

포워드 컨버터의 스위치 전압 스트레스 감소를 위한 효율적 클램프

김만고

An Efficient Clamp to Reduce Switch Voltage Stress of Forward Converter

Mam-Go Kim

Abstract

In this study, an efficient clamp is proposed to reduce the switch voltage stress of a forward converter. The proposed clamp consists of a conventional LC snubber, a tertiary winding, and a diode. When the switch is turned OFF, the magnetizing inductor energy of the transformer is recovered directly into the flyback output, which is the tertiary winding and diode network, instead of circulating in the LC snubber. Therefore, switch voltage stress and circulating current caused by the magnetizing inductor energy are reduced. This condition improves the efficiency of the forward converter with limited switch voltage stress. A theoretical analysis and the design guidelines of the proposed converter are provided. Experimental results are also reported.

Key words: Forward converter, Switch voltage stress, Magnetizing inductor energy recovery, Circulating current, Switch utilization

1. 서 론

스위칭 컨버터에서 트랜스포머는 전압의 변환 (Voltage transformation)이나 전기적 절연 (Galvanic isolation)을 위해 널리 이용되어 왔다. 그러나 트랜스포머는 두 가지 주요 문제를 일으킬 수 있다. 첫째는 자화 전류 (Magnetizing current)가 증가하는 것을 방지하기 위하여 트랜스포머 코어 (Core)가 리셋 (Reset)되어야 한다. 둘째는 트랜스포머 누설 인덕턴스 (Leakage inductor)의 방전에 의해 스위치 양단에 전압 스파이크 (Voltage spike)를 발생시켜 과전압 항복 (Overvoltage breakdown)이 발생할 수 있다. 이러한 문제는 많은 연구자에 의해 다루어 졌고 현재에도 관심의 대상이다 [1]-[14].

트랜스포머에서 두 가지 자속의 흐름이 존재한다. 하나는 대부분 코어를 따라 흐르는 상호 자속 (Mutual flux)

으로 자화 인덕턴스 (Magnetizing inductance) L_m 의 원인이 된다. 다른 하나는 자속의 흐름이 특정 권선에만 한정되는 자속으로 누설 인덕턴스 (Leakage inductance) L_{l1}, L_{l2} 로 모델된다. 그림 1에 트랜스포머 자속의 흐름과 손실을 무시한 등가회로를 나타내었다. ϕ_{M1} 은 기자력 $N_1 i_1$ 에 의해 생성된 전체 자속이다. 이 자속의 일부 ϕ_{l1} 은 2차 권선 N_2 와 결합하지 않고 1차 권선 주변을 머무는 누설 자속을 형성한다. 나머지 1차 자속 ϕ_{m1} 은 코어를 따라 흐르고 2차 권선 N_2 와 결합하여 전류를 2차측으로 흐르게 하여 2차 자속 ϕ_{M2} 를 발생시킨다. ϕ_{M2} 의 일부인 ϕ_{m2} 는 1차 권선 N_1 과 결합을 하고 나머지 ϕ_{l2} 는 1차 권선과 결합하지 않고 누설되어 2차 권선의 주변에 머문다.

상호 자속에 의해 저장된 자기장 에너지는 자화 인덕터에 저장된 에너지가 되고 이 에너지는 자속이 흐르는 코어에 2차나 3차 권선을 감아 에너지 회수가 가능하다. 특정권선 주변에만 흐르는 누설 자속에 의한 자기장 에너지는 코어에 권선을 감아 에너지를 회수할 수 없고 특정 권선에 연결된 회로로 방출을 하게 된다.

본 논문에서는 포워드 컨버터의 트랜스포머 자화 인덕

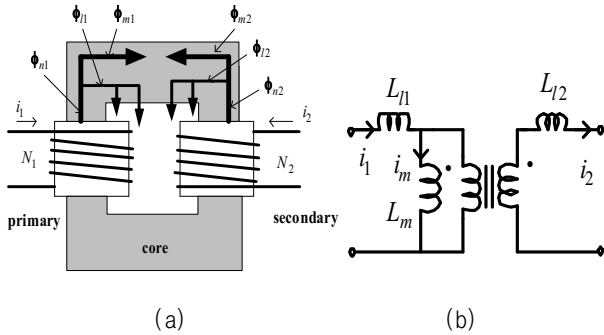


Fig. 1. Transformer's flux paths (a) and equivalent circuit (b)

터 에너지와 누설 인덕터 에너지를 회수하기 위한 효율적인 클램프 회로를 제안한다. 제안된 회로를 사용한 포워드 컨버터에 대한 동작을 해석하고, 설계 가이드라인, 그리고 실험을 제시하였다.

2. 기존의 스너버 회로에 대한 고찰

포워드 컨버터는 주 스위치가 턴온 상태에서 전기에너지가 트랜스포머 1차측에서 2차측으로 전달된다. 동시에 트랜스포머의 기생 인덕턴스인 누설 인덕터나 자화 인덕터에도 전류가 흘러 에너지 축적이 일어난다. 주 스위치가 턴-오프 될 때 기생 인덕터에 저장된 에너지가 스위치 양단에 전압 스파이크를 발생시켜 과전압에 의한 반도체 스위치의 파손을 방지하기 위해 스너버 회로가 사용되어 왔다.

그림 2에 일반적으로 널리 사용되는 기존의 스너버 회로를 나타내었다. 그림 2(a)의 RCD 스너버는 기생 인덕터 에너지를 모두 C_s 에 일시적으로 저장된 후 R_s 에서 손실로 처리되기 때문에 효율이 저하된다. 또한 턴-오프시 하드 턴오프가 되어 턴-오프 스위칭 손실이 크게 된다. 그림 2(b)의 제 3권선에 의한 코어 리셋은 자화 인덕터 에너지가 전원측으로 회수되므로 RCD 스너버에 비해 효율을 향상시킬 수 있다. 그러나 누설 인덕터 에너지는 전원측으로 회수되지 못하기 때문에 누설 인덕터에 의한 전압 스파이크는 제거되지 않으므로 스위치 보호를 위해 추가적인 스너버가 필요할 수 있다.

자화 인덕터 에너지와 누설 인덕터 에너지를 동시에 다룰 수 있는 무손실 에너지 회생 스너버 회로가 그림 3과 같이 여러 연구자에 의해 제안되었다. 그림 3(a)의 수동 LC 스너버는 S가 턴-오프시 턴-온 동안에 축적된 기생 인덕터 에너지가 C_s 로 전달되어 C_s 의 전압이 크게 상승하여 스위치 전압 상승이 발생한다. C_s 에 저장된 에너지는 트랜스포머 자화 인덕터를 통해 전원측으로 회생되거나 S가 턴-온 될 때 LC 공진회로를 통해 C_s 의 극성이 반전되어 S가 턴-오프시 출력측이나 자화

인덕터로 회수된다^{[2]-[5]}. S가 턴-오프시 기생 인덕터 전류는 S의 출력 커패시터와 병렬로 연결된 C_s 를 통해 흐르므로 영전압에 가까운 소프트 스위칭을 한다. 그림 3(b)의 능동 클램프 리셋은 모든 기생 인덕터 에너지가 C_s 에 저장된 후 보조 능동 스위치 S_2 를 통해 자화 인덕터로 에너지를 전달하여 출력측으로 에너지를 회수한다^{[6]-[7]}. S_1 은 영전압 턴-온을 하여 출력 커패시터에 의한 턴-온 손실이 없으나 턴-오프시 클램프 전압을 가진 하드 스위칭을 하고 보조 능동 스위치 S_2 를 구동하는데 추가적인 에너지가 필요하다.

그림 3(c) 능동 LC 스너버는 기생 인덕터 에너지가 C_s 에 저장된 후 자화 인덕터를 통해 전원측으로 회생되거나 플라이백 트랜스포머 T_2 를 통해 제2의 출력으로 전달된다^[8]. 즉, 기생 인덕터 에너지를 공급받은 C_s 를 전원으로 하는 플라이백 컨버터가 추가된 기능을 수행한다. 플라이백 트랜스포머의 자화 인덕터가 공진 인덕터로 사용된다. 능동 스위치 S_2 에 추가적인 구동 에너지를 필요로 한다.

그림 3(d)는 제 3권선을 이용한 수동 LC 스너버는 기생 인덕터 에너지가 C_s 에 저장된 후 기생 인덕터를 통해 전원측으로 회생되거나 LC 공진을 통해 C_s 의 극성이 반전되고 S가 턴-오프시 출력측이나 기생 인덕터로 에너지가 회수된다. 제 3권선의 자화 인덕터가 공진 인덕터로 사용된다^[9]. 그림 3(d)의 동작은 그림 3(a)와 유사하나 주 스위치 S가 턴-오프시에 그림 3(a)에서는 영전압에 가까운 스위칭을 하고 그림 3(d)에서는 완전한 영전압 스위칭을 한다는 점에서 다르다. 그림 3(d)에서 S가 영전압 턴-오프가 가능한 것은 S가 턴-온 될 때 트랜스포머를 통해 1차 권선으로부터 제 3권선으로 에너지가 전달되어 C_s 의 전압이 반전될 때 항상 입력 전압과 같은 전압으로 충전이 이루어지기 때문이다.

두 스위치 컨버터에 대한 스너버 회로에 관한 연구도 활발하게 진행되고 있다^{[10]-[11]}.

언급한 무손실 에너지 스너버 회로는 자화 인덕터 에너지와 누설 인덕터 에너지가 모두 C_s 로 저장된 후 에너지 회수 과정을 수행하므로 C_s 전압의 상승에 의한 스위치 전압의 스트레스가 증가한다. 스위치 전압 스트레스 감소를 위해 10 nF 이상의 큰 C_s 를 사용할 수 있으나 큰 C_s 는 순환 전류 (Circulating current)를 증대시켜 도통 손실을 증대시키는 요인이 된다^{[3]-[4]}. 순환 전류에 의한 도통 손실을 줄이기 위해 작은 C_s 를 사용하면서 스위치 전압 스트레스를 제한할 수 있는 트랜스포머 기생 인덕터 에너지 회수 과정이 필요하다^[12].

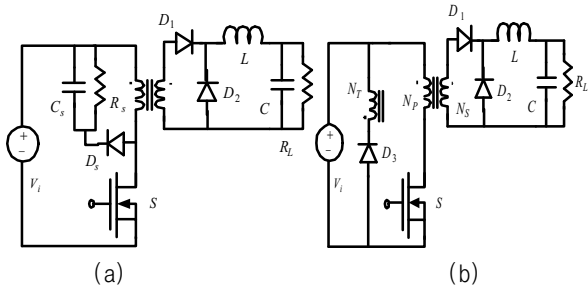


Fig. 2. Forward converter with conventional snubber circuits.

- (a) Resistor, capacitor, and diode (RCD) Clamp
(b) Core reset with tertiary winding

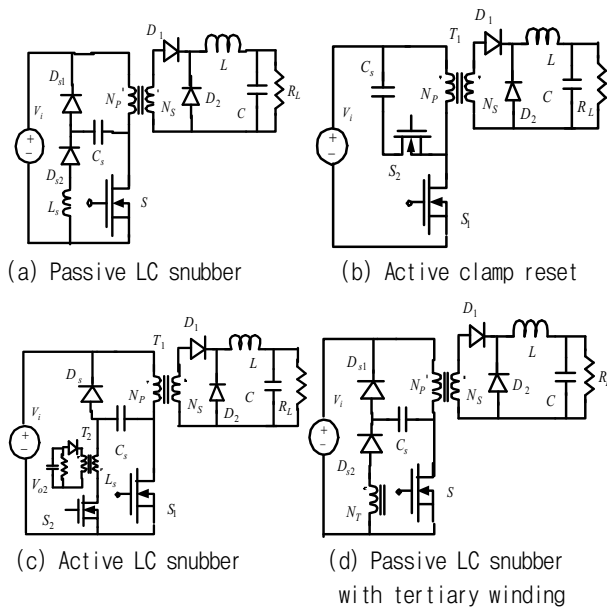


Fig. 3. Forward converter with nondissipative energy recovery snubber circuits.

3. 제안된 클램프 회로

제안된 클램프 회로는 그림 4와 같이 기존의 LC 스너버 회로 그림 3(a)에 제3의 권선 N_T 와 다이오드 D_3 로 구성되는 플라이백 출력을 부가하는 구조이다. 대부분의 자화 인덕터 에너지는 플라이백 출력(V_{o2})으로 보내고 클램프 커패시터(C_s)는 누설 인덕터 에너지만 흡수하므로 C_s 에 충전되는 에너지는 기존의 LC 스너버에 비해 감소한다. C_s 에 충전된 에너지에 의한 스너버 순환전류(i_{Ds2})가 감소하여 도통 손실의 감소가 가능하다.

제안된 포워드 컨버터의 정상 상태 동작 모드 해석을 위해 다음과 같이 가정을 한다:

- 1) 모든 스위치는 이상적이다,
- 2) 출력 전압 리플은 무시할 수 있다,
- 3) 포워드 컨버터 동작은 연속 전류에서 동작하고, 플

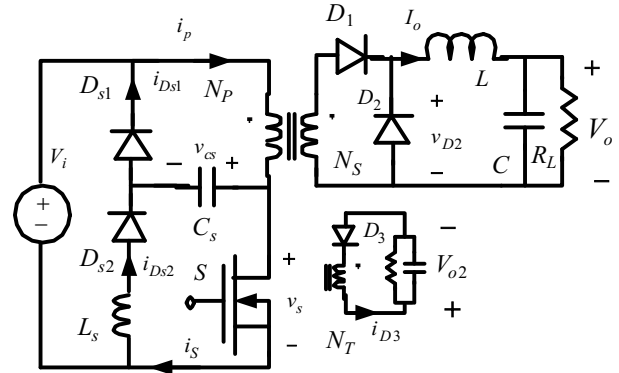


Fig. 4. Forward converter with proposed clamp.

라이백 동작은 불연속 전류모드이다.

그림 5는 제안된 포워드 컨버터의 전형적인 전압, 전류 파형이다. 제안된 회로의 정상상태 동작은 다음과 같이 기술할 수 있다.

Interval 1 ($t_0 - t_1$): t_0 에서 스위치 S가 영전류에서 턴온한다. 트랜스포머 1차는 입력전압으로 클램프되고 D_1 은 순방향 전압이 인가되어 도통된다. L 전류는 증가하는 D_1 전류와 감소하는 D_2 전류를 형성하는 Mode 1을 거쳐 Mode 2에서는 오로지 D_1 을 통해 흐른다. $L_s C_s$ 스너버는 공진을 하고 스너버 커패시터 전압 v_{cs} 는 극성이 양에서 음으로 반전된다. Mode 2에서 스너버 전압과 전류는 다음과 같다.

$$v_{cs} = v_{cs}(t_0) \cos \omega_o(t - t_0)$$

$$i_{Ds2} = \frac{v_{cs}(t_0)}{\sqrt{L_s/C_s}} \sin \omega_o(t - t_0) \quad (1)$$

여기서 $v_{cs}(t_0) = V_{cs(clamp)}$ for $V_{cs(clamp)} \leq V_i$ or $v_{cs}(t_0) \approx 2V_i - V_{cs(clamp)}$ for $V_{cs(clamp)} > V_i$, ω_o 는 스너버 공진주파수 $1/\sqrt{L_s C_s}$, $V_{cs(clamp)}$ 는 커패시터의 클램프 전압.

t_1 에서 공진 전류 i_{Ds2} 가 0이 되어 Mode 2가 끝난다.

Interval 2 ($t_1 - t_2$): Mode 3는 통상적인 포워드 컨버터의 도통구간에 해당한다. 자화전류와 스위치 전류는 선형적으로 증가하여 피크 스위치 전류 I_p 에 도달한다. t_2 에서 피크 스위치 전류 I_p 는 다음과 같다.

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} I_o + I_m = \frac{N_s}{N_p} I_o + \frac{V_i}{L_m}(t_2 - t_0) \quad (2)$$

여기서 I_o 는 부하 전류.

Interval 3 ($t_2 - t_3$): t_2 에서 스위치에 턴오프 신호가 인가되면 Mode 4가 된다. Mode 4에서 스위치는 준 영전

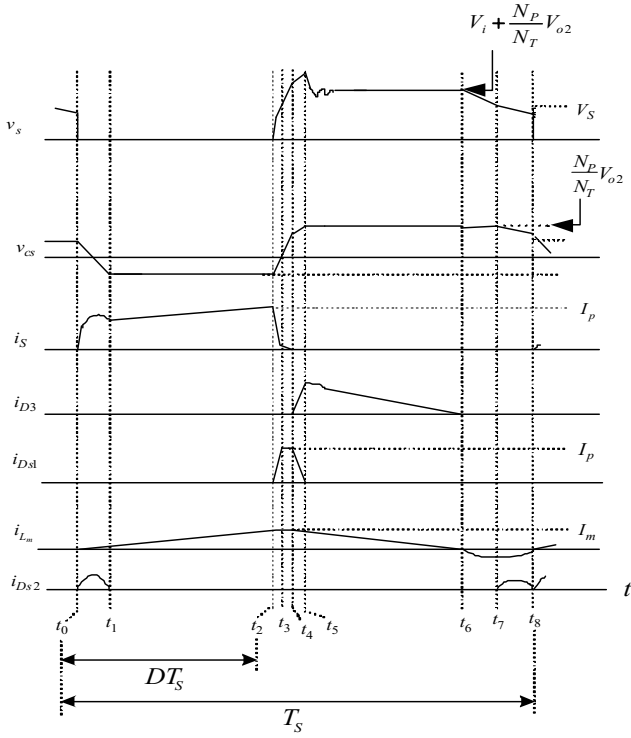


Fig. 5. Key theoretical waveforms of proposed forward converter.

압에서 턴오프 되고, 부하 전류는 스위치 출력 커패시터와 병렬로 연결된 스너버 커패시터 C_s 를 통해 흐른다. 스위치 양단 전압은 상승하고, v_{cs} 가 충전 전류에 의해 음의 값에서 점차 증가하여 t_3 에서 0에 도달하면 Mode 5가 시작된다.

Interval 4 ($t_3 - t_4$): t_3 에서 v_{cs} 가 0에 도달하면 D_2 가 도통을 시작하여 D_1 전류는 점차 감소하고 D_2 전류는 증가하는 Mode 5가 시작된다. D_1 전류가 0에 도달하면 Mode 6가 시작되어 L 전류는 오로지 D_2 로 흐른다. v_{cs} 전압이 점차 증가하여 $\frac{N_P}{N_T}V_{o2}$ 에 도달하면 D_3 가 도통되어 Mode 7이 시작된다.

따라서, 스너버 커패시터 C_s 의 클램프 전압은 다음과 같다.

$$V_{cs(clamp)} = \frac{N_P}{N_T}V_{o2} \quad (3)$$

Interval 5 ($t_4 - t_5$): Mode 7에서 누설 인덕터 전류는 C_s 에 충전되면서 점차 감소하고, 자화 인덕터 전류는 D_{s1} 에서 점차 D_3 를 통해 흐른다. 누설 인덕터 전류가 0이 되면 Mode 8가 된다.

Interval 6 ($t_5 - t_6$): Mode 8에서 자화 전류가 오로지

D_3 를 통해 흐르므로 자화 에너지가 플라이백 출력으로 전달된다. i_{D3} 는 전형적인 플라이백 컨버터의 불연속 모드 전류와 같다.

$$i_{D3} = \frac{N_P}{N_T} \left[I_m - \frac{V_{cs(clamp)}}{L_m} (t - t_4) \right] \quad (4)$$

Mode 8에서 스위치 전압 v_s 는 $V_i + \frac{N_P}{N_T}V_{o2}$ 에 클램프된다. 따라서, 스위치 양단의 피크 전압은 다음과 같다.

$$V_{S(peak)} \approx V_i + V_{cs(clamp)} = V_i + \frac{N_P}{N_T}V_{o2} \quad (5)$$

자화 인덕터 전류가 점차 감소하여 t_6 에서 0에 도달하면 Mode 9이 시작된다.

Interval 7 ($t_6 - t_7$): $V_i + V_{cs(clamp)}$ 로 충전된 스위치 출력 커패시터가 $L_m - L_{l1} - V_i$ 회로를 통해 방전되어 스위치 전압 v_s 는 감소한다. v_s 전압이 v_{cs} 에 도달하면 Mode 10이 시작된다.

Interval 8 ($t_7 - t_8$): Mode 10에서 C_s 전압이 $2V_i - V_{cs(clamp)}$ 를 향하여 방전이 발생한다. $V_{cs(clamp)}$ 가 V_i 보다 작으면 C_s 전압의 방전은 발생하지 않아 Mode 10은 없다. 스위치의 게이트에 턴온 신호가 가해지면 다음 주기가 시작된다.

컨버터의 스위치 이용률 (Switch utilization)은 다음과 같이 정의 된다^[9].

$$U(D) = \frac{P_o}{V_{S(peak)}I_S} \quad (6)$$

여기서, P_o 는 출력 전력이고 I_S 는 스위치의 실효 전류이다.

포워드 컨버터의 출력 전력은 다음과 같다.

$$P_o = \frac{N_S}{N_P} D V_i I_o \quad (7)$$

여기서, D 는 시비율이고 I_o 는 출력 전류이다. 스위치 실효 전류 I_S 는 다음과 같다.

$$I_S = \frac{N_S}{N_P} I_o \sqrt{D} \quad (8)$$

(5), (7), (8)을 (6)에 대입하면 다음과 같다.

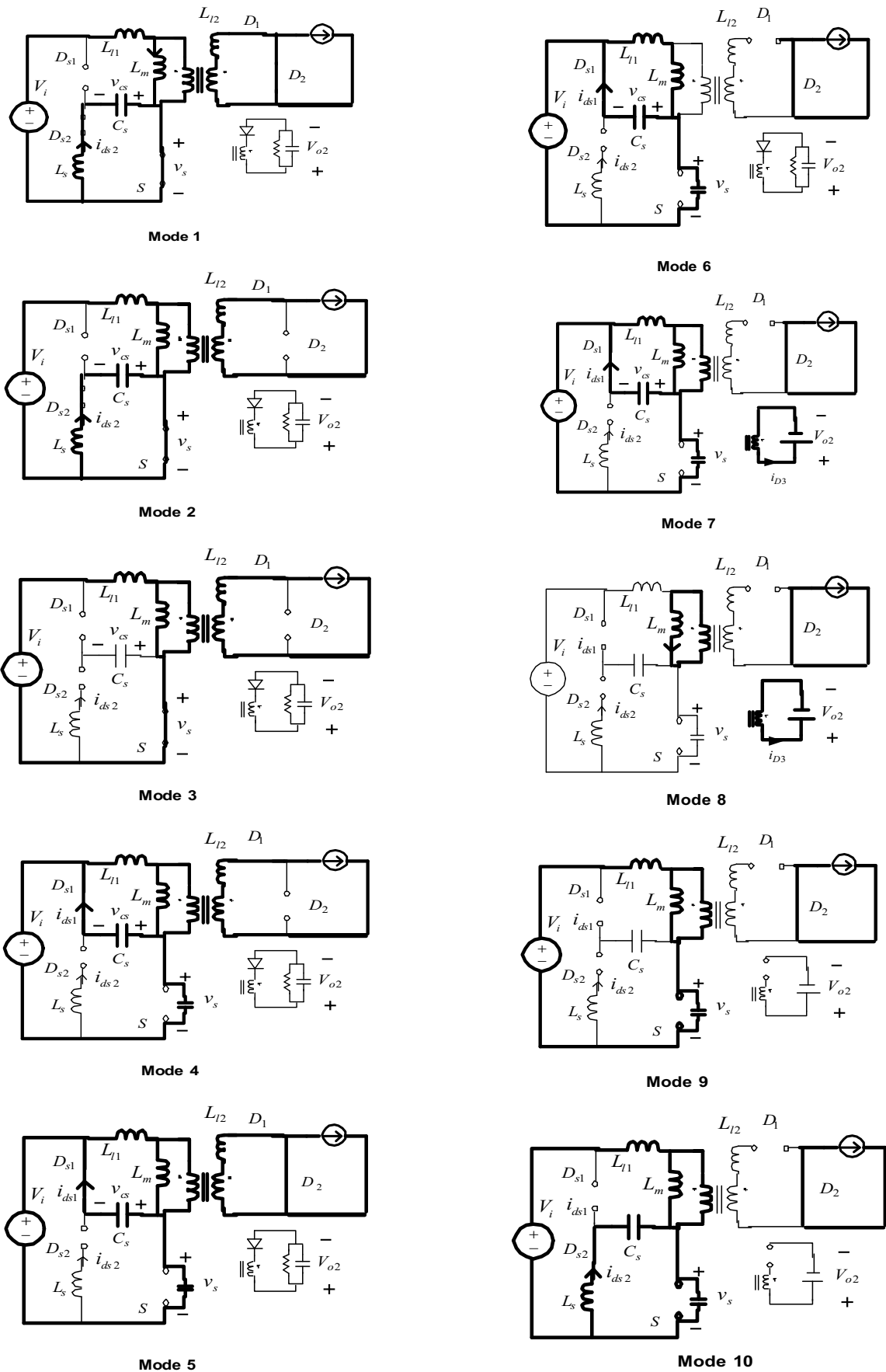


Fig. 6. Operating modes of Fig. 4.

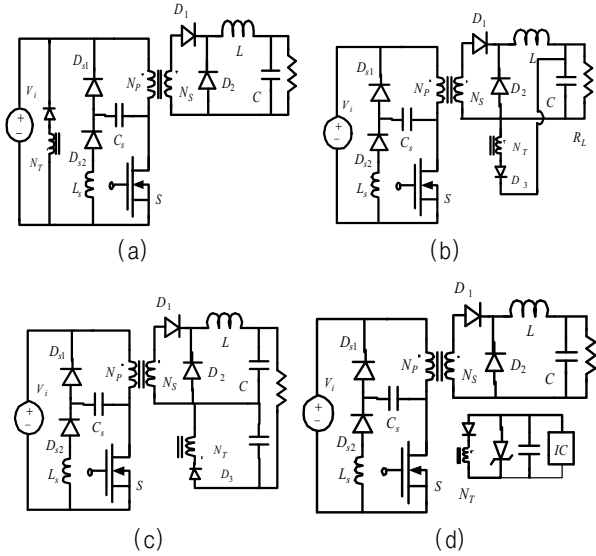


Fig. 7. Applications of proposed forward converter.

$$U(D) = \frac{\sqrt{D} V_i}{[V_i + V_{cs(clamp)}]} \quad (9)$$

그림 7은 제안된 포워드 컨버터의 응용예를 보였다. (a)는 기존의 제3권선을 이용한 코어 리셋 방법을 결합한 응용예이다. 이 방법을 개선시켜 (b)와 (c)의 출력 방법으로 진화하였다. (d)는 보조 전원으로 활용한 예이다. 본 논문에서는 그림 7(b)의 응용 예를 중심으로 제안된 회로의 유용성을 설명하고자 한다.

4. 클램프 회로의 설계 가이드라인

턴오프 순간 t_2 에서 v_{cs} 전압이 $-V_i$ 일때, 영전압 턴오프가 발생한다. 이 전압은 클램프된 스너버 커패시터 전압 $V_{cs(clamp)}$ 가 Mode 2에서 전압이 반전되어 이루어진다. 스위치가 영전압에서 턴오프하기 위해 $V_{cs(clamp)} = V_i$ 가 되어야 한다. 따라서, 식 (3)을 이용하여 제3 권선 N_T 의 설계식은 다음과 같이 유도된다.

$$N_T \approx \frac{V_{o2}}{V_i} N_P \quad (10)$$

N_T 는 자연수만 가능하므로 가장 가까운 자연수로 설정한다.

스너버 커패시터 C_s 는 일반적인 병렬 스너버 커패시터 설계에 사용하는 McMurray의 설계식^[16]을 이용하여 최악의 조건에서 다음과 같이 적용할 수 있다.

$$C_s \approx \frac{\frac{N_S}{N_P} I_{o(max)} t_{s(off)}}{2V_i} \quad (11)$$

TABLE I
COMPONENTS AND PARAMETERS OF THE
PROTOTYPE CONVERTER

| | | | |
|-------|-------------|-----------------------|-------------|
| V_i | 60 V | S | IRF640 |
| V_o | 12 V | D_{s1}, D_{s2} | DSE12-06A |
| I_o | 0.5-4.5 A | D_1, D_2, D_3 | MBR2045 WT |
| f_s | 62.5 kHz | L | 335 μ H |
| N_P | 16 T | L_m | 920 μ H |
| N_S | 8 T | $L_{l1} + n^2 L_{l2}$ | 5 μ H |
| C | 100 μ F | D | 0.2 ~ 0.5 |

여기서, $I_{o(max)}$ 는 최대 부하 전류이고 $t_{s(off)}$ 는 턴오프 스위칭 시간이다.

스너버 인덕터 L_s 는 스위치 도통 시간에 $L_s C_s$ 회로가 공진을 이루고 공진전류 i_{Ds2} 가 0으로 되도록 설계해야 한다. i_{Ds2} 가 0이 되기 위한 조건으로부터 L_s 의 설계식은 다음과 같다.

$$L_s \leq \frac{(D_{min} T_s)^2}{C_s \pi^2} \quad (12)$$

여기서, D_{min} 은 최소 시비율이고 T_s 는 스위칭 주기다. 공진 피크 전류에 의해 허용 가능한 스위치 피크 전류를 초과하지 않도록 L_s 가 너무 작지 않도록 주의해야 한다.

영전압 턴오프를 위해 $V_{cs(clamp)}$ 을 V_i 로 설계한다면, 스위치 이용률 식 (9)를 다시 쓰면 다음과 같다.

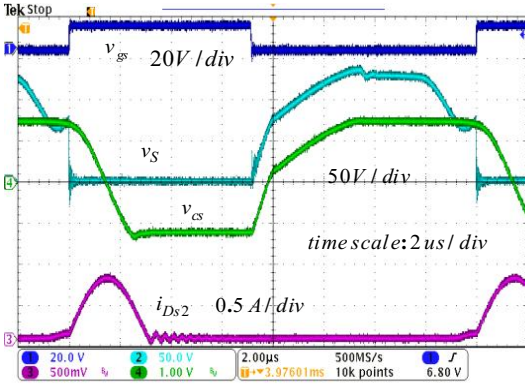
$$U(D) = 0.5 \sqrt{D} \quad (13)$$

트랜스포머 자화 전류 리셋을 위해 시비율 D는 0.5 이하로 동작시킨다. 스위치 이용률은 $D = 0.5$ 일때 최대 0.353이 얻어진다. [9]에서 계산한 기존의 $L_s C_s$ 스너버만 사용한 최대 스위치 이용률 0.251 보다 크게 개선되어, 같은 출력일 경우 스위치가 받는 스트레스가 감소될 수 있다.

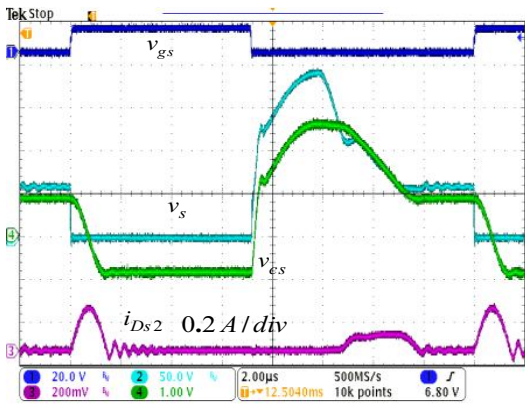
5. 실험

제안된 포워드 컨버터의 유용성을 확인하기 위하여 Fig. 7(b)의 회로 ($V_{o2} = V_o$)를 구성하였다. 컨버터의 사양은 Table 1과 같다.

컨버터 파라메타를 식 (10)에 대입하면, $N_T \approx \frac{12}{60} \times 16 = 3.2$ 이므로, $N_T = 3$ 으로 설정하였다. 식 (11)을 적용하기 위하여 $t_{s(off)}$ 를 설정해야 한다. IRF640의 datasheet로부터 턴오프시의 fall time(t_f)은



(a) $C_s = 10 nF$



(b) $C_s = 2 nF$

Fig. 8. Experimental waveforms without clamp.

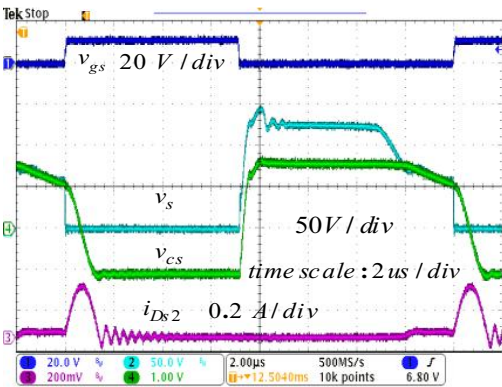


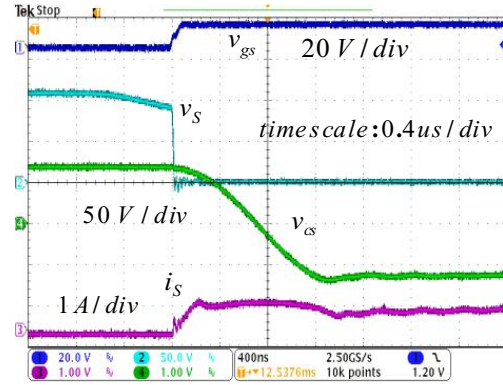
Fig. 9. Experimental waveforms with clamp ($C_s = 2 nF$, $N_T = 3$).

36 ns이다. 스너버를 단 경우, $t_{s(off)}$ 는 t_f 의 3배로 설정하였다. 설계된 C_s 값은

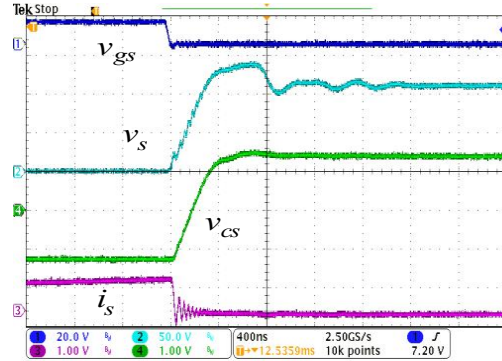
$$C_s = \frac{(8/16) \times 4.5 \times (36 n \times 3)}{2 \times 60} \approx 2 nF \text{이다.}$$

$D_{min} = 0.2$ 와 시스템 파라메타를 식 (12)에 대입하면

$$L_s \leq \frac{(0.2 \times 16 \mu)^2}{2n \times \pi^2} \approx 518 \mu H \text{ 이므로, 스너버 인덕터}$$



(a)



(b)

Fig. 10. Experimental waveforms with clamp: (a) Zero current turn ON (b) Zero voltage turn OFF ($C_s = 2 nF$).

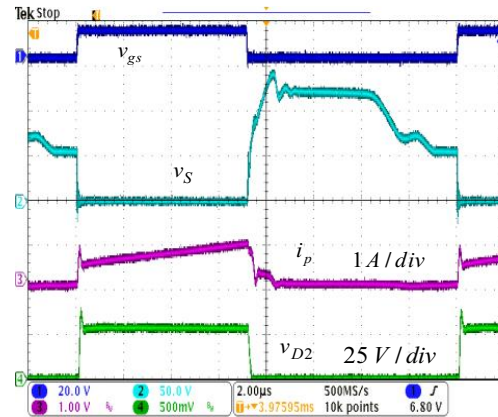


Fig. 11. Experimental waveforms ($C_s = 2 nF$).

값은 $L_s = 95 \mu H$ 로 설정하였다.

그림 8은 $N_T - D_3$ 를 연결하지 않고 $I_o = 1.3 A$ 일 때 측정된 파형이다. $C_s = 10 nF$ 일 때, 스위치 전압은 150 V 미만으로 제한되고 있으나 순환 전류 i_{Ds2} 가 크다. $C_s = 2 nF$ 일 때, i_{Ds2} 는 감소하였으나 최대 스위치 양단 전압은 거의 200 V에 근접하고 있다. IRF640의 정격 동작 전압이 200 V임을 고려하면, 스위치 전압 스트레스에 대한 여유가 거의 없다.

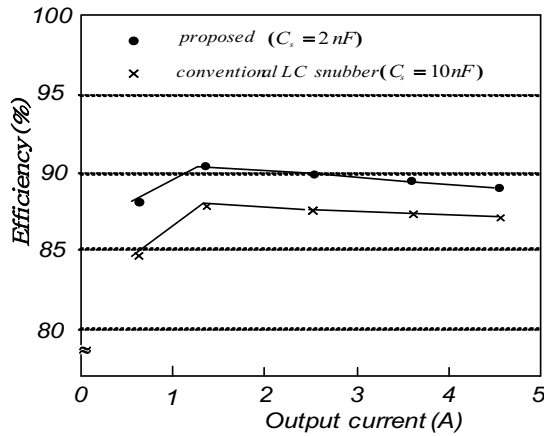


Fig. 12. Measured efficiency versus I_o when $V_{s(peak)}$ is less than 150 V.

그림 9는 같은 조건에서 $N_T - D_3$ 를 연결한 파형으로 최대 스위치 양단 전압은 150 V 미만에 제한되고 순환전류 i_{Ds2} 는 작다.

그림 10은 턴온 및 턴오프 순간의 파형이다. 주 스위치가 영전류에서 턴온되고 영전압에서 턴 오프됨을 보여준다.

그림 11은 트랜스포머 1차 전류와 D_2 양단 전압을 측정하였다. D_2 파형으로부터 주 스위치시비율과 실제 시비율 사이에 왜곡이 거의 없음을 볼 수 있다. 이는 C_s 가 작기 때문에 주 스위치가 턴오프될 때 다이오드 D_1 의 턴오프가 즉시 발생하기 때문이다.

그림 12는 피크 스위치 전압이 150 V 미만일때, 제안된 포워드 컨버터와 기존의 LC 스너버만 가진 포워드 컨버터의 효율을 측정하였다. C_s 가 10 nF일때보다 C_s 가 2 nF일때 순환 전류의 감소로 인해 전체 효율이 0.9 ~ 2.5% 향상되었다. 특히, 경부하에서 순환 전류에 기인한 도통 손실의 감소에 의한 효율 향상이 가장 컸다.

6. 결 론

기존의 LC 스너버를 가진 포워드 컨버터는 트랜스포머 누설 인덕터와 자화 인덕터에 축적된 에너지를 스너버 커패시터가 모두 흡수함으로써 주 스위치 양단 전압 스트레스의 상승을 초래한다. 이 전압 상승을 억제하기 위해 상대적으로 큰 스너버 커패시터를 이용해야한다. 큰 스너버 커패시터는 큰 순환 전류를 발생시켜 도통 손실의 증가 요인이 된다.

이를 극복하기 위하여 기존의 LC 스너버에 클램프 회로를 갖는 포워드 컨버터를 제안하였다. 제안된 포워드 컨버터의 특징은 다음과 같이 요약할 수 있다;

- 기존의 LC 스너버에 $N_T - D_3$ 만 추가하였다,

- 플라이백 출력을 통해 자화 인덕터에 축적된 에너지를 출력으로 직접 보냄으로써 순환 전류가 적다,
- 스너버 커패시터 양단 전압을 입력 전압에 클램프시켜 스위치가 준 영전압에서 턴오프된다,
- 감소된 순환 전류와 영전류 턴온 및 준 영전압 턴오프 특성으로 인해 효율이 향상되었다,
- 스위치 이용률이 기존의 LC 스너버를 가진 포워드 컨버터에 비해 크게 향상 되었다,
- 기존의 LC 스너버에 비해 작은 스너버 커패시터를 사용할 수 있다,
- 기존의 LC 스너버를 가진 포워드 컨버터에 비해 내압이 적은 주 스위치를 사용할 수 있다.

이 논문은 부경대학교 자율창의기술연구비(2015년)에 의하여 연구되었음.

References

- [1] S. J. Finney, B. W. Williams, and T. C. Green, "RCD snubber revisited," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 32, No. 1, pp. 155-160, Jan./Feb. 1996.
- [2] M. Dome and R. Redl, "Non-dissipative turnoff snubber in a forward converter: analysis and design procedure, and experimental verification," in *Proc. PCI*, pp. 54-68, 1985.
- [3] T. Ninomiya, T. Tanaka, and K. Harada, "Analysis and optimization of a nondissipative LC turn-off snubber," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 3, No. 2, pp. 147 - 156, Apr. 1988.
- [4] T. Tanaka, T. Ninomiya, and K. Harada, "Design of a nondissipative turn-off snubber in a forward converter," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 789-796, 1988.
- [5] M. Jinno, "Efficiency improvement for SR forward converters with LC snubber," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 16, No. 6, pp. 812 - 820, Nov. 2001.
- [6] Q. M. Li, F. C. Lee, and M. M. Jovanovic, "Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 17, No. 1, pp. 15 - 24, Jan. 2002.
- [7] S. S. Lee, S. W. Choi, and G. W. Moon, "High-efficiency active-clamp forward converter with transient current build-up(TCB) ZVT technique," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 1, pp. 310 - 318, Feb. 2007.
- [8] M. Jinno, P. Y. Chen, and K. C. Lin, "An efficient active LC snubber for forward converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 6, pp. 812 - 820, Jun. 2009.
- [9] A. Abramovitz, T. Cheng, and K. Smedley, "Analysis and design of forward converter with energy regenerative snubber," *IEEE Trans. Power Electron.*,

Vol. 25, No. 3, pp. 667 - 676, Mar. 2010.

- [10] M. G. Kim, "Loss analysis of soft switching techniques for two-transistor forward converter," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 6, No. 5, pp. 453-459, Oct. 2001.
- [11] M. G. Kim and Y. S. Jung, "An improved two-switch flyback converter with regenerative clamping," *Int. J. of Electronics*, Vol. 98, No. 2, pp. 147-160, Feb. 2011.
- [12] M. G. Kim, G. Y. Lee, Y. S. Jung, N. H. Kim, and Y. Y. Hwang, "Investigations on snubber circuits for forward converters," in *Proc. 2014 Power Electronics Annual Conference*, pp. 15-16, 2014.
- [13] N. Y. Kim and H. C. Choi, "A new high efficiency interleaved buck converter with soft-switching scheme," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 19, No. 2, pp. 116-123, Apr. 2014.
- [14] E. C. Lee and H. C. Choi, "A zero-current-transition synchronous buck converter using auxiliary circuit with soft-switching," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 4, pp. 359-366, Aug. 2013.
- [15] H. E. Tacca, "Single-switch two-output flyback-forward converter operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 13, No. 5, pp. 903-911, Sep. 1998.
- [16] W. McMurray, "Selection of snubbers and clamps to optimize the design of transistor switching converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 1, No. 4, pp. 513-523, Jul./Aug. 1980.
- [17] http://www.alldatasheet.co.kr/datasheet-pdf/pdf_kor/17801/PHILIPS/IRF640.html.



김만고(金萬高)

1986년 경북대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 졸업(석사) 및 1991년 동 대학원 졸업(공학박). 1991년 ~ 1994년 한국통신 연구개발원 통신전원 연구팀(팀장). 2003년 ~ 2004년 버지니아텍 CPES Visiting Scholar. 1995년 ~ 현재 부경대 제어계측공학과 교수.