

탭인덕터와 스너버 캐패시터를 이용한 영전압 영전류 스위칭 DC/DC 컨버터

김은수*, 변영복, 조기연, 김태진, 김윤호*
한국전기연구원, 중앙대학교*

E.S.Kim*, Y.B.Byun, K.Y.Joe, T.J.Kim, Y.H Kim*
KERI, CAU

ABSTRACT

The conventional three-level high frequency phase-shifted dc/dc converter has a disadvantage that a circulating current flows through transformer and switching devices during the freewheeling interval. Due to this circulating current and RMS current stress, conduction losses of transformer and switching devices increases. To alleviate these problems, we propose an improved three-level Zero Voltage and Zero Current Switching (ZVZCS) dc/dc converter using a tapped inductor, a snubber capacitor and two snubber diodes attached at the secondary side of transformer. The proposed ZVZCS converter is verified on a 10 kW, 30kHz experimental prototype.

1. 서 론

전기 기기의 효율 개선 및 입력전원의 고조파문제에 의한 전기환경 개선 요구에 따라 입력전압의 승압화 (220VAC → 380VAC)와 입력역률 개선을 위한 3상 AC/DC Boost 컨버터의 적용이 요구되고 있다. 이에 따라 그림 1에 나타낸 3상 AC/DC Boost 컨버터 후단에 적용되는 풀 브리지 DC/DC 컨버터[1,2]의 입력콘덴서전압(V_{in})이 상승되어 컨버터 스위칭소자의 전압정격상승 및 스위칭 시 적용 스위치의 턴-온/오프 손실증가에 따라 스위칭주파수를 높일 수 없어 스위칭전원의 소형, 경량 및 고효율을 이루기 위한 제품의 경쟁력에 효율적이라고 할 수 없다.

이를 해결 및 개선하기 위한 방편으로 3레벨 DC/DC 컨버터가 최근 발표되어 보고되고 있다[2,3]. 종래의 위상전이 영전압 스위칭 풀-브리지 DC/DC 컨버터 적용 대신에 영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터를 적용함으로써 적용 스위칭소자의 전압정격을 종래의 위상전이 영전압 스위칭 풀-브리지 DC/DC 컨버터에 비해 1/2정도

의 전압정격을 낮출 수 있고, 변압기의 Volt-Sec와 관련된 변압기 DC 바이어스 문제 등을 저감시킬 수 있다. 하지만, 그림 2에 나타낸바와 같이 종래의 위상전이 영전압 스위칭 풀-브리지 DC/DC 컨버터와 비슷하게 영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터의 동작 모드 및 파형에서도 순환모드 구간동안 흐르는 순환전류에 따라 스위칭소자 및 변압기에서의 도통손실이 증가하는 단점을 갖고 있다.

따라서, 본 논문에서는 스위칭전원의 효율개선 및 스위칭 주파수를 증가시키기 위한 보다 개선되고 진보된 영전압·영전류 스위칭 3레벨(Level) DC/DC 컨버터적용 정류기에 대한 주 회로특성분석 및 10kW 용량의 DC/DC 컨버터의 시제품을 제작하여 실험한 결과에 대해 서술하고자 한다.[1]

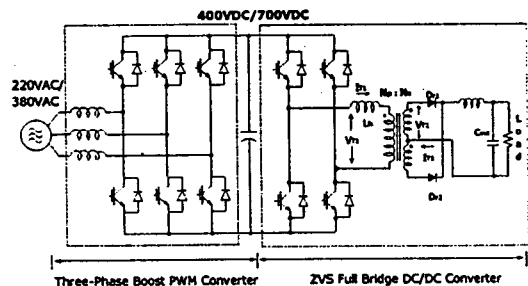
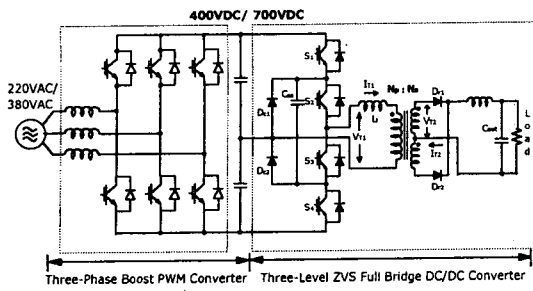


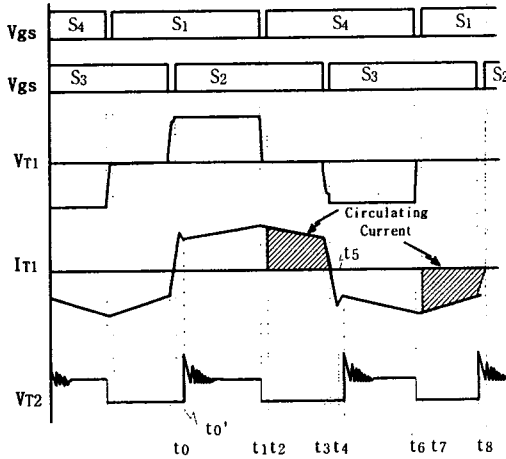
그림 1 영전압 스위칭(ZVS) 풀 브리지 DC/DC 컨버터

2. 종래의 영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터

영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터는 영전압 스위칭 동작 영역을 확보하기 위하여 S2와 S3에 대한 게이트 신호가 S1과 S4에 대하여 위상전이(Phase shift)되도록 제어하여 줌으로서 고주파 변압기 2차 측 전압이 0인 시간 동안 1차 측 스위치 중 하나가 항상 턴 온 되도록 제어한다. 이는 변압기 내부의 누설 인덕턴스 L_l와 스위칭 소자의 기생 커패시턴스 C_p의 기생 진동 문제를 해결할 수 있도록 누설 인덕턴스 L_l에 따른 전류를 순환(Circulating)시키기 위한 저(低) 임피던스 경로를 제공시키기 위한 것이다.



(a) 영전압 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터



(b) 동작파형

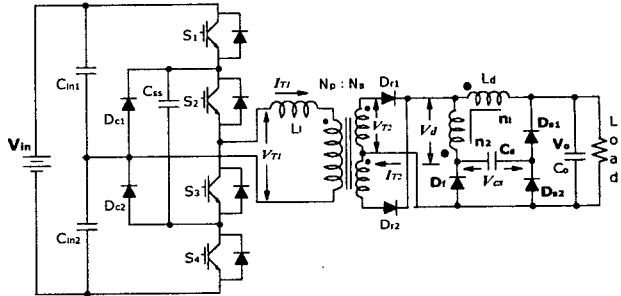
그림 2 영전압 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터와 동작 파형

영전압 스위칭은 데드 타임(Dead time) 구간 동안에 고주파 변압기 1차 측에 흐르는 전류 I_1 과 누설 인덕턴스 L_1 에 축적된 에너지가 스위칭 소자의 기생 커패시턴스 C_P 와 고주파 변압기에 존재하는 기생 커패시턴스 C_{PT} 에 축적된 에너지보다 크거나 같다면 모든 스위치에 대하여 영전압 스위칭을 이룰 수 있으며 수식으로 표현하면 다음과 같다.

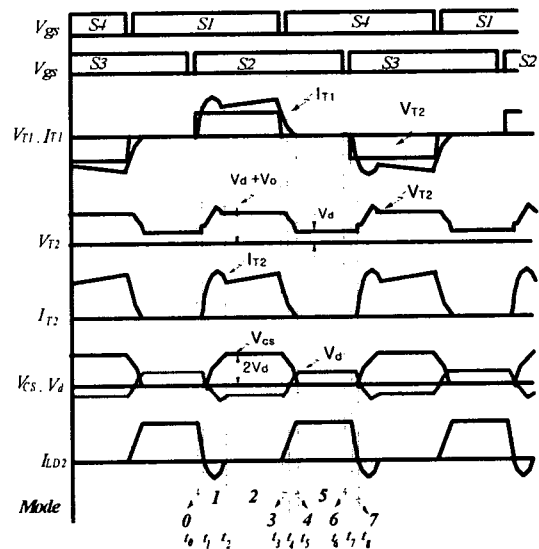
$$E = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 \geq \frac{4}{3} C_P V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{PT} V_{in}^2 \quad (1)$$

결과적으로 안정한 영전압 스위칭 동작영역을 확보하기 위해 DC/DC 컨버터의 고주파 변압기 누설 인덕턴스 L_1 를 증가시키거나 또는 고주파 변압기 TR와 직렬로 인덕터를 삽입하는 방법을 주로 사용하고 있다. 하지만, 이러한 누설 인덕턴스 L_1 의 증가 및 부가적인 직렬 인덕터의 삽입은 유효 듀티 사이클(Duty Cycle)을 감소시킴으로써 고주파 변압기 TR의 2차 측 전압 이용률이 낮아져 원하는 출력 전압이 저하되고, 특히 그림 2의 고주파 변압기 TR의 1차 측 전류 파형 II로부터 알 수 있는 것처럼 환류 및 순환 구간 동안($t_2 \sim t_3$, $t_7 \sim t_8$) 순환 전류(Free-wheeling Current)에 의한 주 스위칭 소자 및 변압기의 도통 손실이 증가하는 단점이 있다.[2]

3. 탭-인덕터 및 스너버 커패시터 적용 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터



(a) 제안된 Clamp 회로 1 적용 ZVZCS 3 Level DC/DC 컨버터



(b) 동작 모드

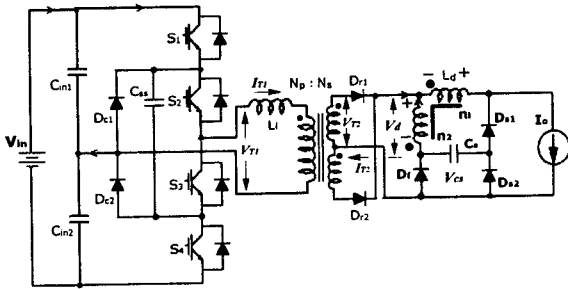
그림 3 제안된 탭-인덕터 및 스너버 적용 3레벨 영전압·영전류 스위칭 DC/DC 컨버터

본 장은 제안된 보조회로 적용 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터의 동작원리에 대해 나타냈다. 탭-인덕터 L_d , 스너버 커패시터 C_s 와 두 개의 스너버 다이오드 (D_{s1} , D_{s2})로 구성된 제안된 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터는 그림 3에 나타낸 탭-인덕터 적용 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터에 적은 값과 작은 용량의 스너버 커패시터 C_s 와 두 개의 스너버 다이오드 (D_{s1} , D_{s2})를 삽입하여 순환 모드 동안 도통 손실을 발생시키는 고주파 변압기 순환 전류를 보다 빨리 저감(Reset)시킬 수 있고, 정류 다이오드 D_{r1} , D_{r2} 와 환류 다이오드 D_f 의 전압 스트레스를 억제시킬 수 있는 보다 개선되고, 진보된 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터에 대한 내용이다.

분석을 간단히 하기 위해 출력 인덕터 L_f 는 정전류원으로 고려할 만큼 매우 크고, 모든 스위칭소자는 이상적이라고 가정하고, t_0 이전 시점에서 스위칭소자 S_1 이 이미 턴-온 되어 있고, 고주파 변압기 1차 전류 I_{T1} 은 0으로 저감되어 있다는 가정 하에 제안된 영전압·영전류 3 레벨 DC/DC 컨버터는 반 주기동안 다음 8개의 동작모드를 갖는다.

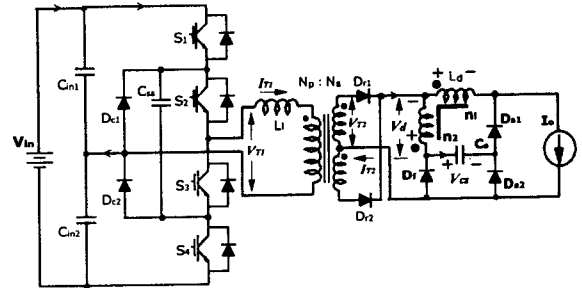
Mode 0 ($t_0 \sim t_1$) : t_0 시점에서 S_2 가 영 전류에서 턴-온 되면 $1/2V_{in}$ 전압이 스위칭소자 S_1, S_2 를 통해 고주파변압기 T_R 에 인가된다. 고주파변압기 1차 전류 I_{T1} 은 $C_{in1} \Rightarrow S_1 \Rightarrow S_2 \Rightarrow$ 고주파 변압기 $T_R \Rightarrow C_{in2}$ 을 통해 $V_{in}/2L_f$ 의 기울기를 가지고 상승하면서 흐른다. 이때, 고주파 변압기 2차 전류 I_{T2} 는 출력부하전류 I_o 에 이르지 못하였으므로 출력부하전류 I_o 는 환류다이오드 D_f 와 탭-인덕터 2차 권선 n_{d2} 을 통해 흐르는 프리휠링 전류 I_{df} 와 고주파 변압기 2차 전류 I_{T2} 의 합 전류이다. 따라서, 출력부하전류 I_o 가 탭-인덕터 1, 2차 권선을 통해 환류(Free-wheeling) 하고 있으므로 탭-인덕터 1, 2차 권선 전압극성은 이전 상태의 전압극성으로 변화 없이 유지되어 동작된다.

t_1 시점에서 고주파 변압기 1차 전류 I_{T1} 은 1차 측으로 유도된(Reflected) 출력부하전류 I_o/n 에 이르게 되고, 이때 고주파 변압기 2차 측 전압 V_{T2} 가 유기 된다.

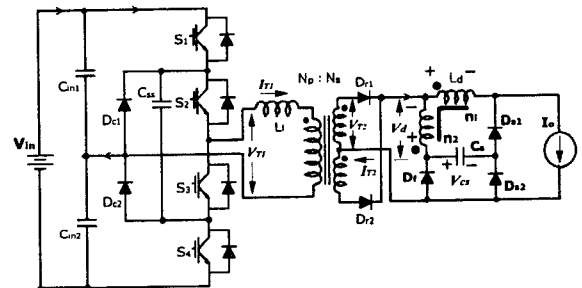


Mode 1 ($t_1 \sim t_2$) : t_1 시점에서 고주파 변압기 1차 전류가 1차 측으로 유도된(Reflected) 출력부하전류 I_o/n 에 이르게 되면 변압기 2차 측 전압 V_{T2} 가 유기 되고, 탭-인덕터 2차 권선 과 환류다이오드 D_f 를 통해 흐르던 전류가 0으로 저감되어 환류다이오드 D_f 가 소프트하게 턴-오프 되고 탭-인덕터 1, 2차 권선 전압의 극성이 반전된다. t_1 시점부터 고주파 변압기 2차 전류 I_{T2} 는 출력부하전류 I_o 및 t_0 이전 시점에 역 충전되어 있던 스너버 커패시터 전압을 탭-인덕터 2차 권선 \Rightarrow 스너버 커패시터 $C_s \Rightarrow$ 스너버 다이오드 $D_{S1} \Rightarrow$ 출력부하(또는 탭-인덕터 1차 권선)를 통해 흐르는 방전전류 I_{cs} 를 감당하게 된다.

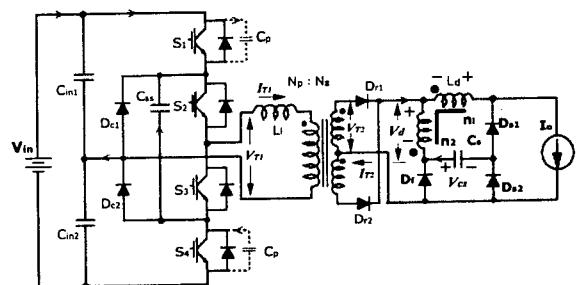
$t_1 \sim t_2$ 구간동안 역 충전되어 있던 스너버 커패시터 C_s 는 이후 계속 충전되어 전압 극성이 반전되고, t_2 시점에서 스너버 커패시터 C_s 가 만 충전되면 스너버 커패시터 C_s 에는 공진 전류가 더 이상 흐르지 않고 변압기 2차 전류 I_{T2} 는 출력부하전류 I_o 만을 감당하여 흐르게 된다.



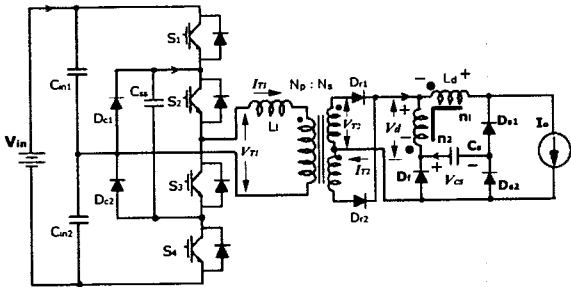
Mode 2 ($t_2 \sim t_3$) : 스너버 커패시터 C_s 가 t_2 시점에서 탭 인덕터를 매개로 충전이 끝나면 모드 2 구간동안 입력전력이 단지 출력부하로 전달되는 구간으로 미 모드구간을 전력전달 모드라 이른다.



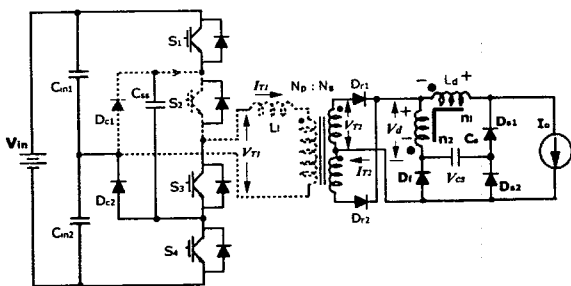
Mode 3 ($t_3 \sim t_4$) : t_3 시점에서 스위칭소자 S_1 이 턴-오프 되고, 고주파변압기 1차 측으로 유도된 출력부하전류 I_o/n 는 고주파변압기 누설인덕턴스 L_f 과 Flying 커패시터 C_{ss} 를 통해 스위칭소자 S_1 과 S_4 의 병렬 기생 커패시턴스를 충·방전시킨다. 스위칭소자 S_1 의 기생 커패시턴스 C_p 에 충전된 전압이 $V_{in}/2$ 에 도달하고, 이와 동시에 스위칭소자 S_4 의 기생 커패시턴스 전압이 0전압으로 방전되어 S_4 의 역 병렬다이오드를 통해 전류가 도통하여 Clamping 다이오드 D_{C1} 이 도통하기 시작할 때 이 모드는 끝난다. 이때, 탭-인덕터 1, 2차 권선 전압 극성이 반전된다.



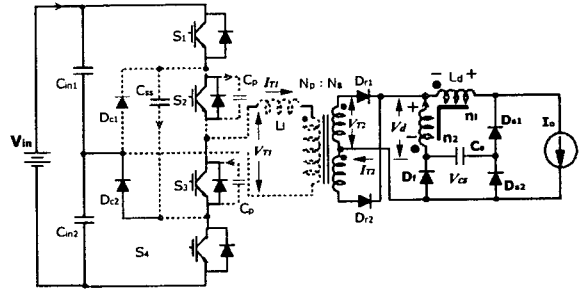
Mode 4 ($t_4 \sim t_5$): S_4 의 역 병렬다이오드가 도통 후에 S_4 가 턴-온 되면 영전압에서 턴-온되고, 고주파 변압기 1차 전류 I_{T1} 은 $S_2 \Rightarrow$ 고주파 변압기 $T_R \Rightarrow$ Clamping 다이오드 D_{c1} 을 통해 흐른다. 이때, 고주파 변압기 1, 2차 권선 전압이 0이 되고, 탭-인덕터 2차 권선 전압 V_{d2} 및 스너버 커패시터 전압 V_{cs} 의 합 전압 ($V_{d2} + V_{cs}$)이 고주파 변압기 1차 측으로 유기 되어 고주파 변압기에 축적된 누설 에너지를 리셋 시키므로 고주파 변압기 1차 권선에 흐르는 순환전류는 빠른 기울기를 가지고 0전류로 저감된다. 따라서, 고주파 변압기 순환전류를 0으로 저감시키기 위한 리셋전압이 다른 보조회로를 적용한 회로방식에 비해 제안된 회로방식이 보다 큰 리셋전압을 가지고 동작되므로 보다 나은 영전압·영전류 스위칭(ZVZCS) 동작특성을 갖는다. 또한, 이 구간동안 탭-인덕터 2차 권선 전압 V_{d2} 및 스너버 커패시터 전압 V_{cs} 의 합 전압 ($V_{d2} + V_{cs}$)이 고주파 변압기 및 정류다이오드를 역 바이어스 전압을 인가하면서 탭-인덕터 1차 권선을 통해 출력부하로 방전되고, 이 때 스너버 커패시터는 역 전압(또는 0전압)으로 충전된다.



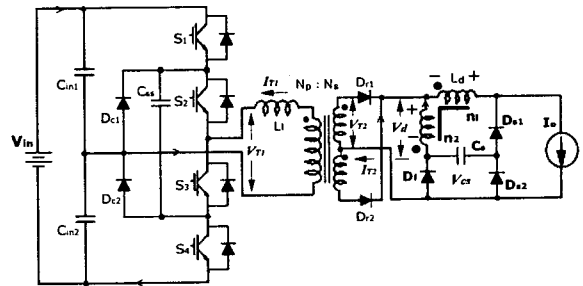
Mode 5 ($t_5 \sim t_6$): 고주파 변압기 순환전류가 0으로 저감되면 정류다이오드 D_{r1} 은 턴-오프 되고 출력 부하전류 I_o 는 환류 다이오드 D_r 와 탭-인덕터 2차 권선을 통해 흐르기 시작할 때 이 모드는 시작되고, 거의 0에 가까운 고주파 변압기 여자전류가 $S_2 \Rightarrow$ 고주파 변압기 $T_R \Rightarrow$ Clamping 다이오드 D_{c1} 을 통해 흐른다. 저감된 1차 측 브리지(Bridge) 순환전류에 따라 이 구간동안 주 스위칭소자 및 고주파 변압기는 저감된 도통손실특성을 갖는다.



Mode 6 ($t_6 \sim t_7$): t_6 시점에서 거의 0으로 저감된 변압기 순환전류에 따라 스위칭소자 S_2 는 영전류에서 턴-오프 되고, 고주파 변압기에 흐르는 미소 여자전류에 따라 데드타임 구간동안 스위칭소자 S_2 와 S_3 의 기생 커패시턴스 C_p 를 충·방전시킨다. 만약 S_2 의 기생 커패시턴스 전압이 $V_{in}/2$ 전압으로, S_3 의 기생 커패시턴스 전압이 0전압에 이르는 t_7 시점에서 스위칭소자 S_3 이 턴-온 되면 영전압, 영전류상태에서 턴-온 스위칭 동작이 되면서 이 모드는 끝난다.



Mode 7 ($t_7 \sim t_8$): t_7 시점에서 스위칭소자가 턴-온 되면 이미 S_4 가 턴-온 되어 있으므로 고주파 변압기 1차 측에 $V_{in}/2$ 전압이 인가되고, 고주파 변압기 1차 전류 I_{T1} 은 $V_{in}/2L_1$ 의 기울기를 가지고 $C_{in2} \Rightarrow$ 고주파 변압기 $T_R \Rightarrow S_3 \Rightarrow S_4$ 를 통해 흐르면서 상승한다. 이 구간 끝에서 고주파 변압기 1차 전류 I_{T1} 이 고주파 변압기 1차 측으로 유도된 (Reflected) 출력부하전류 I_o/n 에 이르고, 다음 반주기가 시작된다.



4. 실험결과

본 논문에서 제작 실험된 회로는 3 레벨 DC/DC 컨버터를 제작하여 영전압·영전류 스위칭을 위한 제안된 보조회로를 이용한 영전압·영전류 스위칭 3 레벨 DC/DC 컨버터 시제품을 제작하여 실험적용 하였다. 사용된 고주파 변압기는 페라이트 재질의 코어를 선정하여 사용하였으며 주 회로의 입력 조건은 3상의 상용 입력 전원 380VAC를 입력하여 6상 브리지 정류회로를 거쳐서 정류된 직류의 540VDC를 3 레벨 DC/DC 컨버터 입력으로 받고, 컨버터의 출력은 부하

전류 25A, 출력전압 400V, 10kW의 출력사양에 대하여 제작했다. 적용 스위칭 소자는 600V, 200A IGBT를 사용하였고 이번 실험에 적용된 스위칭 주파수는 30kHz로 동작하였다.

- $S_1 - S_4$: IGBT(2MBI120L060, 600V, 200A)
- $D_1 - D_4$: Anti-parallel diodes of IGBT
- C_p : 14nF (stray capacitance of IGBT)
- L_m : 286uH(magnetizing inductance of transformer)
- L_l : 3.5uH(leakage inductance of transformer)
- n : Transformer turn ratio ($n=N_s/N_p=6/8=0.75$)
- C_{ss} : 15uF (Flying capacitor)
- D_{c1}, D_{c2} : Clamping diode
- D_{s1}, D_{s2} : Snubber diode
- C_s : 0.1uF (snubber capacitor)
- D_{r1}, D_{r2}, D_r : Rectifier, free-wheeling diode
- L_f : 500uH (output inductor)
- δt : 1.3us (dead time)

그림 4는 영전압 스위칭(ZVS) 3레벨 DC/DC컨버터의 고주파 변압기 1차 측 및 2차 측 전압, 전류 파형을 보여주고 있다. 실험결과 파형에서 보는바와 같이 위상전이(Phase Shift) 제어신호에 의한 동작특성에 따라 순환모드 구간동안 고주파 변압기 1차 측 전압 V_{T1} 은 0전위가 되므로 고주파 변압기 T_R 를 통해 입력에너지를 2차 측으로 전달하지 못하면서 스위칭소자와 고주파 변압기를 통해 순환전류만이 흐르는 것을 볼 수 있다. 이는 스위칭소자 및 고주파 변압기에 도통손실을 증가시키는 요인이 된다.

이러한 순환전류를 저감하기 위해 탭-인덕터를 적용한 영전압·영전류 스위칭 DC/DC 컨버터를 적용할 수 있다.

그림 5는 제안된 탭-인덕터와 스너버커패시터 및 스너버다이오드를 적용한 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC컨버터의 고주파 변압기 1, 2차 전압 전류 파형으로서, 순환모드구간동안 탭-인덕터 전압과 스너버 커패시터의 전압의 합 전압($V_{d2} + V_{cs}$)이 고주파변압기 누설인덕턴스에 축적된 순환전류를 리셋 시키는데 이용되어 다른 컨버터에 비해 순환전류를 빨리 0으로 저감시키고, 부하에 대한 의존성을 줄일 수 있다.

효율 특성은 영전압 스위칭 3레벨 DC/DC 컨버터에 비해 영전압 영전류 스위칭 3레벨 DC/DC컨버터가 3~4%이상 높은 96%의 효율특성을 나타냈다. 이전에 제안되었던 방식의 영전압·영전류 스위칭 구현에 있어 고주파변압기 2차 측 정류부 및 환류다이오드에 전압 스트레스가 증가되지만, 제안된 영전압·영전류 스위칭 방법이 효율 특성도 높고 각 부품에 인가되는 전압 스트레스 및 노이즈 저감 특성이 가장 우수함을 알 수 있었다.

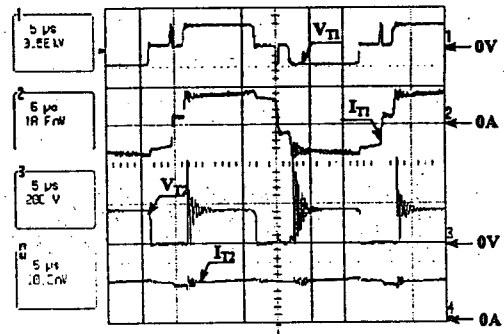


그림 4 영전압 스위칭(ZVS) 3레벨 DC/DC 컨버터 고주파 변압기 1, 2차 측 전압, 전류 파형 (500V/div, 50A/div, 200V/div, 50A/div, 5us/div)

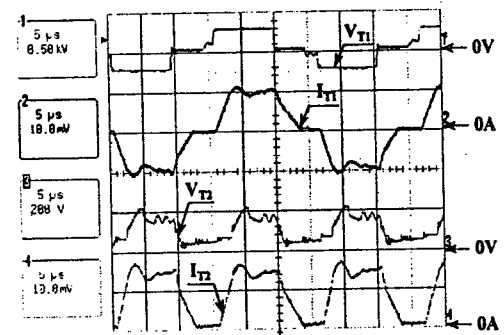


그림 5 제안된 보조회로 1 적용 영전압·영전류 스위칭 (ZVCS) 3레벨 DC/DC 컨버터 고주파 변압기 1, 2차 측 전압, 전류 파형 ($C_s : 0.1\mu F$) (500V/div, 50A/div, 200V/div, 50A/div, 5us/div)

본 논문은 중소기업청 컨소시엄 과제에서 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] Dhaval B. Dalal, A 500KHz Multi-Output Converter with Zero Voltage Switching, APEC, 1990, pp. 265~274.
- [2] J. Renes Pinheiro, Ivo Barbi, The Three-Level ZVS PWM Converter A New Concept In High Voltage DC-To-DC Converter, IECON, 1992, pp. 173~178.
- [3] Francisco Canales, Peter M. Barbosa, Fred C. Lee, A Zero Voltage and Zero Current Switching Three Level DC/DC Converter, APEC, 2000, pp. 314~320.
- [4] S. Hamada, M. Michihira, M. Nakaoka, Using A Tapped Inductor for Reducing Conduction Losses in a Soft Switching PWM DC-DC Converter, EPE, 1993, pp. 130~134.
- [5] 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. PE, Vol. 14, No. 2, March, 1999, pp. 258~264.