

영전압 스위칭 하프브리지 컨버터와 포워드 컨버터의 효율 및 특성에 관한 연구

서재광*, 김 용*, 백수현*, 권순도**
 *동국대학교 전기공학과, **대림대학교

A Study on Efficiency and Characteristic of Zero Voltage Switched Half-Bridge Converter and Forward Converter

J.K.Seo*, Y.Kim*, S.H.Baek*, S.D.kwon**
 *Dongguk University, **Daelim College

Abstract - In this paper, zero voltage switched half bridge converter and an active-clamped, zero voltage switched forward converter equipped with self-driven synchronous rectifier is designed and investigated for high efficiency DC-DC converter. A synchronous rectifier is has a lower conduction power loss than shottky diode rectifier. The purpose of this paper is to invstigate the effect of parastic inductance in a synchronous rectifier of DC-DC converters and examine overall efficiency of zero voltage switched DC-DC converters.

1. 서 론

DC-DC 컨버터의 전력손실은 스위치의 도통손실, 변압기의 코어손실, 출력단 정류기의 도통손실, 입출력 필터등이 주류를 이룬다. 이 중에서 출력단 정류기의 손실은 전체 손실의 50%가 되므로 동기 정류기의 손실을 작게 한다면 전체적으로 효율을 향상시킬 수 있다. 본 논문에서는, 변압기 2차측 전압 파형을 동기정류기의 구동전압으로 사용하는 두 가지 토폴로지를 제안하였고 동기정류기에서 발생하는 기생인덕턴스의 영향에 대해 실험하였다. 또한 컨버터에서 각 회로별 동작특성과 효율 비교를 통하여 고효율, 고전력밀도를 가지는 최적의 MOSFET구동회로 방식을 제시하였다.

2. 본 론

2.1 동기정류기의 효율 및 특성

컨버터 출력단의 동기정류기를 직접 구동하기 위해서는 MOSFET 게이트 구동회로와 제어회로가 필요하다. 이러한 제어구동(control-driven)방식은 높은 스위칭 속도로 구동이 되지만 부가회로가 필요하고 구동회로에서 손실이 발생하여 컨버터의 크기가 증가하게 된다.

그림1은 별도의 구동회로가 필요없이 변압기 2차전압을 이용하여 자기구동(self-driven)되는 MOSFET 자기구동 동기정류기를 나타낸다.

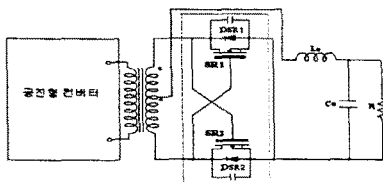


그림 1. 자기구동 동기정류기

MOSFET 자기구동 방식은 변압기 2차전압에 의해 자기구동되는 방식으로 부가적인 구동회로 없이 간단하게

구동될 수 있다. SR1의 게이트 전압(Vgs1)은 SR2의 양단 전압(Vds1)이 된다. 이들의 동작은 변압기 2차측 전압 파형(Vsec)에 의해 온,오프되는데 이것은 MOSFET의 동작특성이 변압기 2차 구동 전압파형과 리셋방식에 의존한다는 것을 의미한다. 동기정류기의 효율을 높이기 위한 변압기의 2차측 전압, 즉 최대 파형 기울기를 지날 때 이상점이며, 또한 MOSFET와 다이오드의 전도기간의 비가 최적의 상태를 유지함으로써 동기정류기의 구동손실과 전도손실을 저감시킬 수 있게 된다. 자기구동 동기정류기를 사용하는 경우 변압기 2차 구동전압이 MOSFET의 VTH(임계전압)보다 낮을 때 MOSFET는 오프되고 출력전류(프리휠링 전류)는 쇼트키 다이오드를 통하여 흐른다. 이때 전압강하는 대략 0.4V이다. 변압기 2차권선에서 전압이 VTH 도달될 때 비로소 MOSFET는 도통되고 이때 전압강하는 약 0.06V로 감소된다. 다른 반주기에서도 동작은 같다. 이와 같이 자기구동 동기 정류기에서 전력손실은 다이오드와 MOSFET의 전압차이 만큼 저감된다. MOSFET 주요손실은 온저항손실과 구동손실로 구성된다. MOSFET의 전압강하를 감소시키고 MOSFET의 전도기간을 증가시키기 위해서 매우 낮은 온저항 Rds(on)과 임계전압이 낮은 MOSFET가 필요하다. 자기구동 동기정류기는 입력전압의 변동이 적고 출력 전압이 낮은 컨버터에 적합한 정류기이다. 게이트 저항(Rg)은 MOSFETs의 가장 중요한 파라미터인데 저항값을 최소화 하기 위해 병렬회로를 구성하여 최소화 할수 있지만 기생 캐패시턴스 값의 증가로 구동손실 증가를 가져온다 [2].

식(1)은 전력MOSFETs 을 동기정류기로 사용하는 경우 전체 손실을 나타낸다.

$$P_s = R_{DS(ON)} I_o^2 D + \frac{1}{2} C_{iss} V^2 f_s \quad (1)$$

R_{DS(ON)} : MOSFETs 온저항, D: 듀티비

C_{iss} : MOSFETs 입력캐패시턴스

f_s : 스위칭주파수, I_o : 출력전류, V : 입력전압

자기구동 동기정류기에 사용되는 MOSFET가 낮은 온저항(R_{DS(ON)})과 낮은 게이트저항(R_g) 그리고 낮은 임계전압(V_{TH})을 가질수록 정류기단의 손실을 감소시킬 수 있다.

2.2 동기정류기에서 기생 인덕턴스의 영향과 손실

그림 2는 변압기 2차 전압으로 구동되는 자기구동 동기정류기 회로를 갖는 포워드 컨버터를 나타낸다. 정류기 회로는 프리휠링용 MOSFET와 SBD(쇼트키 다이오드)가 병렬로 구성되어 있다. 데드타임 구간동안 MOSFET는 오프되고 쇼트키 다이오드는 온상태로 지속된다.

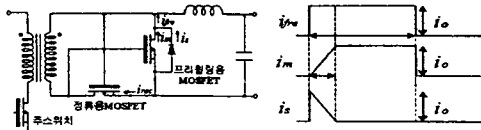


그림 2. 동기정류기를 사용한 DC-DC 컨버터 회로

DC-DC 컨버터의 출력단 동기정류기에서 내장 다이오드를 통해 흐르는 전류에 의한 도통 손실이 크다. 프리휠링용 MOSFET에 병렬로 연결된 쇼트키 다이오드는 MOSFET이 오프되는 구간에 부하전류를 프리휠링한다. MOSFET으로 흐르는 전류는 i_m , SBD로 흐르는 전류는 i_o 로 표시하였다. 부하전류 환류시 변압기 2차 전압이 영이 되는 구간에는 SBD도통이 지속되어 정류단에서 발생하는 손실은 증가한다. 출력전류 I_o 는 주 스위치에 의해 MOSFET과 프리휠링용 SBD를 교대로 흐르게 된다(4).

2.3 하프브리지 컨버터의 동작원리와 특성

그림 3은 출력단에 자기구동 동기정류기를 이용한 영전압 스위칭을 하는 하프브리지 컨버터의 회로도도 나타내었다.

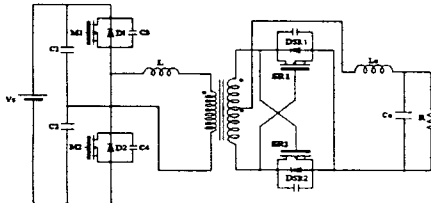


그림 3. 하프브리지 컨버터 회로

영전압 스위칭을 하는 하프브리지 컨버터는 변압기의 리셋방법이 간단하고 입력단 MOSFET에 발생하는 도통전압이 입력전압과 거의 일치하여 전압스트레스가 낮다. 그러나 액티브클램프 포워드 컨버터보다 데드타임이 더 길게 발생되어 프리휠링 다이오드를 도통함으로 손실 증가를 초래하며 1차측의 순환에너지에 의해 전도손실을 초래한다. 이 컨버터는 2개의 MOSFET이 비대칭적으로 구동되는 PWM 방식으로 제어되고, 영전압 스위칭은 두 개의 스위치가 오프되는 구간동안 부분공진으로 이루어진다. 스위치 M1은 시비율 D로 제어되고 스위치 M2는 1-D로 제어된다. 필터 인덕턴스 전류가 스위칭기간 동안 일정하다고 가정할 때 출력단 필터와 부하는 이상적인 전류원으로 보고 입력단 필터 커패시터 C1, C2는 전압원으로 대치한다(5).

스위치 M1이 도통하는 모드에서는 1차측 에너지가 2차측으로 전달되고 자화전류가 양의 기울기로 증가하게 되어 출력측 인덕턴스 전류 I_{Lo} 가 증가하게 된다. 시비율 1-D의 시작점은 스위치 M2가 온될 때 시작된다. M1이 오프되는 순간 변압기 1차측 전류는 누설 인덕턴스에 의해 방향을 바꾸지 못하고 계속 흐르려고 한다. 이 때 전류는 M2의 내장다이오드로 흐르게 된다. 이 구간에서 1차측 전류는 감소하다가 영이 된 다음에 음의 방향으로 증가하게 되며 이 전류는 D1을 통해 흐르게 된다. 이 때 M1이 턴온되면 영전압 스위칭이 된다. 영전압 스위칭을 위한 데드타임은 스위칭 주기나 변압기 1차측 전류가 방향을 바꾸는 구간의 길이보다 짧고 스위치 M1이 오프되고 변압기 1차측 전류가 감소하여 영으로 되기 이전까지는 아래 스위치 M2가 턴온되어도 내장다이오드로 전류가 흐르기 때문에 스위치에 전류가 흐르지 않는다(6).

2.4 포워드컨버터의 동작원리와 특성

그림 4는 주스위치 전압 클램프로 동작되는 능동클램프 포워드 컨버터 회로이다

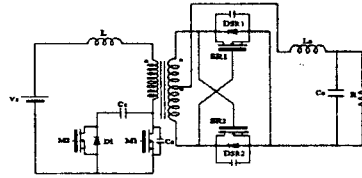


그림 4. 액티브 클램프 포워드 컨버터 회로

주 스위치 M1이 도통하면 변압기는 양의 전압이 걸려 인덕터 전류는 선형적으로 증가하고 정류용 MOSFET SR2가 도통하게 된다. 주 스위치 M1이 차단되면 자화전류 I_m 은 M1의 기생 커패시턴스 C_s 를 충전시켜 주 스위치 양단 전압 V_{ds} 를 증가시키고 V_{ds} 가 입력전압 V_i 보다 커지게 되면 변압기 양단은 음의 전압의 걸리게 되고 출력 인덕터의 전류는 전류용 MOSFET SR1을 통해 프리휠링하게 되어 출력 전류의 기울기는 음이 되어 감소된다. V_{ds} 가 클램프 커패시터 전압보다 커질 때 클램프 스위치의 내장 다이오드가 도통하게 된다. 이 구간에서 V_{ds} 는 클램프 커패시터 전압 V_{cc} 으로 제한된다.

클램프 커패시터가 충전되어 클램프 전류가 흐르게 되면 역방향 자화전류가 흐르는 구간이 발생하게 되고 이미 도통시킨 클램프 스위치로 전류가 흐른다. 이 때 내장 다이오드가 도통할 때 클램프스위치가 턴온되므로 영전압 스위칭이 된다(7).

액티브 클램프 컨버터는 변압기의 자화인덕턴스 전류의 방향이 양의 방향으로 음의 방향으로 흐르므로 작은 코어를 사용할 수 있어 회로의 부피를 줄일 수 있고 하프브리지 컨버터보다 다이오드 도통구간이 줄어들게 되어 손실이 더 감소하게 된다. 반면에 스위치 도통손실이 입력전압의 두 배가 되어 입력 전압이 증가할 경우 내압이 높은 스위칭 소자를 사용해야 하는 단점이 있다.

2.5 시뮬레이션

그림 5와 6은 출력전력50W, 입력전압 48V, 출력전압 5V, 스위칭 주파수 250kHz인 하프브리지 컨버터와 액티브클램프 포워드 컨버터의 주요 파형이다.

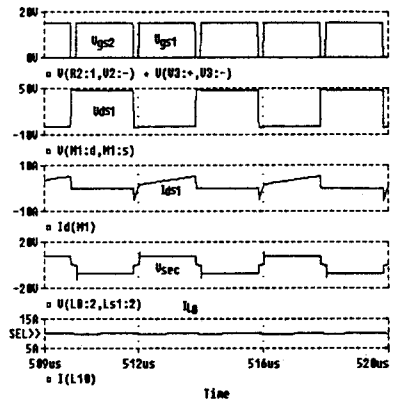


그림 5. 하프브리지 컨버터의 시뮬레이션 파형

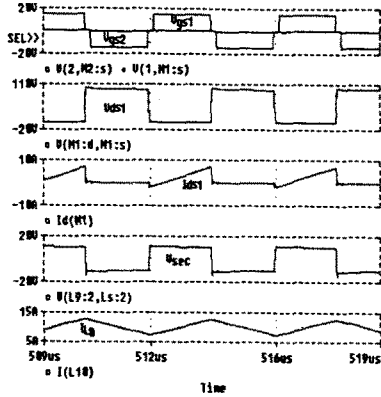


그림 6. 파워 컨버터의 시뮬레이션 파형

시뮬레이션 결과 HBC(하프브리지 컨버터)는 AFC(액티브 클램프 파워 컨버터)에 비해 상대적으로 출력단 전류리플이 작고 스위치 양단에 걸리는 전압이 절반 정도로 됨을 알 수 있다. 하프브리지 컨버터는 액티브 클램프 파워 컨버터에 비하여 데드타임 구간이 발생된다.

그림 7은 모의실험을 통하여 주스위치 오프시 인가되는 전압값을 두 토포로지별로 비교한 결과이다. 액티브 파워 컨버터는 하프브리지보다 2배 정도의 전압스트레스를 부담하고 있다. 부하전류 증가에 따라 스위치단에 나타나는 약간의 전압차는 있지만 무시해도 좋은 값이다. 그림 8은 출력전류의 리플을 나타낸다. 액티브클램프 컨버터에서 출력전류 리플성분이 증가되어서 더 큰 필터가 필요하며 이는 컨버터의 전력밀도 면에서 불리하다.

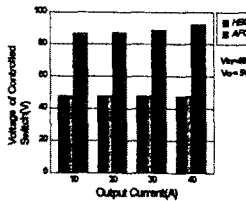


그림 7. 전압스트레스

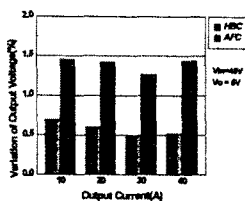
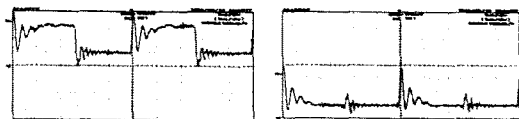
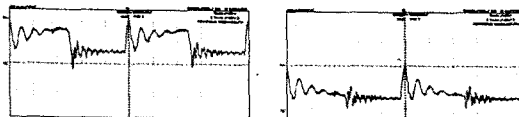


그림 8. 출력전압 리플을

그림 9는 데드타임 지속시간 변화에 따라 MOSFET와 SBD의 도통 전류의 변화를 나타낸다. 그림9(a)에 비하여 그림9(b)는 SBD의 도통시간이 증가됨을 알 수 있다.



(a) MOSFET 및 SBD 도통전류파형 ($f_s=200\text{kHz}$, $L=3\mu\text{H}$)



(b) MOSFET 및 SBD 도통전류파형 ($f_s=200\text{kHz}$, $L=6\mu\text{H}$)

그림 9. 기생인덕턴스의 변화에 따른 도통전류 파형

그림 10은 두 회로의 효율을 비교한 것이다. 액티브 클램프 파워 컨버터는 하프브리지 컨버터에 비하여 출력전류가 10A일 때 약 8%의 효율 상승을 보인다. HBC는 1차측 순환에너지에 의하여 전도손실이 크며 변압기 1차측 전압이 2차측으로 전달되지 않는 데드타임 구간이 발생하여 쇼트키 다이오드의 도통구간이 넓어지기 때문이다. 그러나 AFC에서는 데드타임의 최소화로 쇼트키 다이오드 도통을 억제하여 HBC보다 더욱 개선된 효율을 나타낸다.

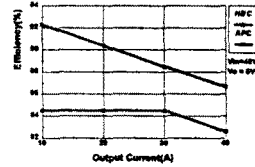


그림 10. 영전압 스위칭 컨버터의 효율 비교

3. 결 론

본 논문에서는 DC/DC 컨버터의 출력단 정류기의 고 효율을 위하여 쇼트키 다이오드 대신 온저항이 작은 MOSFET를 이용한 자기구동 동기정류기를 제안하였다. HBC와 AFC는 효율, 손실, 스위치 전압스트레스를 기준으로 비교되었다. 두 회로는 별도의 변압기 리셋회로가 필요 없이 변압기 리셋이 이루어져 변압기의 대칭 동작이 가능하며 전원측으로 에너지를 회수할 수 있다. 하프브리지 컨버터는 변압기 2차측 전압파형의 차이로 액티브클램프 파워 컨버터보다 데드타임이 더 길게 발생되어 전류용 다이오드의 도통손실이 증가하게 되고 1차측의 순환에너지에 의해 전도손실이 발생된다. 반면에 출력전압, 전류 리플이 감소되고 스위치의 전압 스트레스가 작아져 시스템 전력밀도 측면에서 유리하다.

[참 고 문 헌]

- 1) J.A.Cobos, J.Sebastian, J. Uceda, "Study of the applicability of self-driven synchronous rectification to resonant topologies", IEEE Power Electronics specialists Conf. pp. 933-940, 1992
- 2) W.A.Tabisz, Fred.C.Lee, D.Y.Chen, "A MOSFET resonant synchronous rectifier for high-frequency DC/DC converter", in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf.(PESC), 1990, pp. 769-779
- 3) J.A.Cobos, O.Garcia, J. Uceda, "Comparison of high efficiency low output voltage forward topologies", in Proc. IEEE Power Electronics specialists Conf. (PESC), 1994, pp. 887-894
- 4) N.Yamashita, N. Murakami, T.Yachi, "Conduction power loss in MOSFET synchronous Rectifier with parallel-connected shottky barrier diode" IEEE Transactions on Power Electronics, 1998
- 5) R.Farrington, M.M.Jovanovic, and F.C.Lee, "A new family of isolated zero-voltage-switched converters", in IEEE Power Electronics specialists Conf. Rec., 1991, pp. 209-215
- 6) R.Oruganti, P.C.Heng, J.T.K.Guan, L.A.Choy, "Soft-switched DC-DC converter with PWM control", IEEE Transactions on Power Electronics, 1998
- 7) R.Farrington, M.M.Jovanovic, and F.C.Lee, "A new family of isolated zero-voltage-switched converters", in IEEE Power Electronics specialists Conf. Rec., 1991, pp. 209-215