

# 무손실 스너버 셀을 갖는 고주파 컨버터의 일반화

鄭圭範<sup>†</sup>

## A Generalization of High Frequency Converter with Lossless Snubber Cell

Gyu-Bum Joung

### 요 약

본 논문에서는 두 개의 무손실 스너버 셀을 제안하여 고주파에서 동작할 수 있는 컨버터를 일반화하였다. 컨버터 구현 시 스너버 셀의 선택은 컨버터 구조에 따라서 결정된다. 스너버 셀의 구성은 한 개의 포화 인덕터와 LC 공진회로, 두 개의 다이오드로 구성된다. 인덕터는 컨버터 주 다이오드의 역회복 손실을 저감시키는 역할을 하는데 포화 인덕터를 사용하면 셀 내의 공진 에너지를 감소시켜 컨버터가 고주파에서 동작될 수 있는 특성을 갖는다. 컨버터의 일반화는 무손실 스너버 셀을 벡(Buck), 부스트(Boost), 벡-부스트(Buck-Boost), 칩(Cuk), 제타(ZETA) 및 세픽(SEPIC)에 추가하여 실현하였다. 제안된 컨버터의 고주파 동작 및 고효율 특성은 400 kHz, 125 W 부하에서 실험하여 기존의 PWM 컨버터에 비하여 고효율로 동작함을 확인하였다.

### ABSTRACT

In this paper, two lossless snubber cells are proposed to generalize high frequency converter with lossless snubber. The selecting of snubber cells, which generalize high frequency converters, are depended on converter topologies. The cells have a saturable inductor, LC resonant tank and two diodes. In the cells, the saturable inductors extremely reduce resonant energy in the LC resonant tank. By minimizing resonant energy, the converter, which applies snubber cells, can operate at high frequency. These cells are applied for Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, ZETA, and SEPIC to generalize converter which have lossless snubber. The boost type converter has been implemented, with 400 kHz switching frequency for 125 W load to verify the converter characteristics.

**Key Words** : High frequency, Lossless snubber, Lossless snuber cell, High efficient, High power density

### 1. 서 론

기존의 PWM(pulse width modulation) 컨버터는 그 구조가 간단하고 제어방법이 간단하며, 스위치에 걸리는 전압 및 전류 스트레스가 작아서 매우 폭넓게 사용

되고 있다<sup>[1-3]</sup>.

일반적으로 전원시스템은 크기 및 무게를 줄이기 위하여 컨버터의 고주파 스위칭이 필요하다<sup>[1-9]</sup>. 그러나, PWM 컨버터의 고주파 동작은 스위치의 하드 스위칭으로 인하여 스위치의 스위칭 손실을 증가시킨다. 이러한 컨버터의 스위칭 손실을 줄이기 위해서는 스위치를 소프트 스위칭 해주는 것이 필요하다<sup>[1-7, 9-11]</sup>. 컨버터의 스위칭 손실을 줄이기 위하여 보조 스위치를 추가한 컨버터가 연구되어 왔다. 그러나 보조 스위치의

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 우석대 정보통신공학과 부교수

E-mail : gbjoung@woosuk.ac.kr

접수일자 : 2004. 6. 23 1차 심사 : 2004. 7. 28

심사완료 : 2004. 8. 24

추가는 보조스위치에 추가적인 전도손실을 야기한다<sup>[1, 3]</sup>. 추가되는 전도손실은 스위칭 주파수와 비례하여 증가되며 추가된 스위치로 인하여 컨버터의 스위칭이 복잡해지고 보조 스위치에 대한 드라이브 회로가 추가되는 단점이 있다.

기존의 PWM 컨버터에서, 스위칭 손실의 대부분은 컨버터 주 다이오드의 역회복 전류로 인한 것이다<sup>[8]</sup>. 주 다이오드의 역회복 전류를 감소시키기 위해서는 주 다이오드가 턴 오프될 때 스위치 전류 기울기의 저감을 위한 인덕터가 포함된 스너버 회로를 필요로 한다. 그러나, 이러한 인덕터의 추가는 일반적으로 스너버 손실을 증가시키며, 이 손실은 컨버터의 스위칭 주파수에 비례하여 증가한다

본 논문에서는 다이오드의 역회복 손실을 줄일 수 있는 고주파 무손실 스너버 방식의 컨버터를 제안하였다. 무손실 스너버에는 주 다이오드의 역회복 손실을 줄이기 위하여 작은 포화 인덕터가 추가되었다. 기존의 인덕터를 대체하여 포화 인덕터가 추가되어 보조회로 내의 공진 에너지는 크게 감소한다. 그러므로 공진 커패시터의 커패시턴스는 기존의 인덕터를 갖는 방식에 비해 매우 감소된다. 커패시턴스의 감소는 공진회로의 공진 주파수를 증가시켜 컨버터를 고주파에서 동작할 수 있게 해준다.

또한, 컨버터의 일반화를 위해서 두 개의 보조회로 셀을 제안하였다. 컨버터의 일반화는 기존의 PWM 컨버터에 보조회로 셀을 추가하여 이루어진다. 이와같은 방식으로 보조회로 셀을 추가하여 벡(buck), 부스트(boost), 벡-부스트(buck-boost), 척(cuk), 세픽(sepic) 및 제타(zeta) 컨버터를 구현하였다.

본 논문에서는 400 kHz 컨버터의 예로서, 48 VDC, 2.5 ADC급의 400 KHz 배터리 충전기에 대하여 실험하였다. 실험결과 배터리 방전기의 효율은 28 VDC 셀 전압에 대하여 96%로 기존의 PWM 컨버터 방식에 비하여 항상 높은 효율을 갖는다. 실험결과는 제안된 방식의 컨버터가 높은 주파수에서 고효율로 동작함을 보인다.

## 2. 제안된 컨버터의 기본 동작

배터리 방전기를 위한 제안된 부스트 컨버터는 그림 1과 같다. 그림 1에서 소형 포화 인덕터  $L_s$ 는 주 다이오드  $D_m$ 의 역회복 손실을 줄이기 위하여 추가되었다. 포화 인덕터 대신에 일반 인덕터를 사용하면 주 스위치  $S_m$ 의 영전류 턴 온이 가능하지만 포화 인덕터를

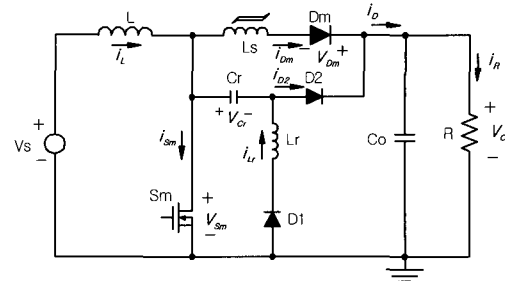


그림 1 제안된 PWM 부스트 컨버터  
Fig. 1 Proposed PWM boost converter

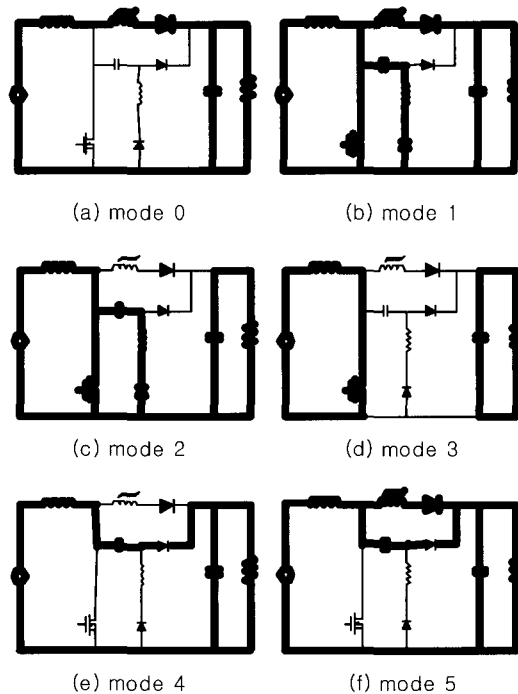


그림 2 컨버터의 동작 모드  
Fig. 2 Operation modes of converter

사용하면 인덕터의 에너지가 매우 감소하므로 더 효과적이다. 즉, 일반 인덕터를 사용하면 인덕터의 에너지는 출력전력의 제공에 비례하는 데, 인덕터의 에너지가 증가하면 주 스위치  $S_m$ 의 전압 스트레스를 줄이기 위하여 큰 용량의 커패시턴스를 갖는 커패시터  $C_r$ 이 필요하다. 또한, 인덕터 에너지의 증가는 공진회로의 에너지를 증가시켜 공진회로 내의 손실을 증가시킨다. 이 경우 공진회로의 인덕터  $L_s$ 의 인덕턴스는 크게 줄이기 어려운 데, 이는 인덕턴스를 줄이면 큰 공진 에너지로 인하여 공진 전류가 매우 증가하기 때문이다.

이는 공진 주파수를 높게 설계하기 어렵다는 것을

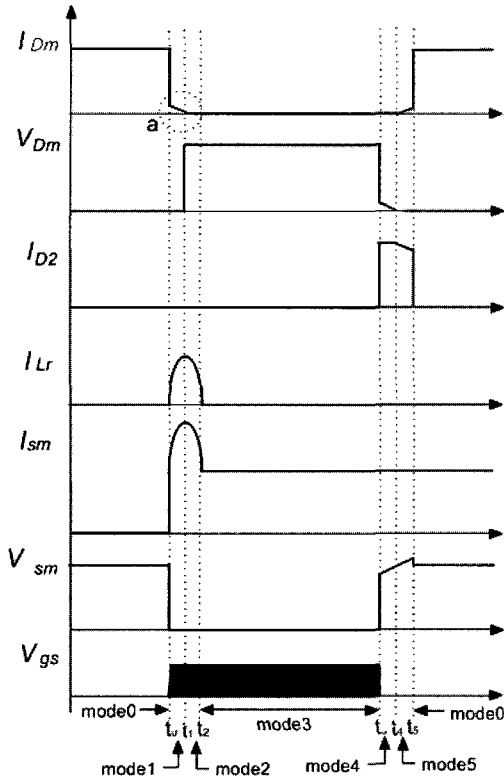


그림 3 컨버터의 스위칭 모드에 대한 스위칭 파형  
Fig. 3 Switching waveform for Converter switching mode

의미하며, 컨버터의 공진 주파수를 제한하는 요인이 된다.

따라서 컨버터의 스위칭 주파수를 높이는 유일한 방법은 가능한 한 인덕터 \$L\_s\$의 인덕턴스를 줄이는 것인데 다이오드의 역회복 현상으로 인한 손실을 줄이기 위해서는 \$L\_s\$ 값을 크게 줄일 수 없다. 따라서 포화 인덕터의 사용은 주 다이오드의 역회복 손실을 줄이고 동시에 컨버터를 고주파로 동작시키는 유일한 선택임을 알 수 있다.

### 2.1 컨버터의 동작

그림 1은 무손실 스너버 회로가 추가된 제한된 컨버터의 전력회로를 나타낸다. 무손실 스너버 회로는 그림 1에 보이는 바와 같이 두 개의 보조 다이오드 \$D\_1, D\_2\$와 포화 인덕터 \$L\_m\$, 공진 커패시터 \$C\_r\$로 구성되어 있다.

그림 1의 컨버터에 대한 스위칭 모드는 그림 2와 같고 회로 각 부의 파형은 그림 3과 같다. 그림 3에서 모드 0과 3의 기존의 PWM 컨버터의 스위칭과 같은

모드이다. 기존의 컨버터와 다른점은 주 스위치 \$S\_m\$의 턴-온 프로세스인 모드 1-2에서 주 다이오드 \$D\_m\$의 역회복 전류를 줄이는 과정과 모드 4-5의 주 스위치 턴-오프 프로세스로 이 모드에서 공진회로의 에너지는 손실이 없이 부하로 전달된다. 스위치 모드 동작은 다음과 같다. 본 해석에서, 인덕터 전류 \$i\_b\$ 입력전압 \$v\_s\$는 각각 \$I\_L\$과 \$V\_s\$로 일정하다고 가정하였다. 또한, 공진회로의 공진 각 주파수는 \$\omega\$, 특성 임피던스는 \$Z\$로 하였고 다음과 같다.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \tag{1}$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \tag{2}$$

각 모드에 대한 대략적인 동작은 다음과 같다.

모드 0 (\$t\_0 - t\_1\$): 이 모드에서 주 다이오드 \$D\_m\$은 켜지며, 다른 모드 스위치는 그림 2(a)와 같이 오프된다. 따라서, 입력필터 인덕터 \$L\$ 전류 \$I\_L\$은 이 모드동안 그림 3에 보이는 바와 같이 주 다이오드 \$D\_m\$를 통해서 출력에 전달된다.

모드 1 (\$t\_1 - t\_2\$): 주 스위치 \$S\_m\$이 그림 2(b)와 그림 3과 같이 오프되면 주 다이오드 \$D\_m\$의 전류는 주 스위치 \$S\_m\$의 턴 온에 따라 감소한다. 이때 주 다이오드의 전류 \$i\_{Dm}\$이 포화 인덕터 \$L\_s\$의 포화 레벨까지 감소하면 포화 인덕터의 인덕턴스는 주 다이오드 \$D\_m\$이 꺼지기 전까지 \$L\_s\$로 증가한다. 이때 전류 기울기 다음과 같다.

$$\frac{di_{Dm}}{dt} = -\frac{V_o}{L_s} \tag{3}$$

따라서 주 다이오드의 역회복 현상은 식 (3)의 전류 기울기에 의해서 완화된다.

또한, 공진회로는 그림 2(b)와 같이 형성되어 주 스위치의 전류 \$i\_{sm}\$의 필터 인덕터 전류에 공진전류가 더해진다. 이때 공진 전류의 파형은 그림 3과 같고 다음과 같은 값을 갖는다.

$$i_{Lr} = \frac{V_o(0)}{Z} \sin[\omega(t-t_1)] \tag{4}$$

여기서 \$V\_o(0)\$는 이전 사이클 모드 4-5동안 전달된 에너지에 의해서 양의 값을 갖는다.

모드 2 ( $t_0 - t_1$ ): 주 다이오드  $D_m$ 은 모드 1 기간 동안 식 (3)의 기울기로 서서히 턴 오프되며, 공진 회로는 그림 2(c)에서 보이는 바와 같다. 모드 2 기간에서는 그림 2(c)에서 보는 바와 같이 공진전류가 모드 1에 연속하여 흐른다. 즉, 전류  $i_L$ 은 그림 3에서 보는 바와 같이 사인파의 반주기가 된다. 이때 커패시터 전압  $v_c$ 은 공진전류  $i_L$ 이 영이 될 때 최대 음 전압  $-V_c(0)$ 로 충전된다. 한편, 커패시터 최대 전압은 포화 인덕터의 에너지에 의해서 결정된다.

모드 3 ( $t_3 - t_4$ ): 커패시터 전압  $v_c$ 은 모드 3이 시작되는 순간 음 전압  $-V_c(0)$ 가 되며 이후 공진전류는 영이 된다. 그러므로 주 스위치  $S_m$ 은 그림 2(d)와 같이 턴 온 된다. 이 모드에서 필터 인덕터 전류  $I_L$ 은 모두 주 스위치  $S_m$ 을 통하여 흐른다.

모드 4 ( $t_4 - t_5$ ): 주 스위치  $S_m$ 이 턴 오프될 때 필터 인덕터 전류  $I_L$ 은 그림 2(e)에서 보는바와 같이 커패시터  $C_r$ 과 보조 다이오드  $D_2$ 를 통하여 출력에 전달된다. 이때 커패시터 전압  $v_c$ 은 영이 될 때까지 선형적으로 증가한다.

모드 5 ( $t_5 - t_6$ ): 커패시터 전압  $v_c$ 이 양이 될 때 주 다이오드  $D_m$ 은 그림 2(f)에 보이는 바와 같이 순방향 바이어스 상태가 된다. 따라서, 포화 인덕터 전류는 그림 3과 같이 증가한다. 만일 포화 인덕터 전류가 포화 영역을 벗어나면 모드 5는 종료된다.

2.2 컨버터의 특징

표 1은 공진 인덕터로 각각 일반 인덕터와 포화 인덕터를 사용한 경우에 대한 비교이다. 두 경우에 주 다이오드의 스위칭은 그림 3에 보이는 바와 같이 항상 소프트 스위칭하여 턴 온, 오프된다. 그러나, 일반 인덕터를 사용할 경우 모드 4, 5의 역회복 기간 동안 역회복 효과를 감소시키기 위해서는 인덕턴스를 일정값 이상이 되도록 해야 한다. 이것은 공진 커패시터 전압  $v_c$ 이 모드 5 기간 동안 증가함을 의미한다. 모드 5에서 주 스위치 전압  $v_{sm}$ 은 출력전압  $V_o$ 와 커패시터 전압  $v_c$ 의 합이 된다. 이때 주 스위치 전압을 출력전압 정도로 유지시키기 위해서는 커패시턴스  $C_r$ 을 증가시켜야 한다<sup>[8]</sup>. 그러나 커패시턴스  $C_r$ 을 증가시키면 공진회로의 공진 주파수는 감소된다. 공진 주파수의 감소는 컨버터의 스위칭 주파수가 감소되어야 함을 의미한다.

즉, 포화 인덕터  $L_s$ 는 컨버터의 고주파 동작을 위한 유일한 해결책이다. 포화 인덕터를 사용하는 경우 한

가지 단점은 주 스위치의 턴 온 시 영전류 스위칭이 되지 못하고 하드 스위칭 되는 것이다.

표 1 일반 인덕터와 포화 인덕터의 특성비교  
Table 1 Characteristics comparisons saturable inductor of normal inductor

특성	포화 인덕터	일반 인덕터
인덕터 에너지	작다	크다
커패시턴스 $C_r$	작다	크다
공진 주파수	높다	낮다
역회복 효과 감소 정도	더 효과적이다 (저손실)	덜 효율적 (높은 손실)
PWM 주파수	높다	낮다.
공진회로로 인한 손실	작다	크다
$S_m$ 의 스위칭	하드스위칭	영전류 턴온 하드 스위칭 턴오프
$D_m$ 의 스위칭	영전류 턴온, 영전압 턴오프	영전류 턴온, 영전압 턴오프

3. 무손실 스너버 PWM 컨버터의 일반화

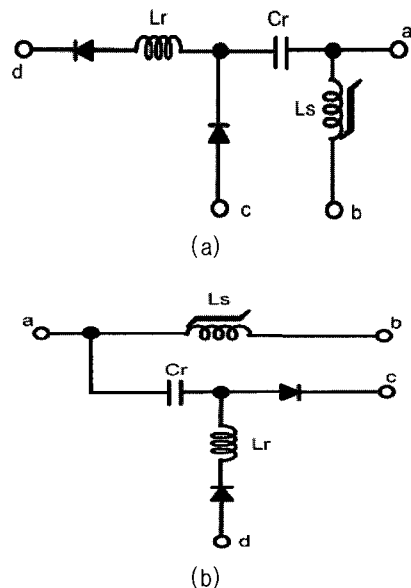


그림 4 컨버터의 일반화를 위하여 제안된 두 가지 셀 (a) 셀 타입 1 (b) 셀 타입 1  
Fig. 4 Proposed cell types for generalizations of converters (a) Cell Type 1 (b) Cell Type 2

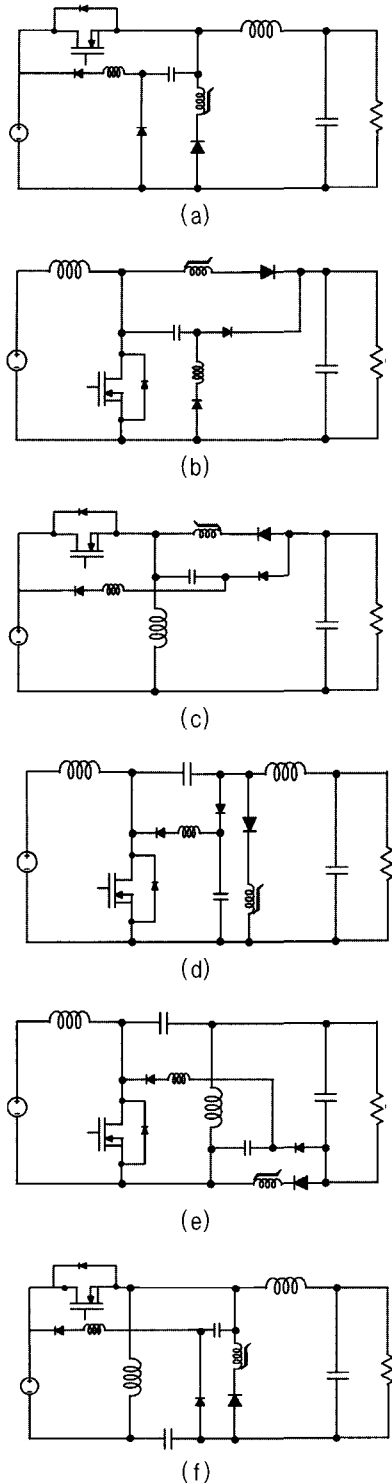


그림 5 제안된 셀을 이용한 컨버터의 일반화 (a)벅 (b)부스트 (c)벅-부스트 (d)척(Cuk) (e)세픽 (f)제타  
 Fig. 5 General topologies of the converters (a) buck (b) boost (c) buck-boost (d) Cuk (e) sepic (f) zeta

표 2 제안된 셀 타입  
 Table 2 Proposed cell types

셀 타입	셀 타입 1	셀 타입 2
주 다이오드 연결	주 다이오드의 캐소드를 적용회로의 가장 높은 전위에 연결	주 다이오드의 애노드를 적용회로의 가장 낮은 전위에 연결
a	인덕터와 주 MOSFET의 드레인에 연결	인덕터와 주 MOSFET의 드레인에 연결
b	주 다이오드의 애노드에 연결	주 다이오드의 애노드에 연결
c	주 다이오드의 캐소드에 연결	MOSFET의 소스에 연결
d	MOSFET의 소스에 연결	주 다이오드의 애노드에 연결

4. 실험 결과

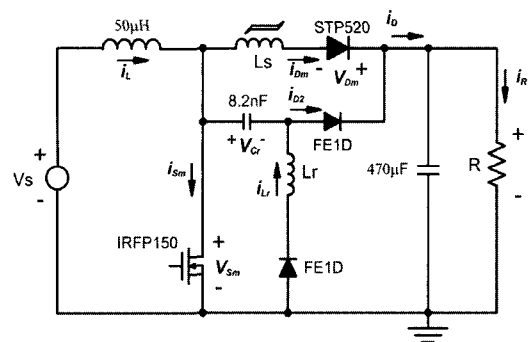
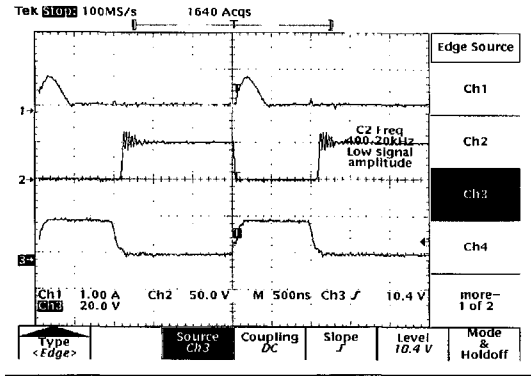


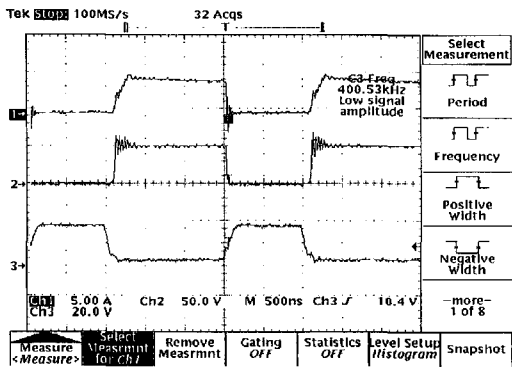
그림 6 실험에 적용된 전력회로  
 Fig. 6 Experimental power circuit

22 셀을 갖는 배터리 방전기를 위해 구현된 컨버터 회로는 그림 6과 같다. 배터리 방전기 응용회로에서 22 배터리 셀로 인한 동작 전압은 22 - 34VDC로 회로의 입력전압이 된다. 출력전압은 48 VDC 버스 전압으로 최대전류 2.5 ADC인 경우에 대하여 실험하였다. 이 경우 포화 인덕터는 비브(bead) 타입을 사용하였고 역회복 전류를 고려하여 실험적으로 선택되었다. 그림 6에서 컨버터의 스위칭 주파수는 400 kHz이며 공진 주기는 약 1 usec로 설계하였다.

컨버터 실험에 대한 각부 파형은 그림 7과 같다. 그림 7에서 입력전압의 조건은 28 VDC에서 실험하였다. 그림 7의 위 파형에서 (a)는 포화 인덕터 전류  $i_{dm}$  (b)는 공진전류  $i_D$ 을 나타낸다.



(a)



(b)

그림 7 2.5 ADC 부하에 대한 컨버터 각부의 파형.  
 (a) 위파형( $i_{dm}$ ): 5 A/div, 중간파형( $v_{sm}$ ): 50 V/div, 아래파형( $v_{ss}$ ): 20 V/div (b) 위파형( $i_L$ ): 5 A/div, 중간파형( $v_{sm}$ ): 50 V/div, 아래파형( $v_{ss}$ ): 20 V/div, 시간축: 500 nsec/div

Fig. 7 Waveforms of converter for 2.5 ADC load.  
 (a) Upper trace( $i_{dm}$ ): 5 A/div, middle trace( $v_{sm}$ ): 50 V/div, lower trace( $v_{ss}$ ): 20 V/div (b) Upper trace( $i_L$ ): 5 A/div, middle trace( $v_{sm}$ ): 50 V/div, lower trace( $v_{ss}$ ): 20 V/div, time scale : 500 nsec/div

한편 (a)(b)에서 주 스위치 전압은 중간 파형을 게이트 전압은 아래파형을 나타낸다. 그림 7에서 보이는 바와 같이 공진 전류는 주 스위치가 턴 오프 되기 전에 영이 된다. 회로에서 커패시턴스  $C_r$ 과 인덕턴스  $L_r$ 은 최소의 통류율(duty ratio)에서 공진 반주기보다 작게 설계되었다. 한편 그림 7(a)의 파형은 다이오드의 역회복 현상이 효과적으로 감소 되었음을 보인다.

그림 8은 기존의 패시브(Passive) 스너버를 갖는 컨버터와 무손실 스너버에 대한 효율의 비교한 실험결과를 나타낸다. 그림에서 보는바와 같이 10 - 100 % 부

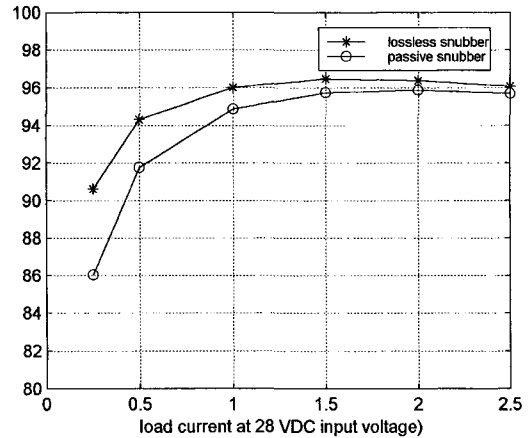


그림 8 28 VDC 입력전압에서 부하변동에 대한 효율 곡선  
 Fig. 8 Efficiency of load current at 28 VDC input voltage

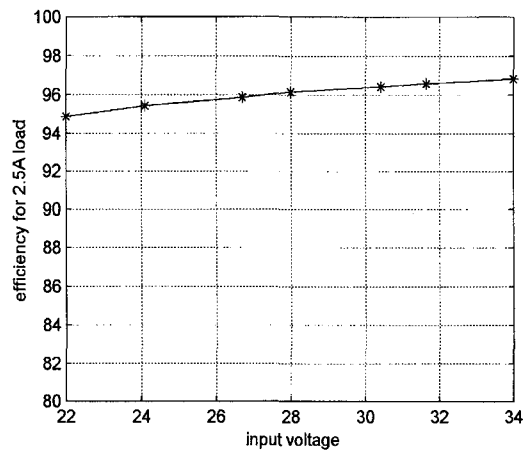


그림 9 2.5 ADC 부하에서 입력전압의 변동에 대한 효율곡선  
 Fig. 9 Efficiency of Converter for varying input voltage and 2.5 ADC load

하 변동에 대하여 본 논문에서 제안한 컨버터의 효율은 항상 기존의 컨버터 효율보다 높게 동작됨을 알 수 있다. 이때 부하 40% 이상이 되면 컨버터의 효율은 항상 96 % 이상이 된다.

그림 9는 입력전압의 변동에 대한 컨버터의 효율을 나타낸다. 그림 9에서 컨버터의 효율은 입력전압의 변동에도 불구하고 항상 95% 이상의 값을 갖는다. 한편 배터리 전압 28 VDC에 대한 컨버터의 효율은 약 96% 정도이다. 본 논문에서 사용된 포화 인덕터는 비드 타입의 스파이스 킬러이다. 이 경우에 포화 인덕터는 열 손실이 크지 않은 데 이것이 제안된 컨버터가 고주파

에서 고효율을 유지하는 또 하나의 이유가 된다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 고주파에서 동작될 수 있는 무손실 스너버 회로를 갖는 컨버터에 대한 특성을 살펴보았다. 컨버터에서 스너버 셀은 스너버 손실이 없이 주 다이오드의 역회복 손실을 줄이는 역할을 한다. 작은 비드 타입의 포화 인덕터는 다이오드의 역회복 손실을 크게 줄이는 특징이 있다. 포화 인덕터의 추가는 기존의 인덕터를 사용할 때보다 공진 에너지를 크게 감소시키는 요인이 되는 데 이로 인해 컨버터의 주파수는 48 VDC, 2.5 ADC 응용에서 400 KHz로 동작 시킬 수 있었다. 한편 컨버터의 효율은 약 96 % 이상이다. 또한, 컨버터의 일반화를 위하여 두 가지의 셀 타입을 제안하였고, 컨버터에 두 셀 중 하나를 추가하면 기존의 PWM 컨버터를 무손실 스너버 셀을 갖는 고주파 PWM 컨버터로 변화시킬 수 있다. 본 논문에서 벅, 부스트, 벅-부스트, 척, 세픽. 제타 컨버터는 고주파 무손실 스너버 셀을 추가하여 일반화하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] D. Y. Huh, H. S. Kim, and G. H. Cho, "New group of ZVS PWM converters operable on constant frequency and its application to power factor correction circuit," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1992, pp. 1440~1446.
- [2] N. H. Kutkut, "A New Dual-BridgeSoft Switching DC-DC Power Converter for High Power Application", IEEE Power Electronics Specialist Conference Rec., pp. 474~479. 1999.
- [3] G. Hua, C. Leu, and F. C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1992, pp. 55~61.
- [4] D. M. Divan, "Diode as pseudo active elements is high frequency dc/dc converters," IEEE Trans. Power Electron., Vol. PE-4, No. 1 pp. 8~14, Jan. 1989.
- [5] H. K. Ji, and H. J. Kim, "Active Clamp Forward Converter with MOSFET Synchronous Rectification," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1994, pp. 895~901.
- [6] 김은수, 최해영, 조기연, 김원호, "고주파 소프트 스위칭 Forward DC/DC 컨버터", 전력전자학회지 제4권, 제1호 1999년 2월, pp. 19~25.
- [7] 이성룡, 전철환, 권순신, "ZVT 스위칭 기법을 적용한 PFC-인버터", 전력전자학회지 제5권, 제6호 2000년 12월, pp. 560~567.
- [8] 김만고, "부스트 컨버터용 새로운 에너지 재생 스너버" 전력전자학회지 제2권, 제2호 1997년 6월, pp. 57~63.
- [9] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, D. M. Divan, and R. D. Lorenz, "A New ZVS LCR - Resonant Push Pull Converter Topology", IEEE Trans. IA, vol. 34, no. 5, pp. 1164~1174, 1998.
- [10] J. K. Chung, and G. H. Cho, "A New Soft Switched PWM Quasi-Resonant Converter with a Folding Snubber Network," IEEE Trans. on IE., Vol. No. 2, pp. 456~461, 2002.
- [11] J. K. Chung, and G. H. Cho, "A New Soft Switched PWM Quasi-Resonant Converter with a Folding Snubber Network," IEEE Trans. on IE., Vol. No. 2, pp. 456~461, 2002.

## 저 자 소 개



### 정규범(鄭圭範)

1961년 12월 25일생. 1984년 아주대 공대 전자공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1990~1991년 미국 Virginia Polytechnic Institute and State University 연구원. 1992년~1993년 (주)파워테크 이사. 1993년~1995년 한국항공우주연구원 선임연구원. 현재 우석대 이공대 정보통신공학과 부교수.