

Two-transistor 포워드 컨버터에서 소프트 스위칭 기법의 손실 계산

Marn-Go Kim

School of Electrical and Control & Instrumentation Engineering
Pukyong National University

ABSTRACT

Loss analyses of two soft switching techniques for two-transistor forward converters are presented. The sums of snubber conduction and capacitive turn-on losses for two transistors are calculated to compare the losses of two techniques. While the conventional soft switching technique shows the loss difference between two transistors, proposed soft switching technique shows equal as well as lower loss in two transistors.

1. 서 론

스너버는 스위칭 소자에서 di/dt 와 dv/dt 를 제어하여 소자를 안정동작영역에서 동작하게 하고 소자에서 발생하는 손실을 제한하는 데 필요하다. 저항성 스너버는 설계하고 사용하기에 간단하지만, 저항에서 소비되는 손실은 스위칭 주파수에 비례한다. 그리하여, 이러한 저항성 스너버는 현대 전력전자 시스템에서 흔히 있는 고주파 스위칭에는 부적합하다. 고주파 스위칭 응용에는 손실을 최소화하기 위하여 스너버에 저장된 에너지를 입력이나 출력으로 재생할 수 있는 에너지 재생 스너버가 필요하다 [1]-[4].

고신뢰성때문에 통신용 전원 공급장치에 널리 이용되는 two-transistor 포워드 컨버터에 대해, 스위칭 손실을 줄이기 위해 그림 1(a)에 보인 바와 같은 유사한 기술이 참고문헌 [3] 과 [4]에서 제안되었다. 하지만, 기존의 소프트 스위칭 기술은 두 트랜지스터에서 발생하는 손실이 달라 두 트랜지스터 사이에 열 분포가 고르지 못한 단점을 보이고, 이로인해 전체 전원 시스템의 신뢰도를 저하시키는 요인이 된다. 두 트랜지스터에서 발생하는 열 분

포를 고르게 하기 위해 개선된 소프트 스위칭 two-transistor 포워드 컨버터가 그림 1(b)에 제안하였다 [5]-[6].

본 논문에서는 two-transistor 포워드 컨버터에서 사용 가능한 기존의 소프트 스위칭 기법과 새로운 소프트 스위칭 기법의 손실 분석을 수행한다. 두 트랜지스터에서 발생하는 스너버 전류에 의한 트랜지스터 손실과 내부 커패시터에 의한 턴-온 손실을 유도하고, 각각의 트랜지스터에서 발생하는 전체 손실을 계산한다. 손실 계산을 통해 기존의 소프트 스위칭 기법에서는 두 트랜지스터에서 발생하는 손실이 상이함을 보이고 새로운 소프트 스위칭 기법에서는 두 트랜지스터에서 발생하는 손실이 같음을 보인다. 또한 두 트랜지스터에서 발생하는 손실의 차이에 의해 시스템에 미치는 영향을 분석하고 새로운 소프트 스위칭 기법의 우월성을 보인다.

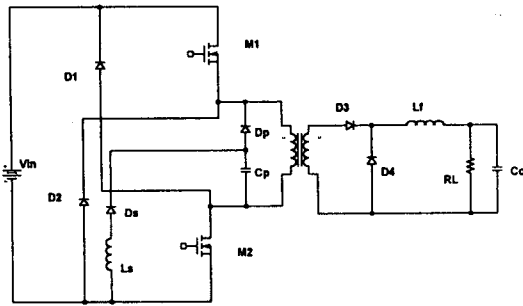
2. 소프트 스위칭 two-transistor 포워드 컨버터의 손실 분석

손실 분석을 간략히 하기 위해 다음과 같은 가정을 하였다 :

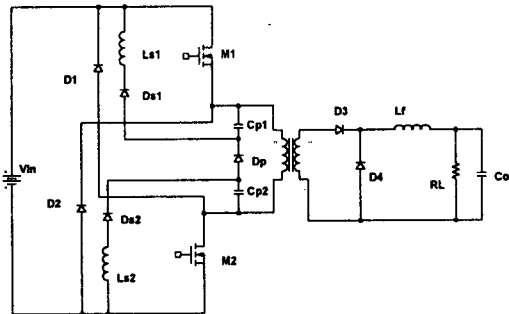
- 스너버 공진회로에 흐르는 전류는 스위치 등가저항에 의한 감쇠 현상을 무시할 수 있다,
- 트랜스포머 기생 커패시턴스는 스위치 출력 커패시턴스나 인가하는 스너버 커패시터에 비해 매우 적어 무시할 수 있다,
- 스너버 전류에 의한 스위치의 도통 손실과 내부 커패시터에 의한 턴-온 손실 이외의 손실은 두가지 소프트 스위칭 기법에서 같다.

A. 스너버 전류에 의한 도통손실

그림 2로부터 스위치 저항에 의한 감쇠를 무시하면, LC 공진회로에 흐르는 전류는 다음과 같다 :



(a)



(b)

그림 1. (a) 기존의 소프트 스위칭 two-transistor 포워드 컨버터. (b) 제안된 소프트 스위칭 two-transistor 포워드 컨버터.

$$i_L(t) = \frac{V_c(0)}{Z} \sin \omega t \quad (1)$$

여기서, $V_c(0)$ = 초기 커패시터 전압,

$$Z = \sqrt{L/C} .$$

위의 전류에 의해 스위치 등가 저항 R에서 발생하는 순시전력은 다음과 같다 :

$$p(t) = R \cdot (V_c(0)/Z)^2 \cdot \sin^2 \omega t \quad (2)$$

여기서, $\omega = 1/\sqrt{LC}$.

전류는 t가 0 에서 π/ω 동안 흐르고 이후는 다이오드에 의해 블러킹이 일어나 전류는 0이 되므로, 전류가 흐르는 동안의 손실은

$$W_L = \int_0^{\pi/\omega} p(t) dt = \frac{\pi \cdot R}{2\omega} \left(\frac{V_c(0)}{Z} \right)^2 \quad (3)$$

이며 이 손실이 주 스위치가 한번 스위칭 하는 동안의 스너버에서 발생하는 도통 손실이 된다.

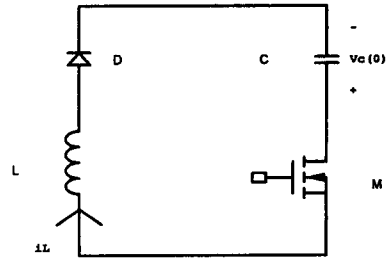


그림 2 스너버 공진부의 등가회로

B. 스위치 커패시터 턴-온 손실

기존의 소프트 스위칭 two-transistor 포워드 컨버터에서 스위치 M1과 M2는 트랜스포머 누설 인덕터 Llk가 단락 전류를 제한하기 때문에 영전류에서 턴-온한다. Cp 전압은 Cp와 Ls 사이의 공진에 의해 역으로 바이어스된다. 스너버 전류는 아래 스위치 M2로만 흐른다. 스너버 커패시터 Cp에 의해 두 스위치 M1과 M2는 영전압 형태로 턴-오프된 후에, Cp, Cds1 및 Cds2는 자화 전류와 1차측에 반영된 Lf 전류에 의해 충전된다. Cp 전압이 0으로 상승할때 Lf 전류는 D3에서 D4로 전류한다. 그다음에 자화 전류는 Cp 양전압에 의해 감소하고, Cp, Cds1 및 Cds2는 자화 전류에 의해 충전된다. Cp 전압이 Vin으로 상승하면, 리셋 다이오드 D1과 D2는 턴-온된다. 자화 전류가 0이 되면, 두 다이오드 D1 과 D2는 동시에 턴-오프 된다.

D1과 D2가 턴-오프 이후의 기간에 대해 기존의 컨버터에 대한 등가회로가 그림 3(a)에 나타내었다. 이 그림에서 Vcp, Vds1, 및 Vds2의 초기치는 모두 Vin이다. 트랜스포머 리셋 전류는 Lm- Llk- Cds1- Vin와 Cds2 또는 Ls- Ds- Cp를 통해 흐른다. 정상상태에서 커패시터 전압은 다음과 같다 :

$$V_{ds1} = \frac{C_{ds1}}{C_p + C_{ds1} + C_{ds2}} V_{in} \quad (4)$$

및

$$V_{ds2} = V_{cp} = \frac{C_p + C_{ds2}}{C_p + C_{ds1} + C_{ds2}} V_{in} \quad (5)$$

여기서, Cp는 스너버 커패시터이고 Cds1 및 Cds2는 스위치의 출력 커패시터이다.

식 (4)과 (5)를 비교해 보면, 정상상태에서 두 스위치 사이에 턴-오프 전압의 차이가 존재함을 볼 수 있다. 이 전압이 스위치의 턴-온시에 출력 커패시터의 손실에 기여하게 된다. 두 스위치의 턴-온 커패시터 손실은 Vds1의 제곱과 Vds2의 제곱에 비례하며 주 스위치가 한번 스위칭하는 동안의 손실은 다음과 같이 표현된다 :

$$W_{L-on} = \frac{1}{2} C_{ds1} V_{ds1}^2 + \frac{1}{2} C_{ds2} V_{ds2}^2 \quad (6)$$

기존의 소프트 스위칭 컨버터에서는 두 스위치 사이에 존재하는 턴-온 전압의 차이에 의해 턴-온 손실이 증대할 수 있다.

기존의 소프트 스위칭 컨버터의 동작 분석은 제안된 소프트 스위칭 컨버터에 직접 적용이 될 수 있다. 두 컨버터 사이의 유일한 차이는 무손실 스너버에 있다. 두 스위치 M1과 M2가 동시에 턴-온되면, Cp1 전압에 의해 구동되는 스너버 Ls1 전류와 Cp2 전압에 의해 구동되는 스너버 Ls2 전류는 각각 M1과 M2를 통해 흐른다. 따라서, 전체 스너버 전류는 두 스위치를 고르게 분포하여 흐른다. 또 다른 차이는 M1과 M2가 턴-오프일 때 리셋 다이오드 D1과 D2가 턴-오프 되는 기간에 볼 수 있다. 리셋 다이오드 D1과 D2가 턴-오프 후의 기간에 대해 제안된 컨버터의 등가회로는 그림 3(b)에 나타내었다. 이 그림에서 Vds1과 Vds2의 초기전압은 Vin이고, Cp1과 Cp2는 두 커패시터의 비에 의해 결정된다. 만약, 두 스위치의 출력 커패시턴스 Cp1과 Cp2가 같다면 Vcp1과 Vcp2의 초기전압은 Vin/2이다. 스너버 다이오드 Ds1과 Ds2가 역바이어스 상태이기 때문에 트랜스포머 리셋 전류는 Lm-Llk-Cds1-Vin-Cds2를 통해 흐른다. 두 스위치가 같다면, 정상상태에서 커패시터 전압은 다음과 같다 :

$$V_{ds1} = \frac{C_{ds1}}{C_{ds1} + C_{ds2}} Vin \approx Vin/2 \quad (7)$$

및

$$V_{ds2} = \frac{C_{ds2}}{C_{ds1} + C_{ds2}} Vin \approx Vin/2 \quad (8)$$

여기서 커패시터 Cds1과 Cds2는 스위치 출력 커패시턴스이다. 식 (7)과 식 (8)로부터 스위치 M1의 커패시터 턴-온 전압과 스위치 M2의 턴-온 전압은 동일함을 알 수 있다. 따라서, 제안된 컨버터의 전체 커패시터 턴-온 손실은 기존의 컨버터 턴-온 손실보다 작음을 알 수 있다.

C. 두 가지 방식에서 두 스위치의 손실 계산

기존의 소프트 스위칭 컨버터에서 발생하는 스너버 전류에 의한 손실 전력과 커패시터 턴-온 손실 전력을 합하면 두 스위치에 대해 다음과 같다 :

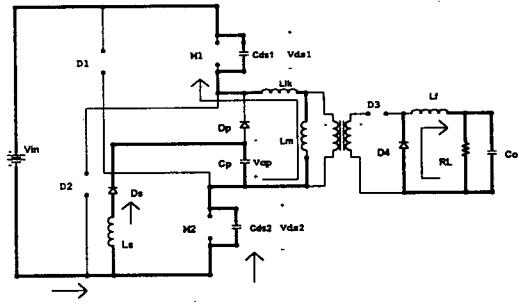
$$P_{M1} = \frac{1}{2} C_{ds1} V_{ds1}^2 \cdot f_s \quad (9)$$

및

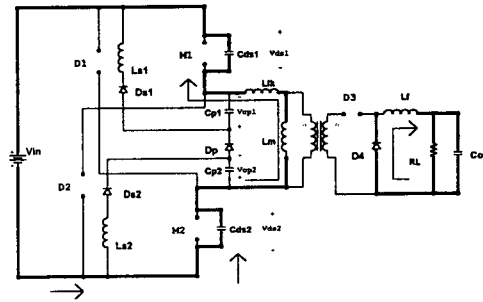
$$P_{M2} = \left[\frac{\pi R}{2w} \cdot \left(\frac{V_{cp2}}{Z} \right)^2 + \frac{1}{2} C_{ds2} V_{ds2}^2 \right] \cdot f_s \quad (10)$$

여기서, f_s = 스위칭 주파수

$$V_{ds1} = \frac{C_{ds1}}{C_p + C_{ds1} + C_{ds2}} Vin$$



(a)



(b)

그림 3 리셋 다이오드 D1과 D2의 턴-오프 기간 동안의 등가 회로; (a) 기존의 컨버터, (b) 제안된 컨버터.

$$V_{ds2} = V_{cp} = \frac{C_p + C_{ds2}}{C_p + C_{ds1} + C_{ds2}} Vin$$

w = 스너버 공진회로의 공진 각 주파수

Z = 스너버 공진회로의 특성 임피던스

Cds1, Cds2 = 스위치의 출력 커패시턴스

R = 스위치의 등가저항.

두 스위치가 같고 두 스너버 커패시터가 같을때, 제안된 소프트 스위칭 컨버터에서 발생하는 스너버 전류에 의한 손실 전력과 커패시터 턴-온 손실 전력을 합하면 다음과 같다 :

$$P_{M1} = \left[\frac{\pi R}{2w} \cdot \left(\frac{V_{cp1}}{Z} \right)^2 + \frac{1}{2} C_{ds1} V_{ds1}^2 \right] \cdot f_s \quad (11)$$

및

$$P_{M2} = \left[\frac{\pi R}{2w} \cdot \left(\frac{V_{cp2}}{Z} \right)^2 + \frac{1}{2} C_{ds2} V_{ds2}^2 \right] \cdot f_s \quad (12)$$

여기서, $V_{ds1} = V_{cp1} = \frac{C_{ds1}}{C_{ds1} + C_{ds2}} Vin \approx Vin/2$

$$V_{ds2} = V_{cp2} = \frac{C_{ds2}}{C_{ds1} + C_{ds2}} Vin \approx Vin/2.$$

3. Numerical example

기존의 소프트 스위칭 컨버터와 제안된 소프트 스위칭 컨버터의 손실을 비교 평가하기 위하여 전력단에 사용된 소자의 파라메타는 다음과 같다 :

$$C_p = 3.3 \text{ nF}, L_s = 6 \text{ uH}, C_{p1}, C_{p2} = 6.6 \text{ nF}, L_{s1}, L_{s2} = 12 \text{ uH}, V_{in} = 250 \text{ V}, f_s = 500 \text{ kHz}, R = 0.1 \Omega, C_{ds1}, C_{ds2} = 0.6 \text{ nF}.$$

위의 파라메타를 사용하여 기존의 소프트 스위칭 컨버터에 대한 손실 전력은 식 (9)과 식(10)로부터 구하면 다음과 같다 :

$$P_{M1} = \frac{1}{2} \times 0.6 \cdot 10^{-9} \times 33.3^2 \times 500 \cdot 10^3 = 0.17 \text{ W}$$

및

$$P_{M2} = \left[\frac{\pi \times 0.1}{2 \times 0.71 \cdot 10^7} \cdot \left(\frac{216.7}{42.64} \right)^2 + \frac{1}{2} \times 0.6 \cdot 10^{-9} \times 216.7^2 \right] \times 500 \cdot 10^3 = 7.33 \text{ W}$$

수치 예에서 상위 트랜지스터(Upper transistor) P_{M1} 에서 0.17 W의 손실이 발생하고 아래 트랜지스터(Lower transistor) P_{M2} 에서 7.33 W의 손실이 발생해서 아래 트랜지스터에서 7.17 W의 손실이 더 생기게 되어 열집중(Hot spot) 현상이 일어난다. 이러한 특정 소자에 열집중 현상은 시스템의 신뢰도를 저하시키는 요인이 되고, 스위칭 소자가 MOSFET인 경우 온도가 증가함에 따라 트랜지스터의 등가저항이 더욱 증가하게 되어 두 트랜지스터의 열적 편차는 더욱 커지게 된다.

주어진 파라메타를 사용하여 식 (11)과 식 (12)에 적용하면, 제안된 소프트 스위칭 컨버터에 대한 전력 손실은 다음과 같이 계산된다 :

$$P_{M1} = P_{M2} = \left[\frac{\pi \times 0.1}{2 \times 0.355 \cdot 10^7} \cdot \left(\frac{125}{42.64} \right)^2 + \frac{1}{2} \times 0.6 \cdot 10^{-9} \times 125^2 \right] \times 500 \cdot 10^3 = 2.534 \text{ W}$$

위 트랜지스터 손실 P_{M1} 과 아래 트랜지스터 손실 P_{M2} 가 같아서 두 트랜지스터에서의 열분포가 고르게 된다. 또한 두 트랜지스터에서 발생하는 전체 손실 $P_{M1} + P_{M2}$ 는 기존의 소프트 스위칭 기법에 비해 제안된 소프트 스위칭 기법이 2.432 W 적게 발생함을 알 수 있다.

4. 결론

본 논문에서 two-transistor 포워드 컨버터에 대한 기존의 소프트 스위칭 기법과 제안된 소프트 스위칭 기법의 손실을 분석하였다. 기존의 소프트 스위칭 기법에서는 위 트랜지스터 손실 P_{M1} 에 비해 스너버 전류가 흐르는 아래 트랜지스터 손실 P_{M2} 가 훨씬 크게 발생하여 발생 열이 아래 트랜지스터에 집중됨을 알 수 있었다. 반면에, 제안된 소프트 스위칭 기법에서는 스너버 전류가 두 트랜지스터에 고르게 분담하여 흐르고, 두 트랜지스터의 턴-온 전압도 동일하여 위 트랜지스터 손실 P_{M1} 과 아래 트랜지스터 손실 P_{M2} 가 같았다. 또한 두 트랜지스터 손실의 합 $P_{M1} + P_{M2}$ 도 제안된 기법이 기존의 기법에 비해 훨씬 작음을 알 수 있었다. 따라서, 제안된 소프트 스위칭 기법을 사용할 경우 기존의 소프트 스위칭 기법에 비해 전체 손실 $P_{M1} + P_{M2}$ 도 줄일 수 있고 열 분포도 두 트랜지스터에 고르게 할 수 있어 포워드 컨버터 시스템의 신뢰도 향상이 가능하다.

References

- [1] J.G. Kassakian, M.F. Schlecht, and G.C. Verghese, Principles of Power Electronics. Reading, MA: Addison-Wesley, 1991, chap. 24.
- [2] S.J. Finney, B.W. Williams, and T.C. Green, " RCD snubber Revisited, " IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, no. 1, pp. 155~160, January/February 1996.
- [3] B. Brakus, " Square against sine ; the future of high frequency power conversion, " in IEEE INTELEC Conf. Rec., 1992, pp. 66~73.
- [4] C.H.G. Treviso, A.A. Pereira, V.J. Farias, J.B. Vieira Jr., and L.C. de Freitas, " A 1.5 kw operation with 90 % efficiency of a two transistors forward converter with non-dissipative snubber, " in IEEE PESC Conf. Rec., 1998, pp. 696~700.
- [5] 김 만고, " An improved soft switching two-transistor forward converter, " 전력전자 학술대회 논문집, pp. 137~140, 2000.
- [6] 김 만고, " 2-스위치 포워드 컨버터용 무손실 스너버 회로 ", 국내특허 출원번호 10-2000-0027792(2000년 5월 23일).