

# 결합 인덕터 및 에너지 회생 회로를 사용한 새로운 고 효율 ZVS AC-DC 승압 컨버터

論文  
50B-10-3

## New High Efficiency Zero-Voltage-Switching AC-DC Boost Converter Using Coupled Inductor and Energy Recovery Circuit

朴庚洙\* · 金倫鎬\*\*  
(Kyoung-Soo Park · Yoon-Ho Kim)

**Abstract** - In this paper, new high-efficiency zero voltage switching (ZVS) AC-DC boost converter is proposed to achieve power factor correction by simplifying energy recovery circuit. A lot of high power factor correction circuits have been proposed and applied to increase input power factor and efficiency. Most of these circuits may obtain unity power factor and achieve sinusoidal current waveform with zero voltage or/and zero current switching. However, it is difficult for them to obtain low cost, small size, low weight, and low noise. The topology proposed to improve these problems can compact the devices in the circuit and can achieve high efficiency ZVS AC-DC boost converter. Simulation and experimental results show that this topology is capable of obtaining high power factor and increasing the efficiency of the system.

**Key Words** : ZVS, power factor correction, low cost, small size, low weight, and low noise. efficiency

### 1. 서 론

공진형 컨버터는 공진을 일으키는 인덕터 및 커패시터를 주 전력 회로에 추가하여 스위칭의 소자가 영 전압 혹은 영 전류에서 스위칭 되게 함으로써 스위칭의 손실을 현저히 줄일 수 있다. 소프트 스위칭 기법에서 공진 네트워크가 주 전력 단에 직렬로 연결되면 컨버터의 전 부하에서 영향을 받지 만, ZVT(Zero-Voltage-Transition) 토폴로지(Topologies)에서 공진회로가 전력 단에 병렬로 연결되어 컨버터 출력의 전 부하에 영향을 받지 않고 전력의 일부에만 영향을 받는다. 또한 스위칭 주기의 대부분 동안 이 공진회로는 동작하지 않으며 손실도 없다.

그림 1에서 ZVT 방식의 소프트 스위칭 승압(Boost) PWM 컨버터는 보조 스위치  $Q_2$ 가 동작하는 구간에서만 공진 회로가 동작하여 주 스위치  $Q_1$ 이 소프트 스위칭 되도록 한다. 주 스위치  $Q_1$ 이 영 전압에서 동작하므로 스위칭 손실이 매우 적은 특징을 갖는다. 그래서 이 영 전압 방식의 경우는 전압 및 전류 스트레스를 기존의 PWM컨버터보다 줄일 수 있지만, 보조회로에 흐르는 전류  $I_{LR}$ 은 입력 전류  $I_{in}$ 과 같게 되어 도통손실 및 기생 인덕턴스 또는 기생 커패시터로 인해 보조 스위치  $Q_2$ 가 오프(Off)할 때 스위칭의 손실 및 노이즈가 커져서 에너지 변환 효율을 저감시킨다[1].

그림 2의 결합 인덕터를 이용한 ZVT 소프트 스위칭 승압

PWM 컨버터는 주 스위치  $Q_1$ 이 영 전압 스위칭(ZVS)으로 소프트 스위칭하고, 보조 스위치  $Q_2$ 도 영 전류 스위칭(Zero Current Switching : ZCS)로 턴-온 하며, 결합변압기의 턴비에 따른 일부 에너지가 다이오드  $D_s$ 를 통해 부하 쪽으로 흐르기 때문에 보조 회로에 흐르는  $I_{LR}$  전류는 ZVT 소프트 스위칭 승압 컨버터보다 작게 흘러 보조 스위치의 낮은 전압·전류 스트레스로 보조 회로에서의 손실이 감소된다.

따라서 다이오드  $D_2$ 와 보조 스위칭 소자 MOSFET ( $Q_2$ )의 용량도 작은 것을 사용할 수 있는 장점이 있으나 여전히 보조 스위치 턴-오프(turn-off)시에 보조 스위칭 소자내의 기생

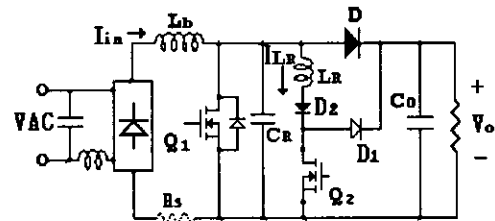


그림 1. ZVT 소프트 스위칭 부스터 컨버터 (Type 1)  
Fig. 1. ZVT Soft Switching Boost Converter (Type 1)

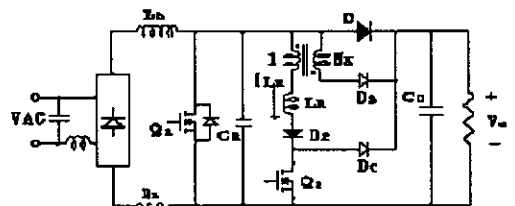


그림 2. 결합 인덕터를 이용한 ZVT 소프트 스위칭 컨버터 (Type 2)  
Fig. 2. Coupled Inductor ZVT Soft Switching Converter (Type 2)

\* 正 會 員 : 中央大 電子電氣工學部 工博

\*\* 正 會 員 : 中央大 電子電氣工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2000年 12月 29日

最終完了 : 2001年 5月 30日

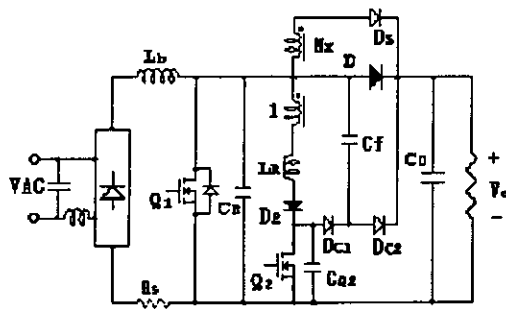


그림 3. 능동 스너버를 가진 개선된 소프트 스위칭 ZVT 컨버터(Type 3)

Fig. 3. Improved Soft-Switching ZVT Converter with Active Snubber(Type 3)

커패시터와 기생진동(Ringing)현상을 일으키고 스위칭 소자의 전압 스트레스 등이 문제가 된다[2].

그림 3의 능동 스너버(Active Snubber)를 가진 개선된 소프트 스위칭 ZVT 승압 컨버터는 Type 1과 Type 2에서 발생한 문제점을 개선하였지만 회로 소자 수가 많고 회로가 복잡하다는 단점을 갖고 있다[2][3][4].

2. 제안된 에너지 회생 회로를 사용한 ZVS AC-DC 승압 컨버터

제안된 컨버터는 최소한의 회로 소자만 사용하여 주 스위칭 소자가 영 전압 스위칭이 가능하도록 제어함과 동시에 스위치가 턴-오프(turn-off)할 때 스위칭 소자내의 기생 커패시터에 저장된 전하를 제거하기 위해 다른 전류 경로를 제공하여 주 스위치 Q1과 블로킹 다이오드 D가 소프트 스위칭 되도록 실현할 수 있다.

이것은 그림 4와 그림 6에 나타낸 바와 같이 승압 인덕터 Lb에 2차 권선을 추가하여 손실이 거의 없는 전류 경로를 제공하여 주고, 누설 인덕터 Lc로 보조 스위치 Q2가 영 전류 스위칭(ZCS)하도록 보조 회로에 흐르는 전류 di/dt를 제한한다.

또한 보조회로가 동작하는 동안에 승압 인덕터 Lb는 결합 인덕터(Coupled Inductor)로 동작하고, 나머지 모든 구간에서는 기존의 승압(Boost) 인덕터와 동일하다. 보조 스위치가 턴-온 하면 승압 인덕터의 1차권선에 흐르는 전류의 영향으로 2차 권선에 전류가 흐르기 시작하고, 이 전류가 역으로 1차측에 자화 전류를 감소 시키는 방향으로 영향을 주어, 보조 회로를 통해 흐르는 전류가 승압 인덕터 1차권선과 Nx의 권수비에 따른 최대 전류에 이르렀을 때, 공진 회로에 저장된 전하를 제거시킬 수 있다. 이후 주 스위치의 전압이 0으로 떨어지면 주 스위칭소자 Q1을 턴-온 시키고 이에 따라 승압 인덕터에 흐르는 전류가 주 스위치 Q1을 통해 모두 흐르게 함으로써 보조스위치 Q2가 영 전류에서 턴-오프 되도록 동작되는 ZVS 동작특성을 갖게된다.

보조 스위치는 반대 방향으로 흐르는 전류를 차단하기 위해서 단 방향성이어야 하기 때문에, 빠른 회복(fast recovery) 다이오드를 보조 스위치에 직렬로 연결한다.(일단 전류가 0으로 감소하면 보조 스위치는 ZCS로 턴-오프 한다.)

이 토폴로지(Topology)를 적용하면 보조 회로에 흐르는 최

대 전류를 승압 인덕터에 흐르는 전류Im의 절반 정도로 제한할 수 있고, 보조 회로 소자의 용량도 작은 것을 선택할 수 있고 스위칭 손실도 줄일 수 있다.

또 보조 스위치에 병렬로 커패시터 CQ2를 연결함으로써, 보조 스위치가 턴-오프 시에 전압 스파이크와 발진(Oscillation)을 작게 할 수 있다.

또한 블로킹 다이오드 D에 병렬로 Cs을 연결하여 턴-온 및 턴-오프 시에 다이오드에 손실을 감소시키고, 감소된 스트레스로 블로킹 다이오드가 동작하기 때문에 시스템의 중요한 고려사항인 EMI를 감소시킬 수 있다. 따라서 기존의 컨버터보다 효율을 향상시킬 수 있다.

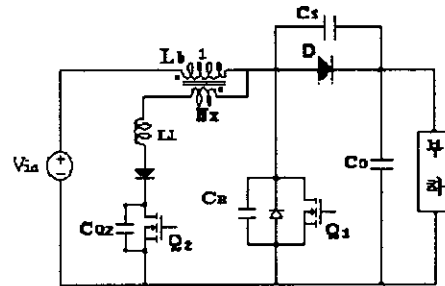


그림 4. 에너지 회생 회로를 이용한 ZVT AC/DC 승압 컨버터  
Fig. 4. ZVT AC/DC Boost Converter using a Energy Recovery Circuit

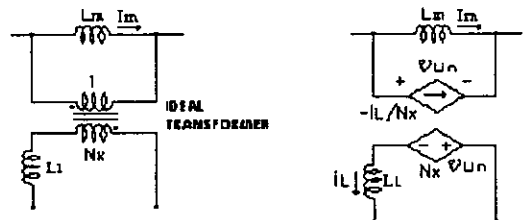


그림 5. (a) 승압 인덕터의 변압기 모델 (b) 등가모델  
Fig. 5. (a) Multiple Winding Inductor Model (b) Equivalent Model

그림 5의 (a)는 승압 인덕터의 변압기 모델을 나타내고 (b)는 이것의 등가 모델을 나타낸다. 이상적인 변압기로 가정하면 1차 측은 종속 전류 원, 2차 측은 종속 전압 원으로 대체할 수 있고, 2차 측의 누설(Leakage) 인덕턴스는 Lc이며, 누설 인덕턴스 Lc은 공진 인덕터로 사용된다.

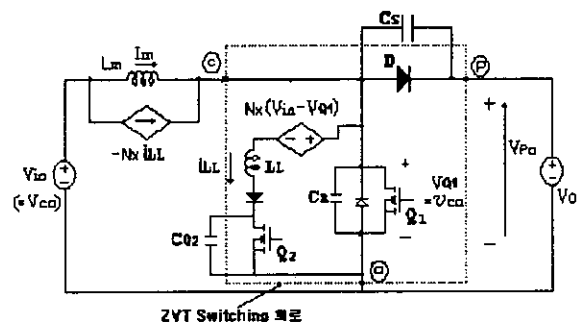


그림 6. 제안한 승압 컨버터의 등가회로  
Fig. 6. Equivalent Circuit of The proposed Boost Converter

그림 6은 제안한 ZVS 승압 컨버터의 등가 회로를 나타낸다. 이것은 주 스위치  $Q_1$ , 보조스위치  $Q_2$ , 승압 인덕터 및 자기회로(Coupled Inductor), 공진 커패시터  $C_R$ , 블로킹 다이오드 D, 보조 스위치 병렬 커패시터  $C_{Q2}$ 로 구성된다. 모든 전압과 전류는 세 단자 : ①, ②, ③를 기준으로 나타내었다.

### 3. 제안된 ZVS AC-DC Boost 컨버터의 동작 원리

그림 7은 제안한 ZVS 컨버터의 이상적인 파형이다. 스위칭 동작은 다음의 6가지 모드로 나뉘어 진다. Mode 1 이전에 공진 커패시터  $C_R$ 은 0으로 방전된 상태이며,  $C_S$ 는 출력 전압  $V_O$ 로 충전된 상태, 클램프 커패시터  $C_{Q2}$ 는 방전된 상태이고, 보조 스위치  $S_{Q2}$ 는 off 상태, 주 스위치  $S_{Q1}$ 은 on에서 off 된다고 가정한다.

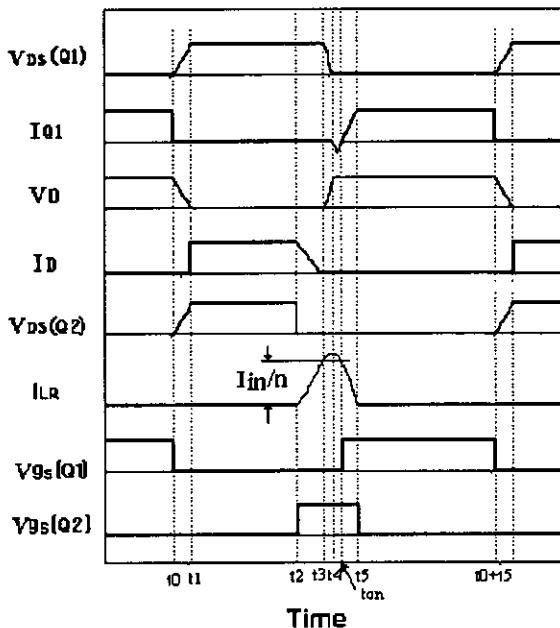


그림 7. 제안한 컨버터의 이상적인 동작 파형  
Fig. 7. Ideal Waveforms of the Proposed Converter

#### 회로 모드 M1 [t0-t1]

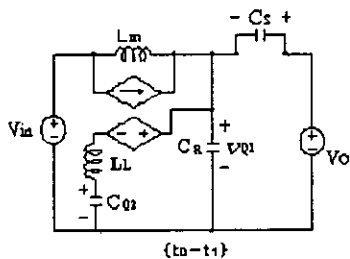


그림 8. 모드 1 : [t0-t1]  
Fig. 8. Mode 1 : [t0-t1]

회로 모드 M1은 시간  $t_0$ 에서 주 스위치  $Q_1$ 이 영 전압 스위칭(ZVS)으로 턴-오프 하면서 시작한다. 주 스위치  $Q_1$ 로 흐르는 전류는 공진 커패시터  $C_R$ 로 흐르기 때문에 주 스위치에 걸리는 전압은 서서히 증가하여 출력전압  $V_O$ 로 충전한다.

따라서  $C_R$ 은 주 스위치  $Q_1$ 의  $C_{DS}$ 와  $C_{OSS}$ 의 조합이며, 드레인(Drain)전압의  $dv/dt$ 는 공진 커패시터  $C_R$ 에 의해서 제어된다. 그러므로 턴-오프 스위칭 손실을 상당히 줄일 수 있다.

동시에 이 구간에서 블로킹(Blocking) 다이오드 D의 전압 역시 서서히 감소한다. 주 스위치의 공진 커패시터  $C_R$ 의 충전이 끝나면 다음 모드로 넘어간다.

#### 회로 모드 M2 [t1-t2]

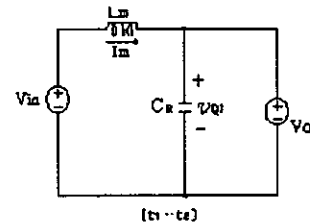


그림 9. 모드 2 : [t1-t2]  
Fig. 9. Mode 2 : [t1-t2]

모드 2는 그림 7에서  $t_1 \sim t_2$ 의 구간에 해당되고,  $t_1$ 에서 커패시터  $C_S$ 의 전압은 역 방향으로 출력 전압  $V_O$ 만큼의 크기로 충전되어 있기 때문에  $C_S$ 가 가지고있는 전하만큼만 부하측으로 순간 방전되는 동시에 블로킹 다이오드 D는 영 전압에서 턴-온하게 되어 승압 인덕터의 전류  $I_m$ 는 출력 부하측으로 흐르게된다. 블로킹 다이오드가 영 전압에서 턴-온되므로 전압 스트레스를 줄일 수 있다. 이 모드는 블로킹 다이오드 D가 영 전압에서 턴-온되고, 입력 전류는 출력으로 흐르는 프리휠링(freewheeling) 단계이다. 스위치  $Q_1$ 에 걸리는 전압은 출력 전압  $V_{on}=V_{pan}$ 과 같게 된다.

#### 회로 모드 M3 [t2-t3]

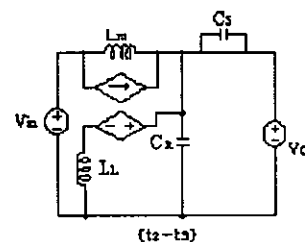


그림 10. 모드 3 : [t2-t3]  
Fig. 10. Mode 3 : [t2-t3]

모드 M3는 주 전력 스위치  $Q_1$ 이 턴-온 되기 전에 보조 스위치  $Q_2$ 가 먼저 ZCS로 턴-온 된다. 보조 스위치가 ZCS로 턴-온 되는 이유는 보조 인덕터 전류가  $[V_{pan} + N_x(V_{pan} - V_{can})]/L_L$ 의 비율로 증가하기 때문이다. 전류가 증가함에 따라, 그에 비례한 보조 스위치로 흐르는 전류가  $I_m/N_x$ 의 값에 도달할 때까지 일차 측에 반영된다. 이 때 승압 인덕터 전류  $I_m$ 은 승압 인덕터에 흐르는 DC 자화 전류(magnetizing current)이고, 보조 스위치로 흐르는 최대 전류는 승압 인덕터  $L_b$ 에 흐르는 전류  $I_m$ 의 절반 정도로 제한할 수 있다. 이 시간동안 블로킹 다이오드 D의 전류는 감소하여 0(Zero)이 되면 블로킹 다이오드는 소프트 스위칭으로 턴-오프 한다. 누설 인덕터  $L_L$ 에 흐르는 전류로써 상태 방정식이 설명된다.

$$\frac{di_{L_L}}{dt} = \frac{1}{L_L} [V_{pa_n} + N_x(V_{pa_n} - V_{ca_n})] \quad (1)$$

이 모드의 끝에 있는  $t_3$ 에서, 블로킹 다이오드 D를 통해서 전류가 흐르지 않게 되면 다이오드의 역 회복 특성 때문에 손실이 생긴다. 하지만 출력에서 커패시터  $C_s$ 로 역 전류가 흘러  $C_s$ 를 출력 전압으로 충전하기 때문에 다이오드의 역 회복 특성에 관계없이 손실을 줄일 수 있으며, 따라서 더 낮은 온도에서 동작하고, EMI를 낮출 수 있다.

회로 모드 M4 [t3-t4]

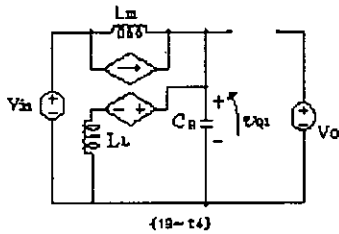


그림 11. 모드 4 : [t3-t4]  
Fig. 11. Mode 4 : [t3-t4]

시간  $t_3$ 에서 누설인덕터  $L_L$ , 보조 스위치  $Q_2$ 로 흐르는 전류가  $I_m/N_x$ 이 되고, 누설 인덕터  $L_L$ 과 공진 커패시터  $C_R$ 은 공진을 시작한다. 공진 주기는  $C_R$ 이 방전하여  $C_R$ 의 양단 전압 0이 될 때까지 계속된다.  $L_L$ 을 통하여 흐르는 전류는  $C_R$ 이 방전하는 동안 계속해서 증가한다. 주 스위치  $Q_1$ 의 드레인(Drain) 전압이 0에 도달하기 위해 필요한 시간은 공진 주기의 1/4이다. 이 주기의 끝에서 주 스위치의 바디(Body) 다이오드는 턴-온 된다. 누설(Leakage) 인덕터 전류와 주 스위치 커패시터 전압의 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{dV_{ca}}{dt} = \frac{1}{C_R} [I_m - (1 + N_x)i_{L_L}] \quad (2)$$

$$\frac{di_{L_L}}{dt} = \frac{1}{L_L} [(1 + N_x)v_{ca} - V_{ca}N_x] \quad (3)$$

회로 모드 M5 [t4-t5]

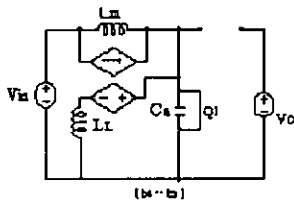


그림 12. 모드 5 : [t4-t5]  
Fig. 12. Mode 5 : [t4-t5]

이 모드의 시작에서 주 스위치  $Q_1$ 의 드레인 전압  $V_{ca}$ 는 0V가 되고 공진 전류는  $C_R \rightarrow L_L \rightarrow Q_1$ 의 바디(Body)다이오드로 freewheeling하여 바디 다이오드가 턴-온 된다. 이 때 주 스위치  $Q_1$ 은 영 전압 스위칭(ZVS)으로 턴-온 된다. 그래서 시간  $t_4$ 와  $t_{on}$  사이에 주 스위치를 턴 온 시키면 스위칭 손실

을 현저하게 줄일 수 있다. 결국 주 스위치 전압은 0V로, 승압 인덕터에 걸리는 전압은  $V_{ca}$ 와 같다.

따라서, 결합 인덕터 2차 권선에 나타나는 전압은  $N_x V_{ca}$  이 된다. 따라서 누설 인덕터  $L_L$ 에 걸리는 전압은  $-N_x V_{ca} + v_{ca} = -N_x V_{ca}$ 가 되어서 승압 인덕터  $L_m$ 는 결합 변압기와 같이 동작하여 에너지는 승압 인덕터  $L_m$ 을 통해서 전압원  $V_{ca}$ 로 반환된다. 보조 스위치의 전류는  $N_x V_{ca}/L_L$ 의 비율로 감소한다. 한번 보조 전류가 0으로 떨어지면, 보조 스위치의 단 방향으로 전류를 흐르게 하는 특성 때문에 전류를 0으로 유지한다. 그래서, 시간  $t_5$ 에서 보조 스위치  $Q_2$ 를 ZCS로 턴-오프 시킨다. 클램프 커패시터  $C_{Q2}$ 는 보조 스위치  $Q_2$ 가 턴-오프 시에 발생하는 전압 스파이크(Spike)와 발진(Oscillation)을 방지한다. 다음 상태 방정식은 누설 인덕터 전류로서 설명된다.

$$\frac{di_{L_L}}{dt} = -\frac{1}{L_L} N_x V_{ca} \quad (4)$$

회로 모드 M6 [t5, t0+T<sub>s</sub>]

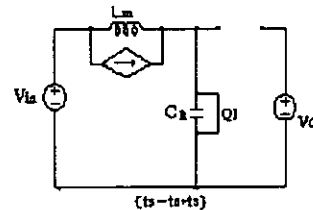


그림 13. 모드 6 : [t5-t0+Ts]  
Fig. 13. Mode 6 : [t5-t0+Ts]

모드 M6에서 회로는 전형적인 하드 스위칭 승압(boost) 컨버터처럼 동작한다. 승압 인덕터  $L_m$ 은 이제 보통의 필터 인덕터로서 사용되고, 양의  $di/dt$ 는  $V_{ca}/L_m$ 과 같아진다. 왜냐하면 전압원  $V_{ca}$ 로부터의 에너지가  $L_m$ 의 자화전류에 저장되기 때문이다. 또 출력 커패시터는 출력 전압을 부하로 방전하게 된다.

4. 시스템의 구성

2000W, 100kHz, 에너지 회생 회로를 사용한 새로운 고효율 ZVS AC-DC 승압 컨버터가 25×12.5×6cm 크기로 제작되었다. 승압 인덕터  $L_b$ 의 제작은 고조파 스위칭 리플에 따른 손실을 저감하기 위해 승압인덕터  $L_b$ 의 피크-피크 리플 전류는 피크 승압인덕터  $L_b$  전류  $I_{L_{pk}}$ 의 15%가 되도록 설계하였으며, 승압인덕터  $L_b$ 값은 521 μH, 누설(Leakage) 인덕턴스 값은 39 μH이고, 높은 주파수에서도 낮은 손실을 갖는 TDK Inc.의 PQ50/50코어를 사용하였다. 그리고  $N_x$ 는 보조 회로의 전류 스트레스와 전압 스트레스를 고려하여 0.5로 하였다.

공진 커패시터는 MOSFET의 커패시터와 외부 노드(node) 커패시터의 합이며 높은 주파수에서 낮은 ESR과 ESL가 요구된다. 그리고 스위칭 전류가 커패시터로 전환 될 때 턴-오프 손실을 줄이기 위해 큰 충전(Charging)전류를 충전할 수 있어야 한다. 또한 기생 인덕터와 기생 커패시터를 고려하여 공진 커패시터  $C_R$ 값을 결정하였다. 따라서 Dissipation

Factor ( $\tan \delta$ )가 0.2%이고 손실이 낮은 세라믹 커패시터를 사용했다.

주 MOSFET은 2SK1020을 선택하였다. 이 MOSFET은  $R_{DS(on)} = 0.18\Omega(25^\circ\text{C})$ 과  $C_{OSS} \approx 600\text{pF}$ 을 가진 500V, 30A 소자이다. 그리고 보조 MOSFET은 APT5024AVR을 선택하였으며, 이 MOSFET은  $R_{DS(on)} = 0.24\Omega(25^\circ\text{C})$ 와  $C_{OSS} \approx 470\text{pF}$ 을 가진 500V, 18.5A 소자이고, 블로킹 다이오드 APT30D60B는 역 회복 시간  $t_{rr}$ 은 50ns이다.

본 논문에서 사용한 제어회로는 출력 전압을 제어하고, 입력 단위역률과 입력전류를 정현 파형으로 유지시키고, 입력 역률을 0.999로 하고 입력전류 전체 고조파 왜율(Total Harmonic Distortion : THD)을 3%이하로 제한하기 위하여 UC3855AN를 사용했다. UC3855AN은 전압 보상기(Voltage Compensator), 곱셈기(Multiplier), 전류 검출 회로(Current Synthesizer), ZVT제어 회로, 전류 보상기(Current Compensator), 삼각파 발생기로 구성된다[5].

그림14와 같이 본 논문에서 실험에 사용된 회로와 회로 정수는 다음과 같다.

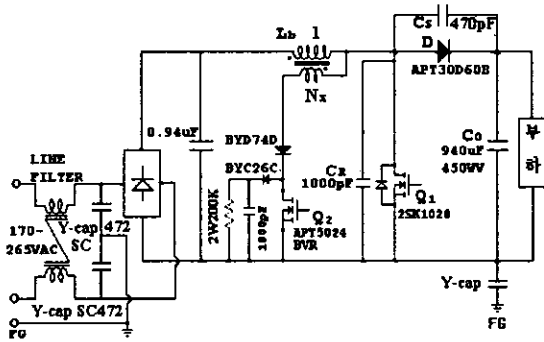


그림 14. 본 논문에서 제안한 회로  
Fig. 14. Proposed circuit in this paper

● 회로정수

- 입력전압 : 170-265VAC,
- 출력전압, 전류 : 400VDC, 5A
- 출력 : 20W-2000W
- 스위칭 주파수 : 100KHz
- 스너버 커패시터  $C_S$  : 470pF
- 공진 커패시터  $C_R$  : 1000pF
- 누설 인덕터  $L_L$  : 39uH
- 입력 승압인덕터  $L_b$  : 521uH
- 출력 커패시터  $C_o$  : 940uF

5. 시뮬레이션 결과 및 실험결과

그림 15은 Pspice를 이용한 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

앞에서 살펴본 이상적인 파형과 거의 일치하는 것을 알 수 있다. 본 논문에서 제안된 결합 인덕터 및 에너지 회생 회로를 사용한 새로운 고 효율 ZVS AC-DC 승압(Boost) 컨버터 동작 특성을 실험을 통해서 확인했다. 그림 16(a)은 입력전압 220VAC, 출력 400VDC, 스위칭 주파수 100kHz, 1.5kW, 역률 0.998일 때 입력 전압·전류 및 고조파 실험 파형이고,

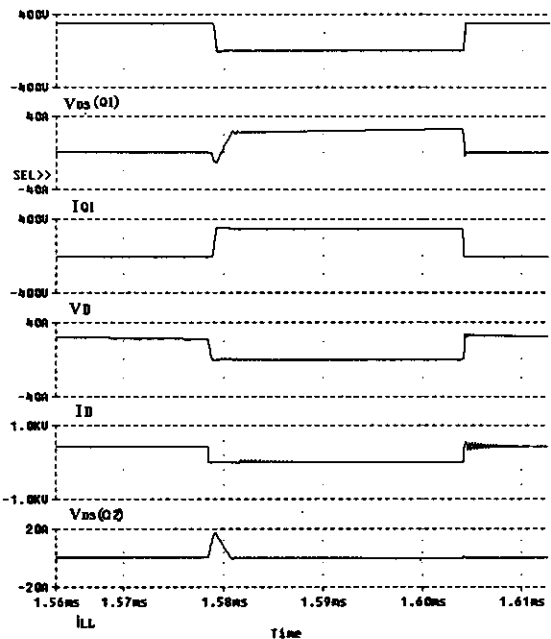
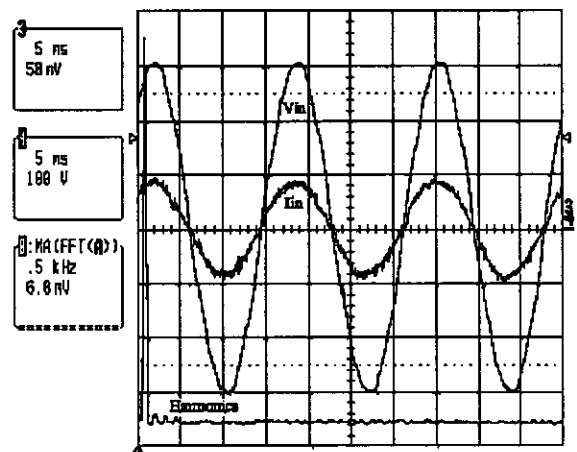
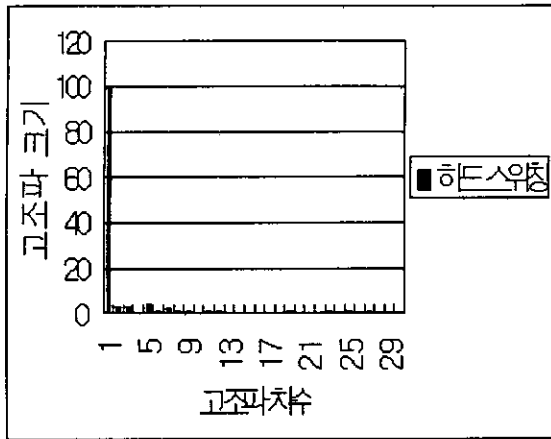


그림 15. Pspice를 이용한 시뮬레이션 결과  
Fig. 15. Simulation results using a Pspice program

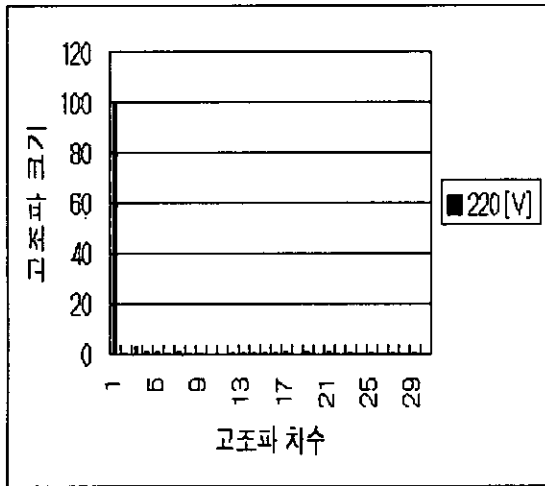
(b)는 하드 스위칭일 때 입력 전류에 대한 고조파 분석이고, (c)는 본 논문에서 제안한 컨버터의 입력 전류에 대한 고조파 분석이다. 고조파 분석은 오실로스코프에서 입력전류를 다운로드(download)받아 저장된 데이터(data)중 1주기를 선별하여 그 샘플링(sampling) 개수가 1024가 되도록 Step을 결정하여 C 프로그램으로 실험 파형을 FFT분석하였다. 따라서 표1에서 보는 바와 같이 본 논문에서 제안된 컨버터의 소프트 스위칭이 하드 스위칭 보다 전체 고조파 왜곡(THD)이 작고, 3%이하인 것을 알 수 있다. 이것은 IEC1000-3-2 표준 중에서 스위칭 전원 장치(Class D)에 대한 고조파 제한치 보다 이하인 것을 알 수 있다.



(a) 입력 전압, 전류 파형 및 고조파 분석 파형  
(100V/div, 5A/div, 5ms/div)  
(a) Input voltage, current and harmonics waveforms



(b) 입력 전류에 대한 고조파 분석(2kW, hard Switching)



(c) 본 논문에서 제안한 컨버터의 입력 전류에 대한 고조파 분석(2kW)

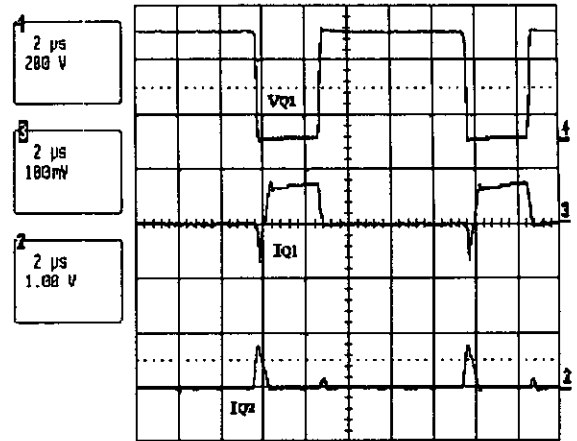
그림 16. 입력 전류에 대한 고조파 분석  
Fig. 16 Input harmonics current analysis

표 1. 컨버터의 THD

Table 1. THD of converters

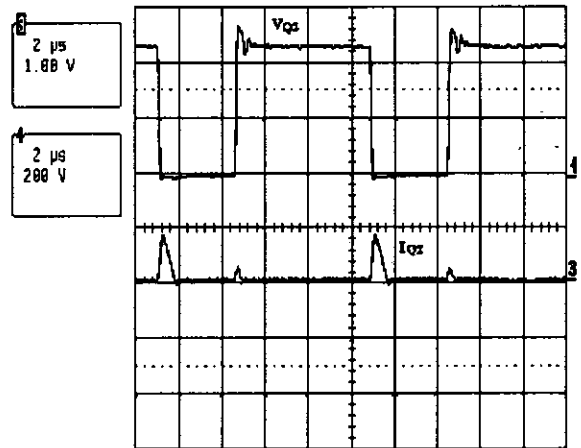
컨버터	THD
하드 스위칭 컨버터	0.07829
제안된 소프트 스위칭 컨버터	0.02502

그림 17(a)은 제안된 컨버터의 주 스위치  $Q_1$ 이 영 전압 스위칭(ZVS)으로 소프트 스위칭 하는 것을 볼 수 있으며, 보조 스위치  $Q_2$ 로 흐르는 공진 전류가 약 8A가 흐르는 것을 확인할 수 있다. 그림 17(b)은 보조 스위치  $Q_2$ 의 전압 전류 파형이고 그림 17(c)은 블로킹 다이오드의 전압 파형  $V_D$ 과 블로킹 다이오드에 병렬로 연결한  $C_s$ 의 전류 파형으로 다이오드가 소프트 스위칭으로 턴-온 또는 턴-오프와 전류 스트레스를 감소시키는 것을 볼 수 있다. 그림 18.은 효율곡선으로 전부하와 높은 입력에서 전체 최대 효율 97.63%을 얻었다.

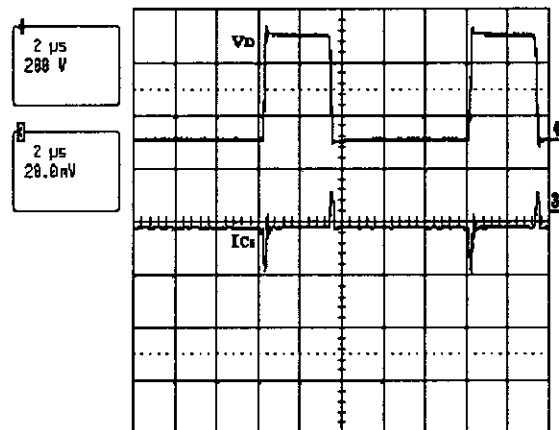


(a) 주 스위치 전압, 전류 및 보조 스위치 전류 파형  
(200V/div, 10A/div, 2us/div)

(a) Main switch voltage, current and auxiliary switch current waveforms



(b) 보조 스위치 전압, 전류 파형(200V/div, 10A/div, 2us/div)  
(b) Auxiliary switch voltage, current waveforms



(c) 블로킹 다이오드 D 전압 및 커패시터  $C_s$  전류 파형  
(200V/div, 2A/div, 2us/div)  
(c) Blocking diode D voltage and capacitor  $C_s$  current waveforms

그림 17. 실험 결과 파형  
Fig. 17. Experiment results waveforms

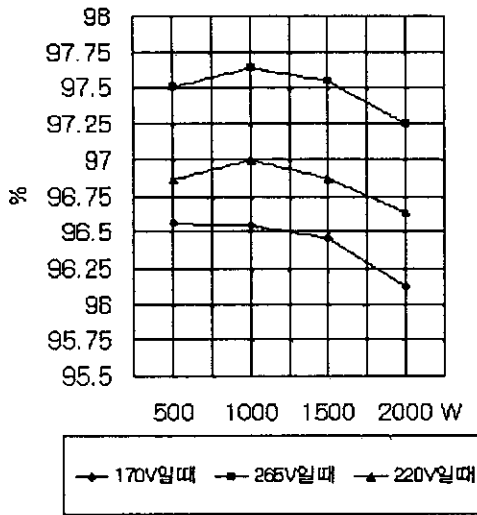


그림 18. 제안된 컨버터의 효율 곡선  
 Fig. 18. Efficiency curve of the proposed converter

6. 결 론

역률 보정 회로(PFC)를 갖는 결합인덕터 및 에너지 회생 회로를 사용한 새로운 고 효율 ZVS AC-DC 승압 컨버터의 모드별 동작 파형을 분석하고, 실험을 통해 검토해 보았다. 또한, 주스위치 Q1, 보조스위치 Q2, 그리고 블로킹 다이오드

D가 소프트 스위칭을 하므로 효율을 향상시킴과 동시에 보다 낮은 온도에서 시스템이 동작하므로 히트 싱크(Heat sink)면적을 줄일 수 있었고, 최소한의 회로소자를 사용하여 적은 비용으로 시스템의 크기를 작게 구성할 수 있었다. 블로킹 다이오드 D에 병렬로  $C_s$ 을 연결함으로써 턴-온 및 턴-오프 시에 다이오드의 손실을 감소시키고, 그리고 감소된 스트레스로 블로킹 다이오드가 동작하기 때문에 시스템의 중요한 고려사항인 EMI를 감소시킬 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] G. Hua, Ching-Shan Leu, Yimin Jiang, and Fred C. Y. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 9, No. 2, pp. 213~219, 1994, March.
- [2] Virginia Power Electronics Center, "CCM Single-Phase Soft-Switched PFC Converter," Project Final Report, Oct. 31, 1997.
- [3] Ray L. Lin, Yiqing Zhao, and Fred C. Lee, "Improved Soft-Switching ZVT Converters Using Coupled Inductor Based Active Snubber Cell," Proceedings of VPEC97, pp. 195~201, Sept 1997.
- [4] Ray L. Lin, Yiqing Zhao, and Fred C. Lee, "Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber," pp. 1063~1069, IEEE 1998
- [5] Unitrode corporation, "UC3855A/B controlled power factor correction circuit design," Unitrode product & applications, 1999.

저 자 소 개



**박 경 수 (朴 庚 洙)**  
 1958년 9월 13일 생. 1989년 서울 산업대 전기공학과 졸업. 1997년 중앙대 대학원 졸업(석사). 2001년 중앙대 대학원 전자전기 공학부 졸업(공학).  
 Tel : 016-341-8123  
 E-mail : pkssoo@ms.cau.ac.kr



**김 윤 호 (金 倫 鎬)**  
 1949년 6월 20일 생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M 대학 졸업(공학). 현재 중앙대 공대 전기공학과 교수.