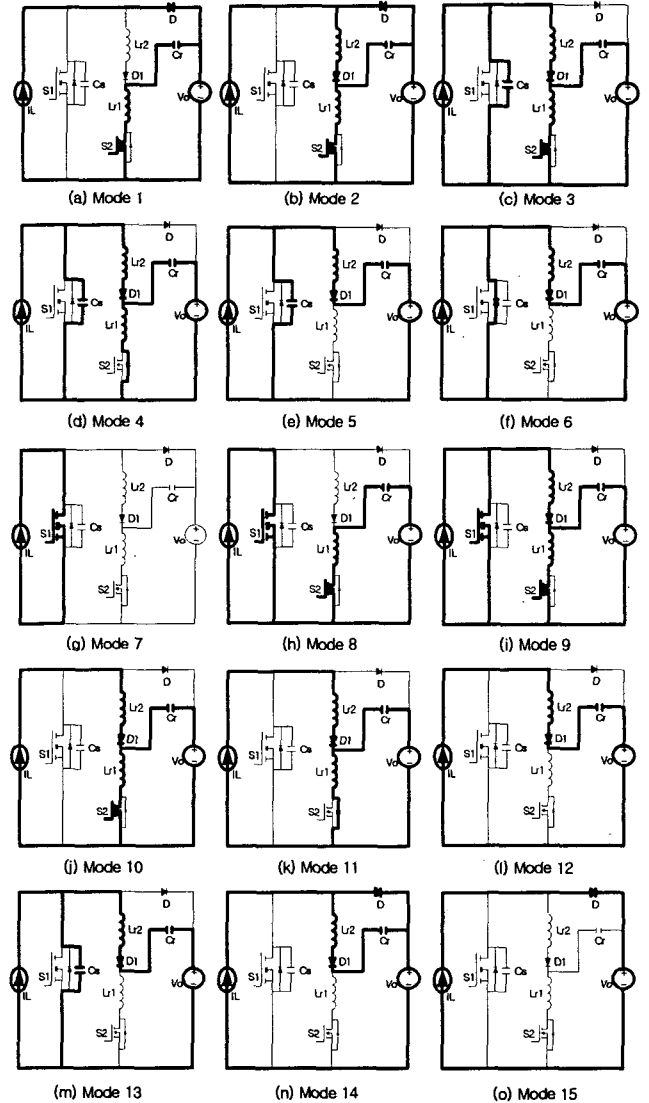


그림 3 제안된 부스터 컨버터의 동작 모드

Mode14[t13-t14] : S1의 병렬 연결된 커패시터 C_s 의 전압이 V_o 와 같게 되면 D가 영전압 조건에서 턴온 된다. V_{C_s} 는 V_o 가 충전되고, L_{r2} 에 계속해서 공진 전류가 흘러 공진 형태로 증가하다가 감소하여 zero가 된다.

$$C_r \frac{d}{dt} v_{cr}(t) = i_{L_{r2}}(t) \quad (25)$$

$$L_{r2} \frac{d}{dt} i_{L_{r2}}(t) = -v_{cr}(t) - V_o \quad (26)$$

Model15[t14-t0] : V_{Cs} 가 V_0 가 되고 I_{Lr2} 이 zero가 되면 입력 전류가 D로 모두 흐르게 된다. 다시 t0 시점에서 S1이 턴온되면 앞서 설명한 Model에서 Model15까지 한 사이클을 반복한다.

2.3 스위칭 소자들의 스위칭 조건

S2는 L_{r1} 과 직렬로 연결되어 있어 t0시점에서 영전류에서 턴온되고, L_{r1} 의 전류가 영이 되어, S2의 내부 다이오드가 도통된 후 오프 시키므로 영전류 상태에서 턴오프된다. S1에 병렬로 연결된 C_s 의 전압이 영이 된후 S1에 온 신호를 가하면 영전압 상태에서 턴온되고, 두 번째 S2의 게이트 신호가 인가된 후 I_{Lr2} 와 I_L 가 같게 되면 영전압/영전류 조건에서 턴오프된다. D는 입력 전류 I_L 과 I_{Lr2} 가 같게 되는 시점에서 영전류 상태에서 턴오프되고, S1에 병렬로 연결된 커패시터 C_s 의 전압이 공진형 커패시터 C_r 의 전압과 같게 되면 영전압 조건에서 턴온된다. 스위칭 소자들의 스위칭 조건을 나타내면 표 1과 같다.

표 1. 스위칭 소자들의 스위칭 조건

switches	ON	OFF
S1	ZVZCS	ZVSCS
S2	ZCS	ZCS
D	ZVS	ZCS

4. 실험 및 결과 고찰

개선된 컨버터의 동작을 확인하기 위해서 스위칭 주파수 100kHz로 작동되는 부스터 ZVZCS-PWM 컨버터를 실험과 시뮬레이션을 통해서 비교·분석해 본다. 입력 전압 50V, 스위칭 주파수 100kHz에서 실험하였다. 소자들의 용량은 공진 인덕터 L_{r1} 3 μ H, L_{r2} 9 μ H, 공진 커패시터 13nF을 사용하였다. 그리고 주 스위치와 보조 스위치 및 다이오드는 각각 IRFP350, IRF750, F6D를 사용했다.

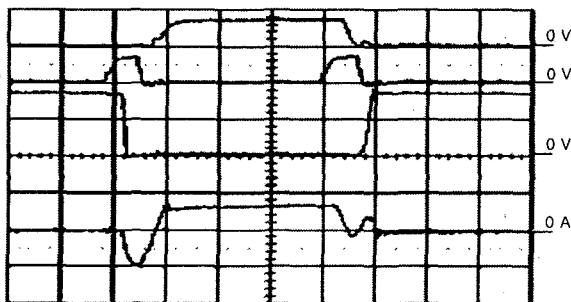


그림 4 주 스위치의 전압과 전류 파형

1 : V_{gs1} (20V/div, 1 μ s) 2 : V_{gs2} (20V/div, 1 μ s)
3 : V_{ds1} (50V/div, 1 μ s) 4 : I_{ds1} (2A/div, 1 μ s)

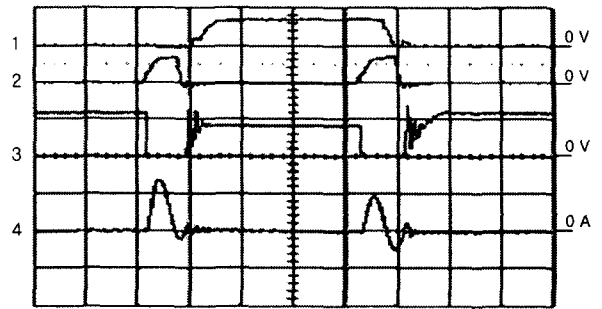


그림 5 보조 스위치의 전압과 전류 파형

1 : V_{gs1} (20V/div, 1 μ s) 2 : V_{gs2} (20V/div, 1 μ s)
3 : V_{ds2} (100V/div, 1 μ s) 4 : I_{ds2} (5A/div, 1 μ s)

실험 결과 각 스위치(S1, S2)의 전압과 전류 그리고, 공진형 인덕터(L_{r1} , L_{r2})와 공진형 커패시터(C_r)의 전류와 전압파형은 그림 4~6과 같다. 그림 4~6은 각 스위치(S1, S2)와 다이오드의 전압과 전류 파형을 측정함으로써, ZVZCS/ZCS조건에 스위칭 동작이 일어남을 확인할 수 있다. 그림7은 공진 회로의 전압과 전류 파형을 나타낸다. 실험에서 얻은 결과가 그림3의 이론적인 동작 해석 파형과 거의 유사하게 동작함을 알 수 있다. 그리고 그림 8에 보여주는 시뮬레이션 파형도 실제 측정된 결과에 부합됨을 확인할 수 있다.

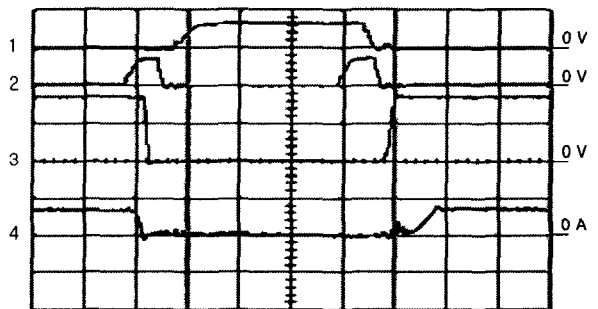


그림 6 다이오드의 전압과 전류의 파형

1 : V_{gs1} (20V/div, 1 μ s) 2 : V_{gs2} (20V/div, 1 μ s)
3 : V_d (50V/div, 1 μ s) 4 : I_d (2A/div, 1 μ s)

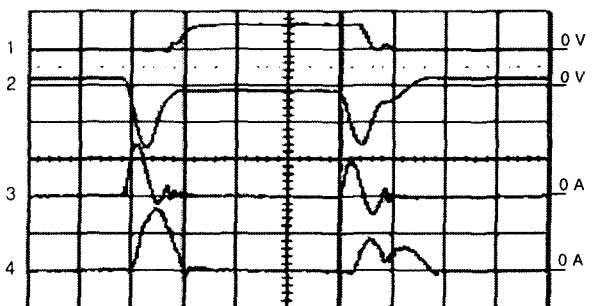


그림 7 공진 전압과 전류 파형

1 : V_{gs1} (20V/div, 1 μ s) 2 : V_{cr} (100V/div, 1 μ s)
3 : I_{Lr1} (5A/div, 1 μ s) 4 : I_{Lr2} (2A/div, 1 μ s)

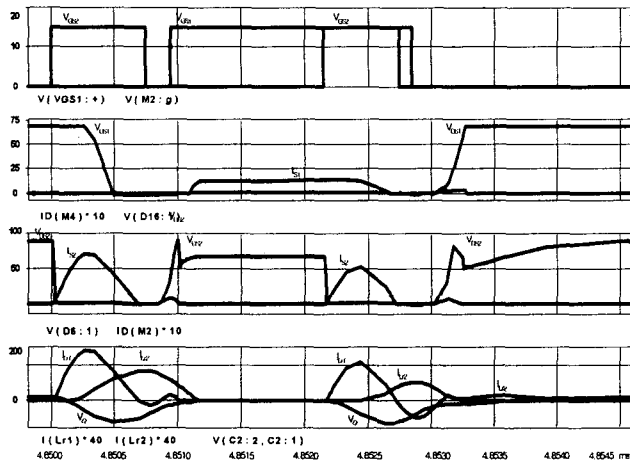


그림 8 제안된 컨버터의 시뮬레이션 파형

5. 결 론

제안된 전파형 ZVZCS PWM DC-DC 컨버터는 기존 컨버터의 주 스위치와 보조 스위치가 턴오프 시 발생하는 스위칭 손실과 EMI 노이즈 문제를 해결하기 위해 주 스위치가 턴오프 전에 보조 스위치에 게이트 신호를 한번 더 인가하여 주 스위치 오프시 ZVZCS 조건에서 턴오프 할 수 있도록 하였다. 이로 주 스위치가 턴온/턴오프할 때 동시에 ZVZCS 조건에서 소프트하게 스위칭한다. 또한, 다른 스위칭 소자 모두 소프트하게 턴온/턴오프 되는 것을 확인할 수 있다. 그래서 제안된 회로는 다수 캐리어 소자와 소수 캐리어 소자에 적용가능하고 넓은 부하조건에서도 소프트 스위칭 조건을 만족한다.

참 고 문 헌

- [1] G. Hua, G. H. Leu, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, No. 2, pp. 213-219, 1994.
- [2] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel-Zero-Current Transition PWM Converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1993, pp. 538-544.
- [3] R. L. Lin, F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition and Zero-Current-Transition PWM Converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 438-422, 1996
- [4] 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., pp. 853-859.