

SBD를 갖는 MOSFET 동기정류기 손실특성

윤석호 김용*
 김천대학 전기과 *동국대학교 전기공학과

(Power Loss Characteristics in MOSFET Synchronous Rectifier with Schottky Barrier Diode)

(Suk-Ho Yoon, Yong Kim*)
 Kimcheon College *Dongguk University

Abstract - Recently, new trend in telecommunication device is to apply low voltage, about 3.3V-1.5V. However, it is undesirable in view of high efficiency and power density which is the most important requirement in the distributed power system. Rectification loss in the output stage in on-board converter for distributed power system are constrained to obtain high efficiency at low output voltage power supplies. This paper is investigated conduction power loss in synchronous rectifier with a parallel connected Schottky Barrier Diode(SBD). Conduction losses are calculated for both MOSFET and SBD respectively. The SBD conduction power loss dissipates more than the MOSFET rectifier conduction power loss.

1. 서 론

온-보드 DC/DC 컨버터에서 발생하는 대부분의 손실은 컨버터 2차측의 정류기에서 거의 차지하고있다. 이러한 손실은 쇼트키 다이오드 전압강하에서 기인되며 낮은 출력전압(3.3V,1.5V)에서 사용되는 컨버터일수록 정류기 손실이 증가되며 이러한 낮은 효율은 시스템의 크기 및 효율을 제한할 수 밖에 없다.

이러한 정류기단 전압강하 손실은 쇼트키 다이오드를 MOSFET 동기정류기로 대체함으로써 정류기단 손실을 저감할 수 있다[1]-[2]. 그러나 MOSFET 동기 정류기 자기구동을 위해서는 최대의 기울기를 갖는 구동회로가 필요하다. 2차측의 구동파형에 따라 정류기단 MOSFET의 온,오프 시간이 결정되며 MOSFET의 오프시간 지속은 쇼트키 다이오드의 도통을 초래하여 손실증가를 가져온다.

본 논문에서는 MOSFET 와 SBD를 병렬로 연결하고 기생 인덕턴스를 부가하여 MOSFET의 도통시간과 SBD의 도통시간을 조정할 수 있도록 하여 손실특성을 비교하였다. 인덕턴스의 증가는 SBD도통시간을 지속시키고 인덕턴스의 감소는 MOSFET 도통시간을 지속할 수 있게 된다. 10nH정도 이하의 기생인덕턴스에서는 SBD 도통없이 거의 MOSFET이 도통되는 반면 10nH이상의 값에서는 SBD가 50%이상 도통이 지속됨을 보였다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 MOSFET와 SBD의 도통비율에 따라 나타나는 손실 증감특성을 분석하였다.

2. 본 론

2.1 L특성을 이용한 MOSFET 동기정류기 와 SBD 도통특성

출력 정류기단에 다이오드 대신 MOSFET 동기정류기를 사용함으로써 효율을 약2-3% 를 상승시킬 수 있으나 MOSFET 동기정류기 사용시 구동 드라이버 확보가 필요하다. 전용 구동드라이버는 빠른 구동시간 확보라는 장점을 가지고 있는 반면 부가회로가 필요하게 되고 구동손실이 발생되어 컨버터의 전력밀도가 감소된다 [3]-[4].

본 논문에서 제안된 변압기 2차 전압을 이용한 MOSFET 자기구동 방식은 별도의 구동회로가 필요없어 사용이 간단하다[5]. 그러나 자기구동을 위한 변압기 2차 전압 파형은 최대의 기울기를 갖고 데드타임이 없는 전압파형을 요구한다. 사인파나 일정 기울기를 갖는 변압기 2차 파형은 MOSFET 게이트 구동시 MOSFET의 V_{TH} (임계전압)에 도달할 때 까지 SD도통을 허용함으로써 도통손실이 증가된다. 본 장에서는 MOSFET와 SBD 도통시간 변화가 컨버터 손실에 어떤 영향을 미치는가 확인하기 위하여 회로에 인덕턴스를 추가로 삽입하여 MOSFET와 SBD 도통시간을 변화시킬 수 있는 토폴로지를 구성하였다.

그림1은 MOSFET와 SBD사이에 인덕턴스가 고려된 포워드 컨버터로 동작되는 MOSFET 동기정류기를 나타낸다. MOSFET 스위치의 자기구동을 위해 변압기 1차측의 포워드 동작은 정류 MOSFET(S1) 을 동작시키고 리셀동작은 프리휠링 MOSFET(S2) 스위치를 동작시킨다. SBD는 프리휠링 MOSFET에 병렬로 연결되어 있는데 이것은 MOSFET이 오프시 프리휠링 전류를 정류한다.

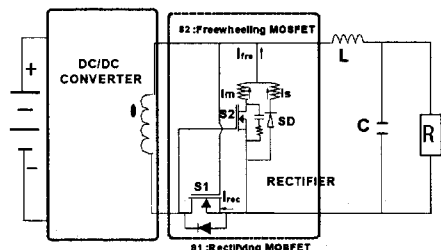


그림 1. MOSFET 동기정류기

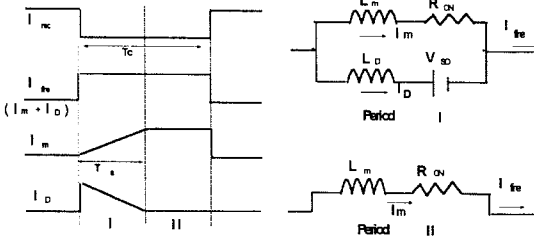
출력전류는 정류 MOSFET와 프리휠링 MOSFET을 통하여 교번적으로 흐른다. 그림에서 I_m 과 I_D 는 MOSFET와 SBD의 전류로 두 전류의 합이 프리휠링

전류이다. 스위치 S1이 오프되고 프리휠링 모드가 시작되면 두 개의 MOSFET은 오프되고 모든 부하전류는 프리휠링 MOSFET의 보디 다이오드를 통하여 흐른다. 데드타임이 없는 완벽한 타이밍을 가지는 MOSFET 구동은 사실상 불가능하다. 보디 다이오드는 PN접합으로 이루어 졌기 때문에 프리휠링시 큰 순방향 전압강하와 역회복 손실 등의 단점을 가진다. 보디 다이오드를 통하여 흐르는 전류를 방지하기 위하여 병렬로 쇼트키 다이오드(SBD:Schottky Barrier Diode)를 연결하여 보디 다이오드의 도통을 방지한다. 그러나 SBD는 MOSFET의 온-저항에서 소비되는 것보다 더 많은 전력손실을 발생한다. SBD의 턴온 시간지속은 MOSFET과 SBD사이의 기생 인덕턴스에 의해 변화된다. MOSFET과 SBD사이의 전압차는 아주 작아 순환전류가 천천히 변화하기 때문에 수백nS 이상의 시간동안 전류변환 시간이 지속되어 MOSFET과 SBD가 동시에 도통 되기도 한다.

기생 인덕턴스는 MOSFET과 SBD사이의 전류 도통시간을 좌우하며 기생 인덕턴스 증가는 SBD도통시간을 지속 시킴으로써 정류기단 손실증가가 초래됨을 실험을 통하여 확인하였다.

2.2 MOSFET와 SBD도통시간

그림2는 MOSFET 동기정류기에 나타나는 손실을 분석하기 위해 MOSFET와 SBD에 나타나는 전류파형과 등가회로를 나타낸다. 정류 MOSFET 턴오프와 동시에 프리휠링용 SBD가 턴온되어 프리휠링을 시작하며 서서히 감소된다. 동시에 프리휠링 MOSFET이 턴온되어 출력전류를 부담한다.



(a) MOSFET와 SBD 전류 동작파형 (b) 모드별 MOSFET등가회로

그림2. MOSFET동기 정류기 전류파형 및 등가회로

프리휠링 동작시 SBD도통과 동시에 프리휠링 MOSFET는 전류가 흐르지 않는다. 왜냐하면 MOSFET와 SBD사이의 기생인덕턴스 때문이다. 기생 인덕턴스의 증가는 더 지연된 전류 변환시간을 발생하여 오랜동안 SBD도통을 유지한다.

그림2(a)에서 전류의 변환 시간이 모드 I, II로 표시되었다. 모드1은 MOSFET와 SBD가 동시에 도통되고 시간 지연후 출력전류는 MOSFET를 통하여 흐른다. 그림2(b)는 1주기동안 프리휠링 전류가 변환되는 모드별 등가회로를 나타낸다. 여기서 Lm은 MOSFET 기생 인덕턴스이고 Ron은 MOSFET온저항이다. Ld는 SBD 기생 인덕

턴스이고 다이오드는 전압원 VSD로 표시하였다.

일반적인 회로에서 MOSFET와 SBD사이의 전류 변환시간은 수백 nS정도로 1MHz 이상의 스위칭주파수를 사용할 경우 전류 변환시간을 무시할 수 없다. 전류변환이 이루어질 때 SBD에서 발생한 손실은 MOSFET을 통할 때 보다 더 많은 손실을 발생한다.

2.3 모델링 및 특성분석

그림2에서 프리휠링 전류(I_{fre})가 흐르는 시간은 TC이고 이 주기동안 출력전류는 일정하다.

프리휠링이 시작될 때 SBD를 통하여 흐르는 전류는 I_D이다. MOSFET이 턴온후 I_{fre}는 Ta 시간동안 SBD에서 MOSFET로 전환된다. 즉 주기 I에서 출력전류는 MOSFET와 SBD로 분류된다. 전류전환이 끝난후 비로소 MOSFET만이 도통되는 주기II가 시작된다.

주기 I 동안 MOSFET와 SBD전류(I_m 과 I_D)는

$$I_m = \frac{V_{SD}}{R_{on}} (1 - \exp(-\frac{R_{on}}{L_p} t)) \quad (1)$$

$$I_D = I_0 - I_m \quad (2)$$

여기서 Lp는 Lm와 Ld의 합이다.

I_m은 주기 I 이 종료될 때 출력전류(I₀)에 도달한다. 이 때의 지속되는 시간은 다음과 같다.

$$T_a = \frac{L_p}{R_{on}} \ln \left(\frac{V_{SD}}{V_{SD} - I_0 R_{on}} \right) \quad (3)$$

$$\text{또는 } T_a = \frac{I_0 L_p}{V_{MOS}} \ln \left(\frac{V_{SD}}{V_{SD} - V_{MOS}} \right) \quad (4)$$

V_{MOS}는 모든 전류가 MOSFET를 통하여 흐를 때 MOSFET 양단 전압이다.

식(4)에서 전류 변환시간 Ta는 출력전류와 기생인덕턴스에 비례한다. 부하전류 증가시 전류변환 이 더 길게 지속되므로 기생 인덕턴스는 더욱 감소되어야 한다.

MOSFET와 SBD의 전류도통에 의한 손실은 아래식 E_{M1}와 E_{D1} 와 같다.

$$E_{M1} = \int_0^{T_a} I_m^2 R_{on} dt \quad (5)$$

$$E_{D1} = \int_0^{T_a} V_{SD} I_D dt = \int_0^{T_a} V_{SD} (I_0 - I_m) dt \quad (6)$$

주기 I 동안 손실된 에너지는 두식의 합이다.

$$E_1 = E_{M1} + E_{D1} \quad (7)$$

그러므로 스위칭 주파수를 고려하면 주기 I에서의 전력손실은 다음과 같다.

$$P_1 = fE_1 \quad (8)$$

주기 II에서는 단지 MOSFET을 통하여 전류가 흐르기 때문에 손실되는 에너지는다음과 같다.

$$E_{II} = E_{MII} = \int_0^{T_c - T_a} I_0^2 R_{on} dt = (T_c - T_a) I_0^2 R_{on} \quad (9)$$

스위칭 주파수를 고려하면 주기 II에서 전력손실은 다음과 같다.

$$P_2 = fE_{II} \quad (10)$$

결과적으로 0값의 기생인덕턴스는 단지 MOSFET만이 손실을 발생하고 반면에 무한정인 인덕턴스값은 SBD만을 도통하였을 때 손실값을 나타낸다.

2.4 모의실험 및 실험결과

기생인덕턴스가 MOSFET의 도통시간에 미치는 영향을 확인하기 위해 모의실험을 수행하였다.

그림3과 그림4는 $V_{in}=12V$, $V_o=5V$, $I_o=20A$ 를 가지는 MOSFET 정류기에서 기생 인덕턴스 값이 1nH와 10nH인 경우 MOSFET와 SBD에서 나타난 전압 전류파형을 나타낸다. 모의실험에서 기생 인덕턴스를 증가시키면 SBD에서 MOSFET으로 전환하는 시간이 지연되어 오랫동안 SBD를 도통하여 손실이 증가됨을 확인하였다.

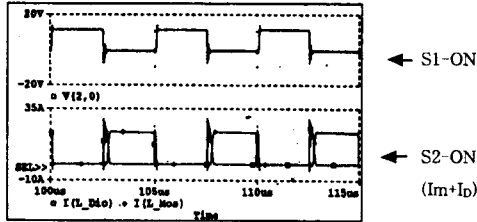


그림3. MOSFET 와 SBD의 전류 전압 파형
($f_s=200KHz$, $L=1nH$)

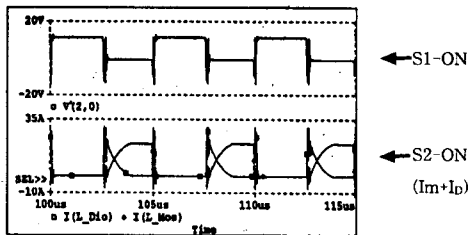


그림4. MOSFET 와 SBD의 전류 전압 파형
($f_s=200KHz$, $L=10nH$)

그림5는 기생인덕턴스의 증가에 따른 MOSFET와 SBD의 전류 변환시간을 보인다. 그림에서 기생인덕턴스가 10nH 이상이 되면 전류 변환시간이 급격히 증가된다. 이는 SBD의 도통시간 증가로 전력손실의 증가를 초래하게 된다. 그림6은 기생인덕턴스 증가에 따라 MOSFET와 SBD간에 도통되는 시간비율을 도시화 하였다. 30nH 이상의 기생 인덕턴스 값에서는 SBD의 도통시간이 더 길어짐을 보인다.

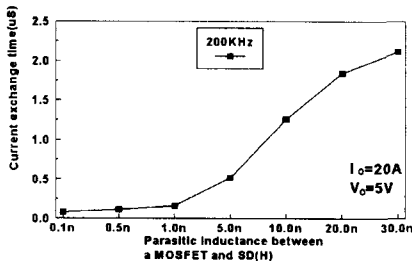


그림5. 기생인덕턴스와 전류 변환시간

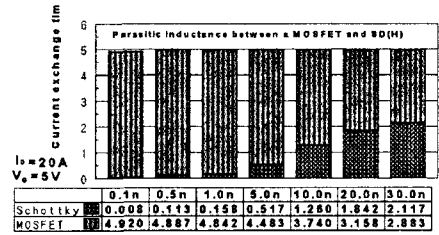
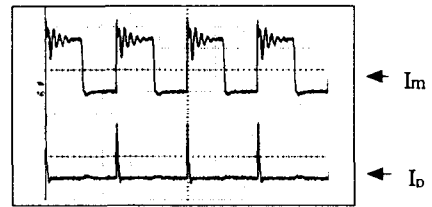


그림6. 기생인덕턴스와 MOSFET와 SBD의 전도 시간비

그림7는 기생인덕턴스 증가에 따라 MOSFET와 SBD 도통시간이 변화됨을 나타낸 실험파형이다. 기생인덕턴스를 0.1nH에서 6nH로 변화되었을 경우 SBD도통시간은 지속되어 정류기단의 손실증가를 초래한다.



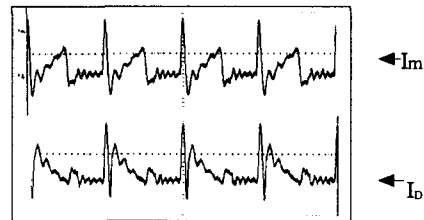
(a) $L=0.1nH$ ($f_s=200KHz$)



(b) $L=0.3nH$ ($f_s=200KHz$)



(c) $L=3nH$ ($f_s=200KHz$)



(d) $L=6nH$ ($f_s=200KHz$)

그림7 MOSFET와 SBD 도통 실험파형

그림8은 스위칭주파수(200KHz,500KHz)에 따라 나타나는 손실특성을 보인다. 스위칭주파수 500KHz에서 기생인덕턴스가 10nH인 경우 SBD 도통기간의 지연으로 급격한 손실증가를 보인다.

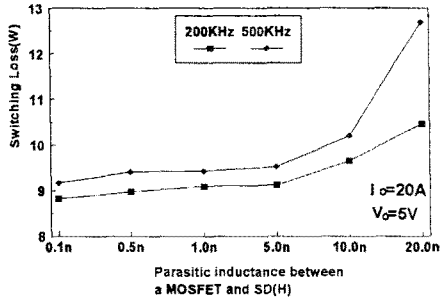


그림8. 기생인덕턴 변화에 대한 손실특성

3. 결 론

본 논문에서는 온-보드 컨버터의 정류기단 손실을 개선하기 위해 별도의 구동회로를 추가하지 않는 MOSFET 자기구동 방식을 제안하였다. 동기정류기 구성소자인 MOSFET와 SBD사이에 L특성을 이용하여 각소자의 도통시간을 변화시켜 SBD 도통시간이 증가할수록 손실이 증가됨을 실험을 통하여 입증하였다. 실험결과 동작주파수 200 kHz인 경우 기생인덕턴스 10nH이상 값에서는 SBD동작시간을 지속시킴으로써 급격한 손실증가를 발생함으로써 컨버터 회로설계에 허용될수 있는 기생인덕턴스 값을 제시하였다. 이러한 실험결과는 정류기단 MOSFET 자기구동시 컨버터 2차 전압파형이 데드타임이 없고 최대기울기를 갖는 경우 MOSFET만을 항상 도통함으로써 손실이 감소될것으로 기대할 수 있다.

[참 고 문 헌]

- [1] R.A. Blanchard, P.E. Thibodeau, "The Design of a High Efficiency, Low Voltage Power Supply Using MOSFET Synchronous Rectification and Current Mode Control", IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, pp.355-361, 1985
- [2] N.Murakami, H.Namiki and K.Sakakibara, "A Simple and efficiency Synchronous Rectifier for Forward DC/DC Converter", IEEE Applied Power Electronics Conference, 1993
- [3] J.A. Cobos, O. Garcia, J. Sebastian, J. Uceda, F.Aldana, "Optimized synchronous rectification stage for low output voltage(3.3V) DC/DC converter", IEEE Power Electronics Specialist Conference Proc., pp.286-291, 1995
- [4] O.Garcia, J.A.Cobos, J.Uceda, J.Sebastian, "Zero voltage switching in the PWM half bridge topology with complementary control and synchronous rectification", IEEE Power Electronics Specialist Conference Proc., pp. 286-291, 1995.
- [5] C.S. Leu, G. Hua, F.C. Lee, "Comparison of forward topologies with reset schemes", VPEC Power Electronics Seminar, Proc., pp.101-109, 1991.