

# Two-transistor 포워드 컨버터에서 소프트 스위칭 기법의 손실 분석

金 萬 高<sup>\*</sup>

## Loss Analyses of Soft Switching Techniques for Two-transistor Forward Converter

Mam-Go Kim

요 약

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 손실이 적으면서도 두 트랜지스터에서의 손실이 고르게 발생함을 알 수 있다. 그리하여 제안된 소프트 스위칭 스너버를 사용하여 고른 열분포와 향상된 신뢰도를 얻을 수 있음을 보인다.

ABSTRACT

In this paper, the loss analyses of two soft switching techniques for two-transistor forward converter are performed. The sums of snubber conduction and capacitive turn-on losses for two transistors are calculated to compare the losses of the two techniques. While the conventional soft switching technique shows the loss difference between two transistors, the proposed soft switching technique shows equal as well as lower losses in two transistors. Thus, it can be said that even thermal distribution and higher reliability can be obtained by the proposed soft switching technique.

**Key Words:** Two-transistor forward converter, Loss calculation, Thermal distribution, Reliability

### 1. 서 론

스너버는 스위칭 소자에서  $di/dt$  와  $dv/dt$ 를 제어하여 소자를 안정동작영역에서 동작하게 하고 소자에서 발생하는 손실을 제한하는 데 필요하다. 저항성 스너버

는 설계하고 사용하기에 간단하지만, 저항에서 소비되는 손실은 스위칭 주파수에 비례한다. 따라서, 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<sup>[1]-[4]</sup>.

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, 기

\*부경대학교 전기제어계측공학부 교수

E-mail : mgkim@pknu.ac.kr

접수일자 : 2001. 7.26

1차심사요청일 : 2001. 7.30, 2차심사요청일 : 2001. 8.30

심사완료일 : 2001. 9.13

존의 소프트 스위칭 기술은 두 트랜지스터에서 발생하는 손실이 달라 두 트랜지스터 사이에 열 분포가 고르지 못한 단점을 보이고, 따라서 전체 전원 시스템의 신뢰도를 저하시키는 요인이 된다. 두 트랜지스터에서 발생하는 열 분포를 고르게 하기 위해 개선된 소프트 스위칭 two-transistor 포워드 컨버터를 그림 1(b)에 제안하였다<sup>[5]-[6]</sup>.

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.

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

### 2.1 스너버 전류에 의한 도통손실

스위치 M이 도통상태일때 그림 2에서 스위치 저항에 의한 감쇠를 무시하면, LC 공진회로에 흐르는 전류는 다음과 같다.

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

여기서,  $V_c(0)$  = 초기 커패시터 전압,

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

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

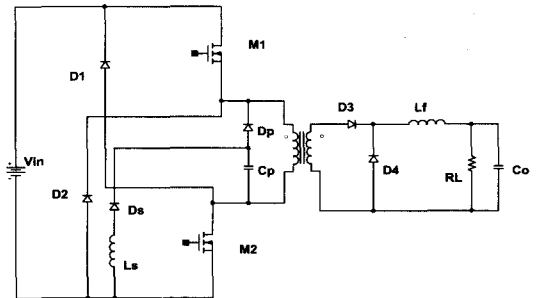
$$p(t) = R \cdot (V_c(0)/Z)^2 \cdot \sin^2 wt \quad (2)$$

여기서,  $w = 1/\sqrt{LC}$

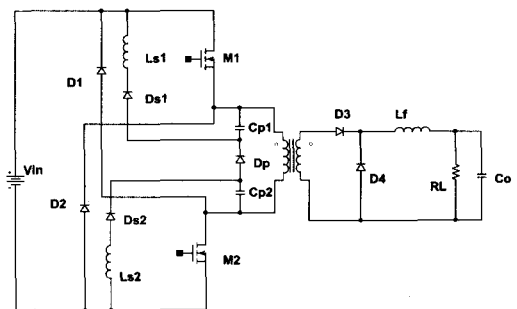
전류는 t가 0 에서  $\pi/w$  동안 흐르고 이후는 다이오드에 의해 블러킹이 일어나 전류는 0이 되므로, 전류가 흐르는 동안의 손실은

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

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



(a)



(b)

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

(b) 제안된 소프트 스위칭 two-transistor 포워드 컨버터

Fig. 1 (a) Conventional soft switching two-transistor forward converter

(b) Proposed soft switching two-transistor forward converter with equalized transistor stresses

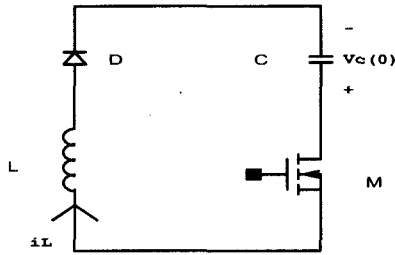


그림 2 스너버 공진부의 등가회로  
Fig. 2 Equivalent circuit for snubber resonant

2.2 스위치 커패시터 턴-온 손실

기존의 소프트 스위칭 two-transistor 파워 컨버터에서 스위치 M1과 M2는 트랜스포머 누설 인덕터 Llk가 단락 전류를 제한하기 때문에 영전류에서 턴-온한다. Cp 전압은 Cp와 Ls 사이의 공진에 의해 역으로 바뀐다. 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-온 된다. 자화 전류가 0이 되면, 두 다이오드 D1과 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- Vin과 Cds2 또는 Ls- Ds- Cp를 통해 흐른다. 정상상태에서 커패시터 전압은 다음과 같다.

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

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

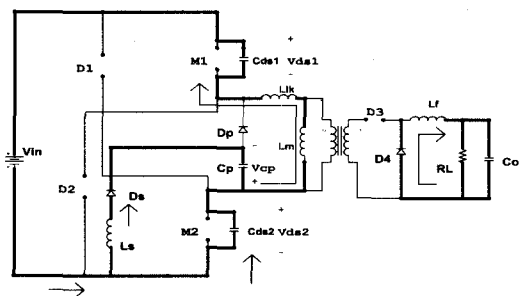
여기서, Cp는 스너버 커패시터이고 Cds1 및 Cds2는 스위치의 출력 커패시터이다.

식 (4)과 (5)를 비교해 보면, 정상상태에서 두 스위치 사이에 턴-오프 전압의 차이가 존재함을 볼 수 있다.

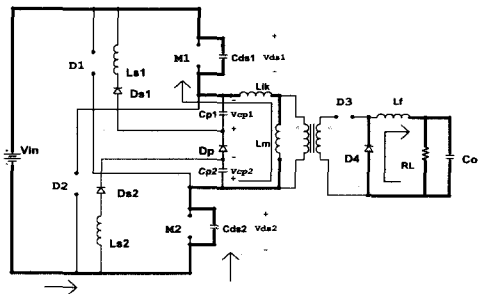
이 전압이 스위치의 턴-온시에 출력 커패시터의 손실에 기여하게 된다. 두 스위치의 턴-온 커패시터 손실은 Vds1의 제곱과 Vds2의 제곱에 비례하며 주 스위치가 한번 스위칭하는 동안의 손실은 다음과 같이 표현된다.

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

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



(a)



(b)

그림 3 리셋 다이오드 D1과 D2의 턴-오프 기간 이후 동안의 등가회로 (a) 기존의 컨버터 (b) 제안된 컨버터

Fig. 3 Equivalent circuits for the period after both resetting diodes D1 and D2 are turned off

(a) conventional and (b) proposed

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,  $C_{p1}$  전압에 의해 구동되는 스너버  $L_{s1}$  전류와  $C_{p2}$  전압에 의해 구동되는 스너버  $L_{s2}$  전류는 각각 M1과 M2를 통해 흐른다. 따라서, 전체 스너버 전류는 두 스위치를 고르게 분포하여 흐른다. 또 다른 차이는 M1과 M2가 턴-오프 일때 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  $V_{ds1}$ 과  $V_{ds2}$ 의 초기전압은  $V_{in}$ 이고,  $C_{p1}$ 과  $C_{p2}$ 는 두 커패시터의 비에 의해 결정된다. 만약, 두 스위치의 출력 커패시턴스  $C_{p1}$ 과  $C_{p2}$ 가 같다면  $V_{cp1}$ 과  $V_{cp2}$ 의 초기전압은  $V_{in}/2$ 이다. 스너버 다이오드  $D_{s1}$ 과  $D_{s2}$ 가 역바이어스 상태이기 때문에 트랜스포머 리셋 전류는  $L_m-L_{lk}-C_{ds1}-V_{in}-C_{ds2}$ 를 통해 흐른다. 두 스위치가 같다면, 정상상태에서 커패시터 전압은 다음과 같다.

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

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

여기서, 커패시터  $C_{ds1}$ 과  $C_{ds2}$ 는 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.

### 2.3 두 방식 공통부분의 손실

두 방식의 소프트 스위칭 기법에서 공통으로 발생하는 도통손실은 트랜스포머 손실, 1차측 스위치 손실, 정류부의 손실, 자화전류 Reset 다이오드 손실이다. 등가 저항으로 볼 수 있는 스위치 손실과 트랜스포머 도통손실은 흐르는 실효전류에 관계한다. 트랜스포머 2차측 전류  $i_{d3}$ 는 사다리꼴 파형(trapezoidal waveform)으로 실효전류는 다음과 같이 표현된다.

$$I_{sr} = \sqrt{(I_p^2 - I_p \cdot \Delta I + \Delta I^2/3) \cdot D} \quad (9)$$

여기서,  $I_p = L_f$  전류의 피크치

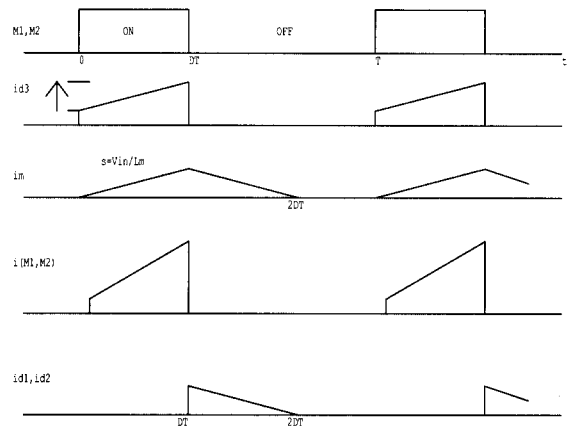


그림 4 Two-transistor 포워드 컨버터 주요부의 전류파형  
Fig. 4 Key waveforms of two-transistor forward converter

$$\begin{aligned} \Delta I &= L_f \text{ 전류의 피크 대 피크 전류리플} \\ &= V_{in} \cdot D \cdot (1 - D) / (f_s \cdot L_f) \end{aligned}$$

트랜스포머 1차측 전류는 2차전류에 의한 전류와 자화전류 ( $i_m$ )의 합이 흐르므로, 전류펄스의 최소치  $I_{min}$ 는  $(I_p - \Delta I)/n$  이고 최대치  $I_{max}$ 는  $I_p/n + V_{in} \cdot DT/L_m$ 이다. 따라서, 트랜스포머 1차측 전류의 실효치는 다음과 같이 표현된다;

$$I_{pr} = \sqrt{(I_{max}^2 - I_{max}(I_{max} - I_{min}) + (I_{max} - I_{min})^2/3)D} \quad (10)$$

따라서, 두 방식에서 공통으로 발생하는 도통손실은 다음과 같이 표현된다;

$$P_{cond} = I_{sr}^2 \cdot R_{sec} + I_{pr}^2 \cdot R_{pri} + I_{pr}^2 \cdot 2 \cdot R_{ds} + V_{F1} \cdot (I_p - \Delta I/2) + V_{F2} \cdot 2 \cdot I_{reset} \quad (11)$$

여기서,  $R_{sec}$  = 트랜스포머 2차 저항

$R_{ds}$  = 스위치 도통 저항

$R_{pri}$  = 트랜스포머 1차 저항

$V_{F1}$  = 정류 다이오드 전압강하

$V_{F2}$  = Reset 다이오드 전압강하

$I_{reset} = V_{in} \cdot DT \cdot D / (2 \cdot L_m)$

$L_m$  = 자화 인덕턴스

도통손실 이외에 트랜스포머나 인덕터 등의 자성재질에서 히스테리시스 손실(hysteresis loss)이 발생하고 근접효과(proximity effect)에 의한 와류손(eddy current loss) 등이 발생한다.

#### 2.4 두 가지 방식에서 손실 차이 계산

기존의 소프트 스위칭 컨버터에서 발생하는 스너버 전류에 의한 손실 전력과 커패시터 턴-온 손실 전력을 합하면 두 스위치가 같을때 다음과 같다.

$$P_{M1} = \frac{1}{2} C_{ds} V_{ds1}^2 \cdot f_s \quad (12)$$

$$P_{M2} = \left[ \frac{\pi R}{2w} \cdot \left( \frac{V_{cp}}{Z} \right)^2 + \frac{1}{2} C_{ds} V_{ds2}^2 \right] \cdot f_s \quad (13)$$

여기서,  $f_s$  = 스위칭 주파수

$$V_{ds1} = \frac{1}{C_p/C_{ds} + 2} V_{in}$$

$$V_{ds2} = V_{cp} = \frac{C_p/C_{ds} + 1}{C_p/C_{ds} + 2} V_{in}$$

$w$  = 스너버 공진회로의 공진 각 주파수

$Z$  = 스너버 공진회로의 특성 임피던스

$C_{ds}$  = 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.

$$P_{M1} = \left[ \frac{\pi R}{2w} \cdot \left( \frac{V_{cp1}}{Z} \right)^2 + \frac{1}{2} C_{ds} V_{ds1}^2 \right] \cdot f_s \quad (14)$$

$$P_{M2} = \left[ \frac{\pi R}{2w} \cdot \left( \frac{V_{cp2}}{Z} \right)^2 + \frac{1}{2} C_{ds} V_{ds2}^2 \right] \cdot f_s \quad (15)$$

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

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

식 (12)~(15)로 부터 두 방식의 차이 손실은 스위칭 주파수에 비례하고 입력전압의 제곱에 비례함을 볼 수 있다. 두 방식의 스너버의 서지 전압 차단 능력은  $C_{p1}$

과  $C_{p2}$  가  $2C_p$  로 동일한 값을 가질때 같다고 볼 수 있다. 두 방식에서  $C_{p1}, C_{p2} = 2C_p$  일때, 스너버 도통 손실은 스너버의 특성 임피던스  $Z$ 가 같고  $C_p/C_{ds} \gg 2$ 이면 동일함을 볼 수 있다.

두 방식의 큰 차이는 턴-온 스위칭 손실에서 분명히 알 수 있다. 턴-온 스위칭 손실은 스너버 커패시터와 스위치 출력 커패시턴스의 커패시터 비  $C_p/C_{ds}$  와 밀접한 관계를 보이며, 두 방식에서  $\frac{1}{2} C_{ds} V_{in}^2 f_s$  에 대해 규준화된 턴-온 손실을 커패시터 비에 따라 그래프로 그림 5에 나타내었다. 커패시터 비  $C_p/C_{ds}$  가 커질수록 기존의 방식에서 두 스위치의 스위칭 손실의 차이가 커지고 두 스위치를 합한 스위칭 손실도 제안된 방법에 비해 약 2배에 접근함을 볼 수 있다.

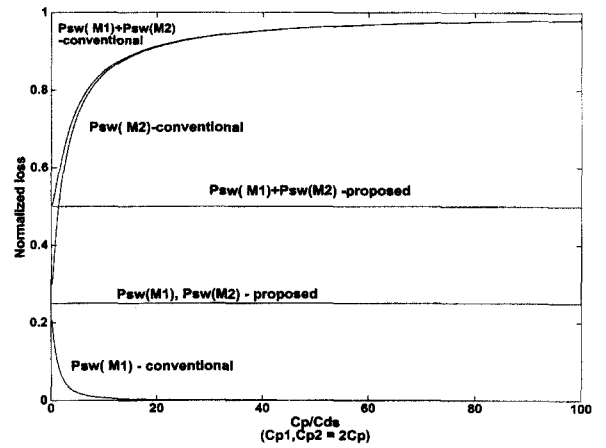


그림 5  $C_p/C_{ds}$  값의 변화에 대한 규준화된 턴-온 스위칭 손실 곡선

Fig. 5 Normalized turn-on switching loss curve as a function of  $C_p/C_{ds}$

### 3. 비교 평가

기존의 소프트 스위칭 컨버터와 제안된 소프트 스위칭 컨버터의 손실을 비교 평가하기 위하여 전력단에 사용된 소자의 파라메타는 표 1에 나타내었다.

두 방식의 손실을 비교하기 위해 차이 부분에 대하여 평가하였다.

다음의 파라메타를 사용하여 기존의 소프트 스위칭 컨버터에 대한 손실 전력은 식 (12)와 식(13)으로부터 구하면 다음 식과 같다.

표 1 손실 평가에 사용된 파라메타  
Table 1 Parameters used for loss evaluations

	기존의 방식	제안된 방식
Vin	250 V	
스너버 커패시터	C <sub>p</sub> =3.3 nF	C <sub>p1</sub> ,C <sub>p2</sub> =6.6 nF
스너버 인덕터	L <sub>s</sub> =6 uH	L <sub>s1</sub> ,L <sub>s2</sub> =12 uH
스위치 출력 커패시턴스	C <sub>ds1</sub> ,C <sub>ds2</sub> = 0.6 nF	
스위치 등가 도통저항	R=0.1 Ω	
스위칭 주파수	f <sub>s</sub> =500 kHz	

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

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

수치 예에서 상위 트랜지스터(Upper transistor) P<sub>M1</sub> 에서 0.17 W의 손실이 발생하고 아래 트랜지스터(Lower transistor) P<sub>M2</sub> 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 (14)와 식 (15)에 적용하면, 제안된 소프트 스위칭 컨버터에 대한 전력 손실은 다음과 같이 계산된다.

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

위의 계산결과로부터 위 트랜지스터 손실 P<sub>M1</sub> 과

아래 트랜지스터 손실 P<sub>M2</sub> 가 같아서 두 트랜지스터에서의 열분포가 고르게 된다. 또한 두 트랜지스터에서 발생하는 전체 손실 P<sub>M1</sub> + P<sub>M2</sub>는 기존의 소프트 스위칭 기법에서 7.5 W 발생하고 제안된 소프트 스위칭 기법에서 5.07 W 발생하여 약 32.4%의 손실이 제안된 방법에서 적게 발생함을 알 수 있다.

수치예의 타당성을 고찰하기 위해 참고문헌 [5]에서 구현된 시스템을 사용하여 스위칭 주파수를 120 kHz, 입력 전압 300 V, 출력전압 50 V, 출력 600 W 상태에서 두 시스템의 효율을 측정한 결과 제안된 컨버터에서는 91.5 %의 효율을 보이고, 기존의 컨버터의 효율은 91 %의 효율을 나타내어 제안된 컨버터에서 약 0.5 %의 효율 향상을 보였다.

실험을 통해 나타난 두 방식 사이의 손실 차이의 결과는 이론적인 손실차이보다 약간 크게 나타났는데, 이것은 기존의 방식에서 두 MOSFET 스위치의 온도차이로 인해 두 스위치의 도통저항(R<sub>ds</sub>)에 차이가 발생하여 추가적인 도통손실이 발생한 것으로 보인다. 온도 상승(Temperature rise) 정도를 관찰하기 위해 위와 아래 트랜지스터에 온도계를 부착하여 열적 과도상태에서 관찰하였다.

구현된 시스템에서, 상위 트랜지스터와 하위 트랜지스터는 약 5cm의 거리를 두고 같은 방열판에서 부착된 상태이기때문에 온도상승의 측정은 열적 과도상태에 초점을 두었다. 기존의 컨버터에서 위 트랜지스터의 case에서 온도상승이 12도가 발생하는 동안 아래 트랜지스터의 case에서는 20도의 온도상승이 발생하여 상대적으로 아래 트랜지스터에서 열적 과도상태에서의 온도상승이 크게 나타났다.

반면, 제안된 컨버터에서는 두 트랜지스터의 case에서 온도상승의 차이가 거의 없어 이론적 분석의 타당성을 보였다. 열적 평형상태로 시간이 흐름에 따라 두 트랜지스터가 위치한 곳의 온도는 주변 소자의 열 발생 조건에 의해 영향을 받았다.

#### 4. 결 론

본 논문에서 two-transistor 파워 컨버터에 대한 기존의 소프트 스위칭 기법과 제안된 소프트 스위칭 기법의 손실을 분석하였다. 기존의 소프트 스위칭 기법에서는 위 트랜지스터 손실 P<sub>M1</sub> 에 비해 스너버 전류가 흐르는 아래 트랜지스터 손실 P<sub>M2</sub>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 소프트 스위칭 기법에서 기존의 소프트 스위칭 기법에 비해 작게 발생함을 수치예를 통해 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 두 트랜지스터에서 발생하는 손실도 고르게 할 수 있어서 'hot spot' 현상을 줄일 수 있어 포워드 컨버터 시스템의 신뢰도 향상이 가능할 것으로 사료된다.

## 참 고 문 헌

- [1] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, Principles of Power Electronics. Reading, MA: Addison-Wesley, chap. 24, 1991.
- [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., pp. 66~73, 1992.

- [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., pp. 696~700, 1998.
- [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).
- [7] M. T. Zhang, M. M. Jovanovic, and F. C. Y. Lee, "Analysis and Evaluation of Interleaving Techniques in Forward Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 13, no. 4, pp. 690~697, July 1998.
- [8] C. Wm. T. McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook", chap. 6, 1988.

## 저 자 소 개



### 김만고(金萬高)

1986년 경북대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(박사). 1991년~1994년 한국통신 연구개발원 통신전원연구팀 팀장. 1995년~현재 부경대학교 전기제어계측공학부 부교수.