

소프트 스위칭 방식을 갖는 2KW PFC 컨버터의 분석 설계 및 실험 비교

論 文
51B-9-7

Analysis, Design and Experimental Comparison of 2KW Power Factor Corrector Converters With Soft-Switching Methods

朴 庚 洙* · 金 倫 鎬**
(Kyoung-Soo Park · Yoon-Ho Kim)

Abstract - This paper describes a comparative analysis of soft switching boost converters through design, production and experiment. Soft switching boost converters are designed to satisfy the condition of input voltage 170-265Vac, output voltage 400Vdc, output current 5A, output power 20W-2000W and unit power factor. In addition, parameter values are designed so that system operation can be compared under this is similar conditions. The efficiency of the combined inductor soft switching boost converter was 97.63% with full load better than that of other boost converter types. The combined inductor soft switching converter has simple circuit construction and low switching loss, EMI resulted by the switching noise, and harmonic distortion.

Key Words : Comparative analysis of boost converters, parameter value, efficiency, combined inductor

1. 서 론

최근에 정류기, 회전기기, 아아크(Arc)노와 같은 비 선형 부하가 전력 시스템의 많은 부분을 차지하고 있다. 이들 부하에 흐르는 피크 전류는 전압 파고치 부근의 짧은 기간만 도통하기 때문에 고조파 발생과 역률 저하를 일으킨다. 따라서 보다 넓은 시간 범위에서 정류기를 도통시켜 피크치를 저감할 수 있는 역률 개선회로(PFC : Power Factor Correction circuit)를 스위칭 전원에 추가하는 방안이 전류 왜곡에 대한 대책으로 연구가 활발히 진행되고 있다. 고조파 전류 왜곡은 전력계통의 안정 및 고품질화에 방해요인이 되고 있다. 고조파 전류왜곡은 상용 전원 주파수를 기본 주파수로 하여 주로 기수(Odd Number)파 성분이 문제가 되며, 이러한 고조파 전류의 허용 한계 치에 대해서는 IEC 1000-3-2의 규격으로 제한하고 있다.

본 논문에서는 위에서 언급한 문제점에 대한 대책으로 스위칭 손실, 기생 임피던스에 대한 손실, 고조파 전류왜곡 및 EMI를 줄이기 위해 소프트 스위칭 기법을 사용한 대표적인 공진형 컨버터와 컴바인드(combined) 인덕터를 적용한 ZVS 컨버터의 토폴로지(Topology)를 분석 비교하였다[1][2]. 대표적인 공진형 컨버터는 ZVS 소프트 스위칭 승압 컨버터(Type 1)[3], 커플드(coupled) 인덕터를 이용한 ZVS 승압 컨버터(Type 2)[4] 및 능동 스너버를 적용한 개선된 ZVS 승압 컨버터(Type 3)[5][6]을 제작하여 실험하였고, 위의 3개의 타입(Type) 컨버터와 컴바인드(combined) 인덕터를 적용한 ZVS 승압 컨버터(Type 4)에 대해 효율과 스위칭 손실의 특성을 실험을 통해 비교하였다.

2. 소프트 스위칭 CCM 부스트(Boost) 토폴로지

본 논문에서 실험한 토폴로지는 모두 입력 전류를 연속모드(Continuous Conduction Mode : CCM)로 제어하는 PFC 기능을 갖는 부스터 컨버터 회로이다. 이 방식은 입력전류를 정현파가 되도록 그리고 출력전압을 정전압이 되도록 주 소자의 시비율(Duty Ratio)을 가변 제어하는 방식이다.

그림 1은 ZVS 소프트 스위칭 승압 컨버터(Type 1)이며, 이 컨버터는 보조스위치 Q_2 가 동작하는 구간에서만 공진회로가 동작하여 주 스위치 Q_1 이 ZVS로 하도록 한다. 그러나 보조스위치 Q_2 는 턴-오프 할 때 하드 스위칭을 하고, 보조회로에 흐르는 전류 I_{LR} 은 입력 전류 I_m 과 같게되어 보조스위치 Q_2 가 오프(Off)할 때 도통손실, 기생 인덕턴스 또는 기생 커패시터로 인해 스위칭의 손실 및 노이즈가 커져서 에너지 변환 효율을 저감시킨다.

그림 2의 커플드(coupled) 인덕터를 적용한 컨버터(Type2)는 주 스위치 Q_1 이 ZVS로 스위칭하고, 보조스위치 Q_2 도 ZCS(Zero Current Switching)로 턴-온 하며, 커플드(coupled) 변압기의 턴 비에 따른 일부 에너지가 다이오드 D_s 를 통해 부하 쪽으로 흐르므로 보조회로에 흐르는 I_{LR} 전류는 Type 1 컨버터 보다 작게 흘러 보조스위치의 낮은 전압·전류 스트레스로 보조회로에서의 손실이 감소된다. 따라서 다이오드 D_2 와 보조스위칭 소자 MOSFET (Q_2)의 용량을 작은 규격으로 사용할 수 있는 장점이 있으나, 여전히 보조스위치 턴-오프 시에 보조스위칭 소자내의 기생 커패시터와 기생진동(Ringing)현상을 일으키고, 또한 커플드 변압기 및 공진 인덕터에 조금 남아 있는 에너지로 인해 스위칭 소자(Q_2 , D_2 , D_c)의 전압 스트레스 등이 문제가 된다.

그림 3의 능동 스너버를 적용한 개선된 ZVS 승압 컨버터(Type 3)는 Type 1과 Type 2 컨버터에서 발생한 문제점을 개선하였지만 회로 소자 수가 많고 회로가 복잡하다는 단점을 갖고 있다.

그림 4는 컴바인드(combined) 인덕터를 적용한 ZV-ZCS 방식을

* 正 會 員 : 中央大學 電子電氣工學部 工博

** 正 會 員 : 中央大學 電子電氣工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2002年 6月 17日

最終完了 : 2002年 8月 1日

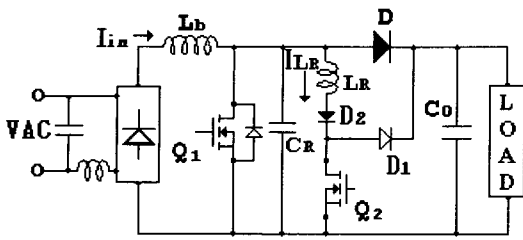


그림 1 ZVS 소프트 스위칭 승압 컨버터 (Type 1)
Fig. 1 ZVS soft switching boost converter (Type 1)

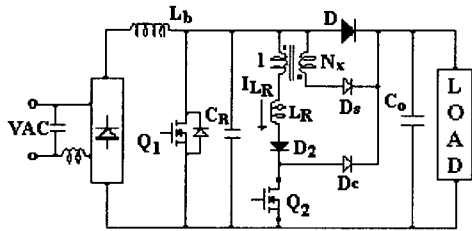


그림 2 커플드(Coupled) 인덕터를 이용한 ZVS 승압 컨버터(Type 2)
Fig. 2 ZVS boost converter using coupled inductor(Type 2)

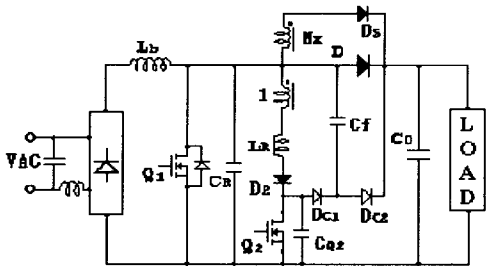


그림 3 능동 스너버를 적용한 개선된 ZVS 승압 컨버터(Type 3)
Fig. 3 Improved ZVS boost converter with active snubber(Type 3)

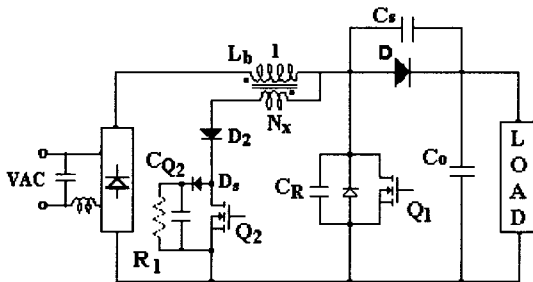


그림 4 콤바인드(Combined) 인덕터를 갖는 ZVS 승압 컨버터(Type 4)
Fig. 4 ZVS boost converter using combined inductor(Type 4)

갖는 PFC 승압 컨버터(Type 4)이다. 이 컨버터는 주 스위치 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 있고, 비교적 적은 회로소자를 사용하여 적은 비용으로 시스템의 크기를 작게 구현할 수 있다. 블로킹 다이오드 D에 병렬로 C_s를 연결함으로써 턴-온 및 턴-오프 시에 다이오드의 손실을 감소시키고, 그리고 감소된 전압 스트레스로 블로킹 다이오드가 동작하기 때문에 시스템의 중요한 고려사항인 EMI를 감소시킬 수 있다.

3. 토폴로지에 따른 스위칭 및 회로 소자의 손실 분석

회로 토폴로지 관점에서 모든 공진 형태의 컨버터는 스위칭 파형의 변형으로 볼 수 있다. 어떤 형태의 공진 네트워크(network) 즉, L_R과 C_R를 사용하여 어떻게 폐 회로를 구성하느냐에 의해 ZVS 혹은 ZCS의 소프트 스위칭을 위한 공진 네트워크를 만들 수 있다. 물론 공진 컨버터의 차이 때문에 사용되는 공진 네트워크의 형태는 달라진다. 공진 형태 토폴로지의 한 일반적인 특징은 이들 모두가 소프트 스위칭 전압/전류 파형을 만들기 위함이다.

이와 같은 소프트 스위칭은 공진 인덕터와 일반적으로 반도체 소자와 병렬로 연결된 어떤 커패시터 사이의 공진을 이용함으로써 이루어진다. 본 논문에서는 공진 네트워크를 주 전력 패스(path)에 병렬로 연결하여, 컨버터 출력 단의 전 부하에 영향 받지 않고, 전력의 일부에만 영향을 받는 토폴로지이다. 그리고 보조회로는 보조 스위치가 동작하는 구간에서 동작하여, 주 능동·수동의 스위치들을 ZVS로 변환(commutation)한다. 이런 형태의 토폴로지(Type 1, 2, 3, 4)에서 제어해야 할 능동스위치 소자가 추가된다는 것이 단점이나 상대적으로 시스템의 전체 손실을 적게 구현할 수 있다는 장점이 있다.

본 논문에서는 컨버터 Type 1, 2, 3, 4의 설계는 입력전압 170-265VAC, 출력전압, 전류 400VDC, 5A, 출력 20W-2000W, 단위 역률이 되도록 설계하였다. 그리고 표 1과 같이 실험을 통하여 스위칭 하는 능동, 수동소자들이 최상의 조건 하에서 비교되도록 소자 정수 값들을 최적화시켰다. 승압 컨버터에서 스위칭 손실은 턴-온, 턴-오프, 내부 커패시턴스 그리고 도통 손실로 요약할 수 있으며, 각 손실의 양을 다음과 같다. 스위치의 영 전류 턴-온에서의 손실(Joules)은 식 (1)과 같다.

$$W_{on} = \int_0^{t_{on}} V_{switch} \cdot I_{switch} dt = \frac{V_o^2 t_{on}^2}{24L_R} \quad (1)$$

여기서 t_{on}은 MOSFET의 turn-on 시간, L_R은 공진 인덕턴스이며, V_o는 출력전압이다.

턴-오프 기간 동안의 손실(Joules)은 다음과 같다.

$$W_{off} = \left(\frac{I_{R_g} C_{gd}}{V_{plateau}} - C_R \right) \frac{V_o^2}{2} - W_{C_{ds}} \quad (2)$$

이때 $C_R < \frac{I_{R_g} C_{gd}}{V_{plateau}} + C_{ds}$

$$W_{off} \approx 0 \quad \text{이때} \quad C_R \geq \frac{I_{R_g} C_{gd}}{V_{plateau}} + C_{ds} \quad (3)$$

여기서 R_g는 게이트 드라이브 저항, C_{gd}는 게이트와 드레인 사이의 기생 커패시턴스, V_{plateau}는 게이트 대지(plateau) 전압이고, W_{C_{ds}}는 만약 영 전압 턴-온이 되지 않으면 손실되는 스위치에 저장된 에너지이다. 공진 커패시터 C_R이 충분히 크면, 턴-오프 손실은 거의 0이 된다. 그러므로 MOSFET 스위치의 내부 커패시터에 충전된 에너지는 주 스위치가 영 전압에서 턴-온 되지 않으면 손실로 나타난다. 이 손실(Joules)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$W_{C_{ds}} = \frac{1}{2} C_{ds} V_o^2 \quad (4)$$

여기서 C_{ds}는 스위치 off시 드레인과 소스간의 등가 커패시턴스

표 1 ZVS 컨버터에 대한 능동 수동소자의 정수 값

Table 1 Power Stage Components for Boost Converter.

Components	ZVS Boost Converter(Type 1)	Coupled Inductor ZVS Boost Converter(Type 2)	Active Snubber ZVS Boost Converter(Type 3)	Combined inductor ZVS Boost Converter(Type 4)
Main Switch Q_1	2SK1020 (MOSFET)	2SK1020 (MOSFET)	2SK1020 (MOSFET)	2SK1020 (MOSFET)
Auxiliary Switch Q_2	APT5024 AVR (MOSFET)	APT5024 AVR (MOSFET)	APT5024 AVR (MOSFET)	APT5024 AVR (MOSFET)
Boost Inductor L_b	$L_b=350\mu H$ (Core=MPP55254×2 (Magnetics Inc.), Litz Wire)	$L_b=350\mu H$ (Core=MPP55254×2 (Magnetics Inc.), Litz Wire)	$L_b=350\mu H$ (Core=MPP55254×2 (Magnetics Inc.), Litz Wire)	$L_b=521\mu H$ (Core=PQ50/50(TDK Inc.), Litz Wire), Boost Inductor : Coupled Inductor = 1 : 0.5 ($L_L=39\mu H$, Leakage Inductor)
Small Transformer	.	$N_p:N_s=1:1.5$ (Core=PQ20/20(TDK Inc.), Litz Wire)	$N_p:N_s=1:1.5$ (Core=PQ20/20(TDK Inc.), Litz Wire)	.
Resonant Inductor L_R	$L_R=6.2\mu H$ (Core=Resonant Inductors: ≥50KHz, -2 Material, Color code:-2 Red/clear(Micrometals Inc.), Litz Wire)	$L_R=6.2\mu H$ (Core=Resonant Inductors: ≥50KHz, -2 Material, Color code:-2 Red/clear(Micrometals Inc.), Litz Wire)	$L_R=6.2\mu H$ (Core=Resonant Inductors: ≥50KHz, -2 Material, Color code:-2 Red/clear(Micrometals Inc.), Litz Wire)	.
Resonant Capacitor C_R	$C_R=1000pF$ (Dissipation Factor (tan δ)= 0.2%, Ceramic Capacitor)	$C_R=1000pF$ (Dissipation Factor (tan δ)= 0.2%, Ceramic Capacitor)	$C_R=1000pF$ (Dissipation Factor (tan δ)= 0.2%, Ceramic Capacitor)	$C_R=1000pF$ (Dissipation Factor (tan δ)= 0.2%, Ceramic Capacitor)
Blocking Diode D	APT30D60B ($t_{rr}= 50ns$)	APT30D60B ($t_{rr}= 50ns$)	APT30D60B ($t_{rr}= 50ns$)	APT30D60B ($t_{rr}= 50ns$)
Output Capacitor C_o	$C_o=470\mu F \times 2(450WV)$ Electrolytic Capacitors	$C_o=470\mu F \times 2(450WV)$ Electrolytic Capacitors	$C_o=470\mu F \times 2(450WV)$ Electrolytic Capacitors	$C_o=470\mu F \times 2(450WV)$ Electrolytic Capacitors
Clamp Capacitor C_{Q2}	.	.	$C_{Q2}=1000pF$ (Dissipation Factor (tan δ)= 0.2%, Ceramic Capacitor)	$C_{Q2}=1000pF$ (Dissipation Factor (tan δ)= 0.2%, Ceramic Capacitor)
Snubber Capacitor C_F, C_s	.	.	$C_F=470pF$ Ceramic Capacitor	$C_s=1000pF$ Ceramic Capacitor
Diode D_s, D_{c1}, D_{c2} and D_2	Diode $D_2 = BYD74G$, Diode $D_1 = BYM26C$, Ultra Fast Low-Loss (Philips Inc.) Diode sum : 2EA	Diode $D_2 = BYD74G$, Diode $D_s, D_c = BYM26C$, Ultra Fast Low-Loss (Philips Inc.) Diode sum : 3EA	Diode $D_2 = BYD74G$, Diode $D_s, D_{c1}, D_{c2} = BYM26C$, Ultra Fast Low-Loss(Philips Inc.) Diode sum : 4EA	Diode $D_2 = BYD74G$, Diode $D_s = BYM26C$, Ultra Fast Low-Loss(Philips Inc.) Diode sum : 2EA
High Power Factor Preregulator	UC3854B/N	UC3854B/N	UC3854B/N	UC3854B/N
Switching Frequency	100 kHz	100 kHz	100 kHz	100 kHz

이다.

도통 손실(Joules)은 컨버터에 대해 공진 기간에 걸쳐 단지 주 스위치의 턴-온 후 발생하는 손실이며, 이것은 적분으로 표현할 수 있다. 이것을 과도 도통 손실이라고 하며 식 (5)와 같다.

$$W_{con} = \int_0^{t_{on,max}} R_{ds} i_o^2 dt \quad (5)$$

따라서 손실분석은 실험 및 전력 단계 사용한 소자들의 손실 등가 모델을 토대로 하였다[7].

본 논문의 모든 토폴로지에서 주 스위치의 턴-온 스위칭 손실은 대부분 0[W]로 줄어들고, 턴-오프 스위칭 손실은 승압 컨버터 Type 3, 4에서는 0[W]이나, Type 1, 2에서는 손실이 나타나는 것

을 확인 할 수 있었다. 이것은 승압 컨버터 Type 3, 4에서 스너버 커패시터 C_s 와 C_f 은 주 스위치의 턴-오프 스위칭 시 전압 스파이크와 손실을 감소시키는 스너버로써 동작하기 때문이다.

4. 컨버터 회로의 최적 설계

본 논문에서 승압 컨버터를 비교하기 위해 컨버터를 설계하고 제작하였다. 승압 컨버터의 스위칭 주파수 f_s 는 100kHz이다. 드라이브 IC UC3854B/N에 의해 구동되는 MOSFET 2SK1020($C_{oss} = 600 pF$, $C_{iss} = 4200pF$, $t_{on} = 300nS$)이 주 스위치로 사용하고, 다른 MOSFET APT5024AVR($C_{oss} = 470pF$, $C_{iss} = 3600pF$, $t_{on} = 10nS$)이 보

조스위치로 사용하였다[8]. 그리고 블로킹 다이오드도 APT30D60B ($t_r=50\text{ns}$ $C_T=40\text{pF}$, $L_S=10\text{nH}$)를 사용하였다. 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_{Lbpk} 의 15%가 되도록 설계하였으며, 승압 컨버터 Type 1, 2, 3의 승압인덕터 L_b 값은 $350\mu\text{H}$, 높은 주파수에서도 낮은 손실을 갖는 마그네틱스 사(Magnetics Inc.)의 MPP55254 코어(Cores) 2개를 사용하였다. 또한 컨버터 Type 4의 승압 인덕터 L_b 값은 $521\mu\text{H}$, 누설(Leakage) 인덕턴스 값은 $39\mu\text{H}$ 이고, 높은 주파수에서도 낮은 손실을 갖는 TDK Inc.의 PQ50/50코어를 사용하였다.

주 스위치의 턴-온과 턴-오프에서 최대 공진 과도기간 T_{on} 과 T_{off} 에 대한 주의가 필요하다. 승압 컨버터 Type 1, 2, 3, 4에서 T_{on} 과 T_{off} 는 식 (6), (7)과 같이 주어진다.

$$T_{on} = \left(\frac{\pi}{2} - 1 \right) \sqrt{L_R C_{ds}} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_R C_R} + \frac{1}{2} (C_R + C_{ds}) \frac{V_o}{I} \quad (6)$$

$$T_{off} = \frac{I_{LR}}{V_o} \sqrt{L_R C_R} + \frac{1}{2} (C_R + C_{ds}) \frac{V_o}{I} \quad (7)$$

T_{on} 은 식 (8)에서 나타난 것처럼 주 스위치의 최소 on 기간보다 작아야 한다. 여기서 D_{min} 은 최소 듀티비이고, T_s 는 주 스위치의 스위칭 기간이다.

T_{off} 는 식 (9)에서와 같이 주 스위치의 최소 off 기간보다 작아야 한다. 여기서 D_{max} 은 주 스위치의 최대 듀티비이다.

$$T_{on} \leq D_{min} T_s \quad (8)$$

$$T_{off} \leq (1 - D_{max}) T_s \quad (9)$$

따라서 턴-오프 스위칭 손실을 가장 크게 개선시키기 위해 공진 커패시터 C_R 의 값은 식 (8)과 식 (9)을 만족하면서 동시에 식 (3)을 만족하도록 충분히 크게 선택해야한다. 그리고 턴-오프 손실을 줄이기 위해서 주 스위치로 흐르는 전류가 커패시터로 전환 될 때, 큰 충전(Charging)전류를 충전할 수 있어야 한다. 또한 기생 인덕터와 기생 커패시터를 고려하여 공진 커패시터 C_R 값을 결정하였다. 공진 커패시터 C_R 는 손실 요소(Dissipation Factor : $\tan \delta$)가 0.2%이고, 손실이 낮은 세라믹 커패시터 1000pF 를 사용하였다.

공진 인덕터 L_R 도 식 (8)과 식 (9)을 만족하면서 공진 커패시터와 공진 할 수 있도록 충분히 크게 선택한다. 따라서 공진 인덕턴스 L_R 는 고주파에서 포화되지 않고, 손실이 작은 마이크로메탈스 사(Micrometals Inc.)의 공진 인덕터 코어(Resonant Inductors : $\geq 50\text{KHz}$, -2 Material, Color code : -2 Red/clear)와 코일은 릿츠(Lits)를 사용하였다. 여기서 공진 인덕터 값은 $6.2\mu\text{H}$ 를 사용하여 동작 특성을 실험하였다. 그러므로 L_R , C_R 를 적절히 선택하면 전체 손실을 최소화시킬 수 있다.

5. 실험결과

그림 5은 승압 컨버터 Type 1의 동작 파형이다. 그림 5(a)은 입력전압 220VAC, 출력 400VDC, 스위칭 주파수 100kHz, 1kW, 역률 0.995일 때 컨버터 Type 1의 입력 전압·전류실험 파형이다. 그림 6(b)은 주 스위칭 소자의 전압·전류 파형으로써, 전압 및 전류 스

트레스를 기존의 하드 스위칭 컨버터보다 줄일 수 있지만, 그림 5(c)에서처럼 보조스위치 Q_2 가 턴-오프 할 때 하드 스위칭을 하고, 보조회로에 흐르는 전류 I_{Lr} 은 입력 전류 I_{in} 과 관계되어 도통손실 및 기생 인덕턴스 또는 기생 커패시터로 인해 보조스위치 Q_2 가 오프(Off)할 때 스위칭의 손실 및 기생진동(Ringing)이 커져 에너지 변환 효율을 저감시키는 것을 볼 수 있다.

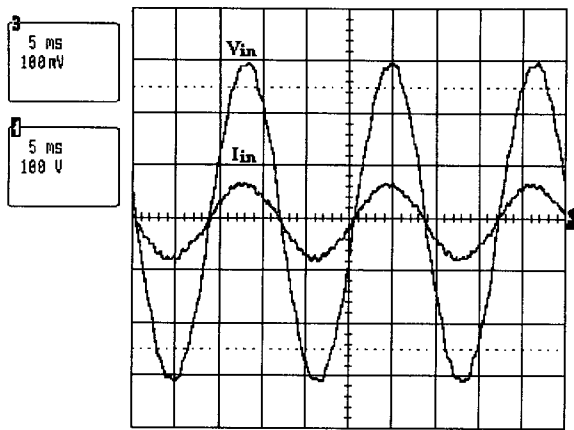
그림 6은 컨버터 Type 2의 실험 결과 파형이다. 컨버터 Type 2는 컨버터 Type 1에서 발생한 문제점을 보완하기 위해 커플드 인덕터(Coupled inductor)를 추가한 형태이다. 그림6(a)은 입력전압 220VAC, 출력 400VDC, 스위칭 주파수 100kHz, 1kW, 역률 0.995일 때, 입력 전압·전류 실험 파형이다. 그림 6(c)에서 보는 것처럼 토폴로지(Topology)는 커플드 인덕터(Coupled inductor)를 추가함으로써 보조스위치 Q_2 에 흐르는 전류가 약 1/2로 감소하는 것을 확인 할 수 있다.

따라서 컨버터 Type 1보다는 보조회로에서 손실과, 보조스위치의 전류 스트레스가 감소된다. 그러나 보조스위치는 여전히 하드 스위칭 턴-오프를 하므로 스위칭 손실 및 전류 스트레스를 받고, 커플드 변압기와 공진 인덕터에는 작지만 에너지가 존재하고, 이 에너지는 손실이 된다. 그러므로 그림 6(b), (c)에서 보는 것과 같이 턴-오프 전압 스파이크(Spike) 및 기생진동이 발생하고, 스위칭 손실도 발생한다. 또한 보조회로는 커플드 인덕터와 보조다이오드 D_s 가 추가되었다.

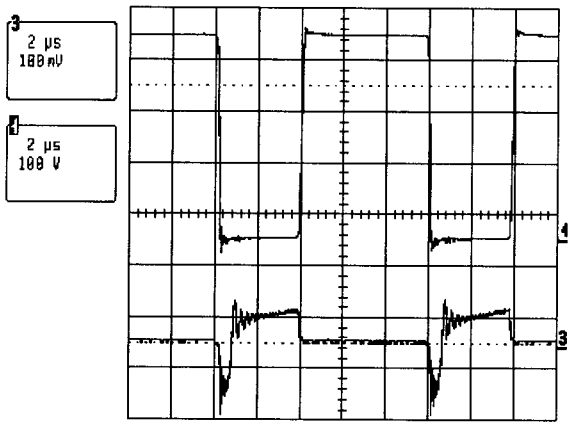
그림 7은 승압 컨버터 Type 3의 동작 파형을 보여주고 있다. 그림 7(a)은 입력전압 220VAC, 출력 400VDC, 스위칭 주파수 100kHz, 1kW, 역률 0.997일 때 승압 컨버터 Type 3의 입력 전압·전류 실험 파형이다. 컨버터 Type 3은 그림 7(b), (c)에서와 같이 전압 스파이크(Spike) 및 기생진동이 발생하지 않는 것을 볼 수 있다. 컨버터 Type 1, 2에서 발생한 문제점을 개선하여 손실을 줄이고, 효율을 향상 시켰지만, 보조회로는 커플드 변압기, 공진 인덕터, 보조 스위치 Q_2 , 보조 다이오드 4개, 스너버 커패시터 2개가 추가되었으며, 회로가 복잡해진다는 단점을 갖고 있다.

그림 8은 입력전압 220VAC, 출력 400VDC, 스위칭 주파수 100kHz, 1kW, 역률 0.998일 때, 컴바인드(Combined) 인덕터를 적용한 ZVS 승압 컨버터(Type 4)의 입력 전압·전류 및 고조파 실험 파형이다.

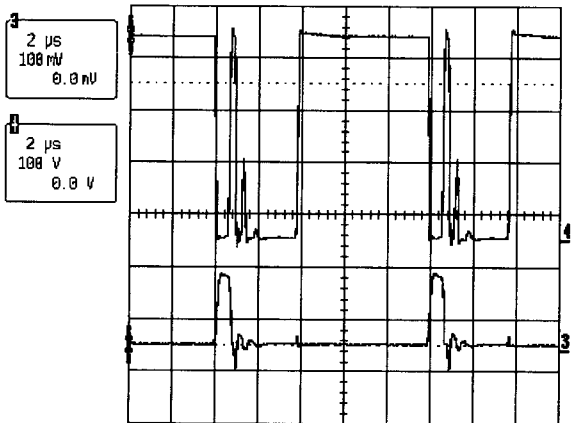
그림 9은 입력 170VAC와 260VAC 전압 범위에서 승압 컨버터 Type 1, 2, 3, 4의 역률 비교 곡선이다. 그림 9에서와 같이 출력 2000W에서 컨버터 Type 4가 낮은 전압과 높은 전압 모두에서 역률이 높게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그리고 낮은 전압에서 컨버터 Type 1이 비교적 역률이 낮으며, 높은 전압에서 컨버터 Type 2가 역률이 낮게 나타났다. 그리고 표 2에서 보는 바와 같이 컴바인드(Combined) 인덕터를 적용한 ZVS 승압 컨버터(Type 4)가 다른 형태(Type) 컨버터 보다 전체 고조파 왜곡(THD)이 작은 것을 확인 할 수 있다. 역률 및 고조파 왜곡율은 PM3000 Universal Power Analyzer의 데이터이다. 승압 컨버터 Type 4는 컨버터 Type 1, 2, 3보다 소자 수를 줄일 수 있었으며, 하드-스위칭(hard-switching) 컨버터에서 나타나는 스위칭 손실을 효율적으로 줄일 수 있었고, 또한 컨버터 Type 4가 승압 컨버터 Type 1, 2, 3보다 효율을 향상시킬 수 있었다.



(a)



(b)



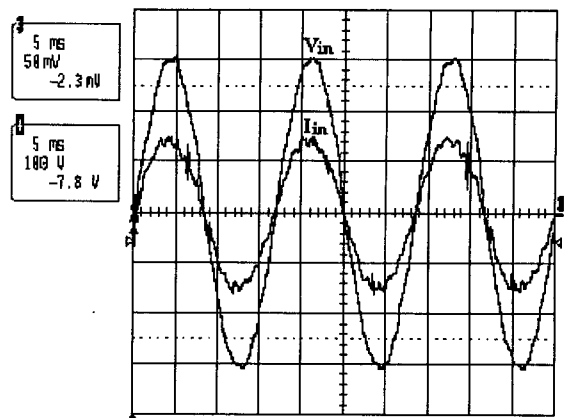
(c)

그림 5 컨버터 Type 1의 실험 결과 파형

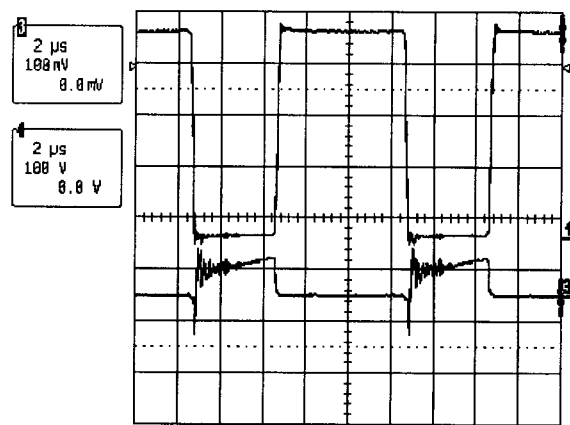
- (a) 입력 전압, 전류 파형 (100V/div, 5A/div, 5ms/div),
- (b) 주 스위치 전압, 전류 파형(100V/div, 10A/div, 2μs/div),
- (c) 보조스위치 전압, 공진 전류 파형(100V/div, 10A/div, 2μs/div)

Fig. 5 Experiment results waveforms of converter Type 1.

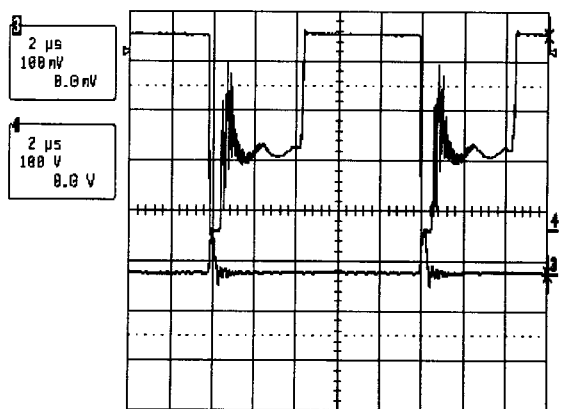
- (a) Input voltage, current waveforms.
- (b) Main switch voltage, current waveforms.
- (c) Auxiliary switch voltage, resonant current waveforms.



(a)



(b)



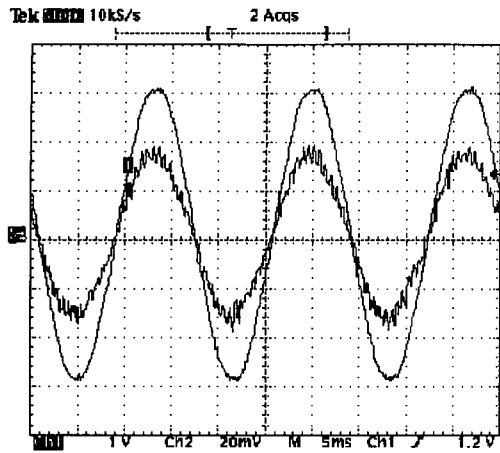
(c)

그림 6 컨버터 Type 2의 실험 결과 파형

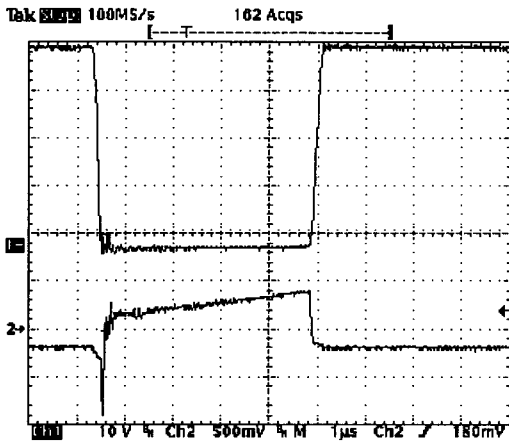
- (a) 입력 전압, 전류 파형 (100V/div, 5A/div, 5ms/div)
- (b) 주 스위치 전압, 전류 파형(100V/div, 10A/div, 2μs/div)
- (c) 보조스위치 전압, 공진 전류 파형(100V/div, 10A/div, 2μs/div)

Fig. 6 Experiment results waveforms of converter Type 2.

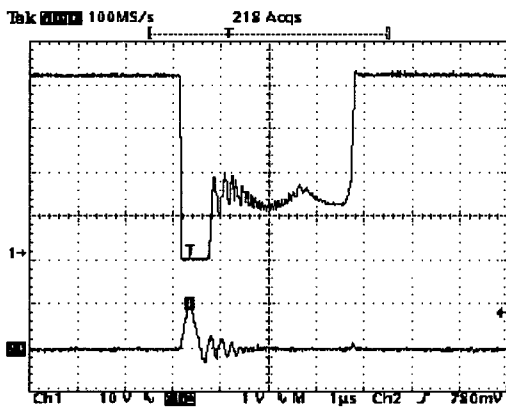
- (a) Input voltage, current waveforms.
- (b) Main switch voltage, current waveforms.
- (c) Auxiliary switch voltage, resonant current waveforms.



(a)



(b)



(c)

그림 7 컨버터 Type 3의 실험 결과 파형

- (a) 입력 전압, 전류 파형 (100V/div, 5A/div, 5ms/div)
- (b) 주 스위치 전압, 전류 파형(100V/div, 10A/div, 1 μ s/div)
- (c) 보조스위치 전압, 공진 전류 파형(100V/div, 10A/div, 1 μ s/div)

Fig. 7 Experiment results waveforms of converter Type 3.

- (a) Input voltage, current waveforms.
- (b) Main switch voltage, current waveforms.
- (c) Auxiliary switch voltage, resonant current waveforms.

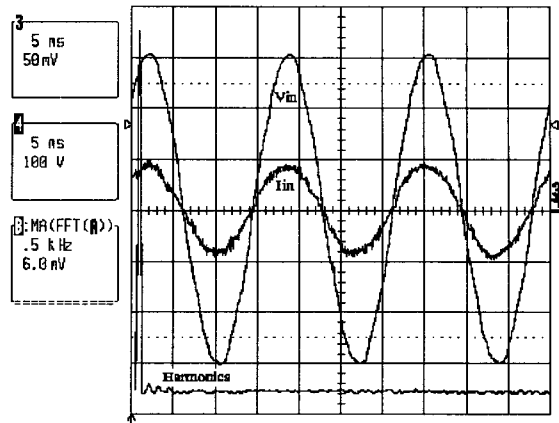
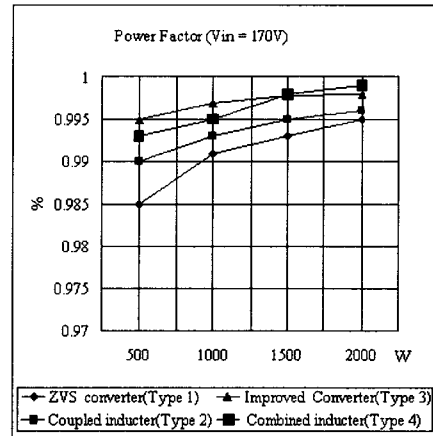
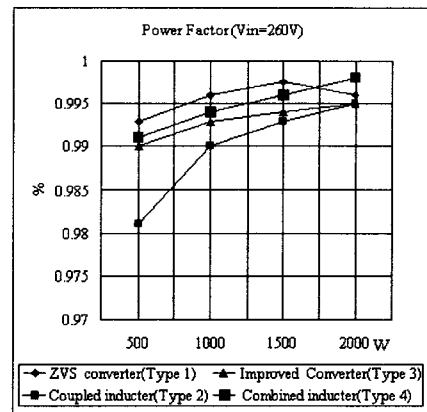


그림 8 컨버터 Type 4의 입력 전압, 전류 파형 및 고조파 파형 (100V/div, 5A/div, 5ms/div)

Fig. 8 Input voltage, current and harmonics waveforms of converter Type 4.



(a)



(b)

그림 9 컨버터 Type 1, 2, 3, 4의 역률 곡선

- (a) 입력 전압 170V에서 역률 곡선
- (b) 입력 전압 260V에서 역률 곡선

Fig. 9 Power factor curves of converters

- (a) Power factor curves at low line
- (b) Power factor curves at high line

표 2 ZVS 컨버터의 입력 전류 THD

Table 2 THD of ZVS converters input current

Converter	THD
하드 스위칭 컨버터	0.0782
컨버터 Type 1	0.0353
컨버터 Type 2	0.0332
컨버터 Type 3	0.0295
컨버터 Type 4	0.0260

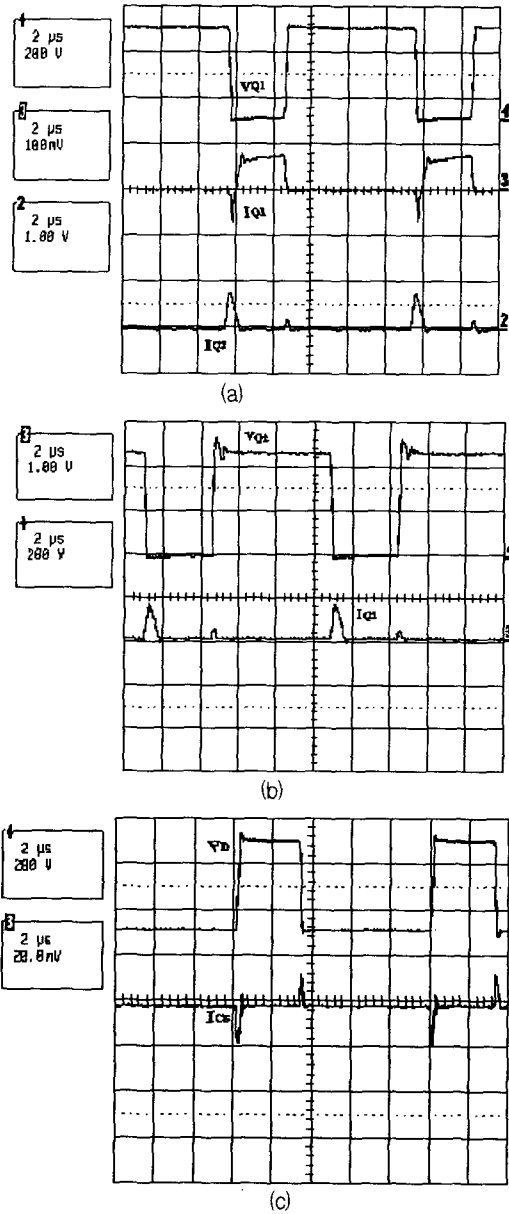


그림 10 컨버터 Type 4의 실험 결과 파형

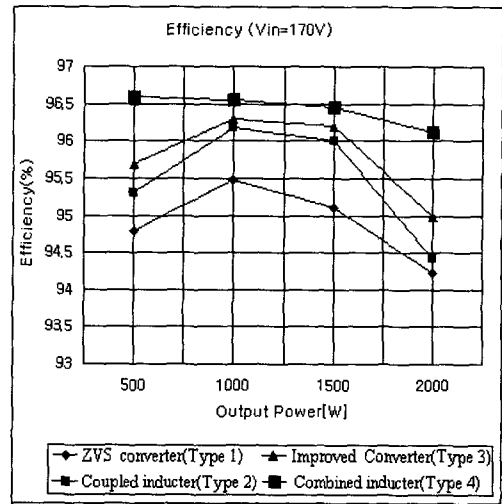
- (a) 주 스위치 전압, 전류 및 공진 인덕터 전류 파형(200V/div, 10A/div, 2us/div)
- (b) 보조스위치 전압, 공진 전류 파형(200V/div, 10A/div, 2us/div)
- (c) 블로킹 다이오드 전압 및 커패시터 Cs 전류 파형(200V/div, 2A/div, 2us/div)

Fig. 10 Experiment results waveforms of converter type 4

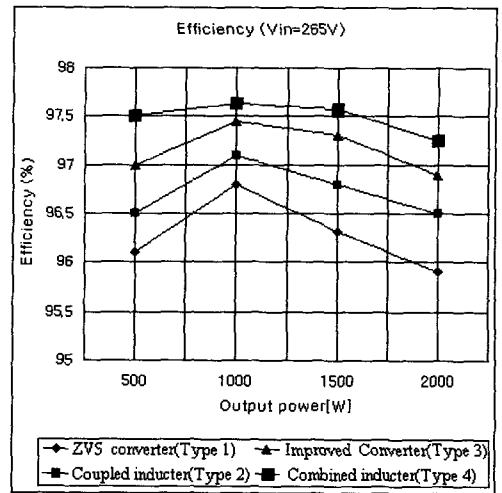
- (a) Main switch voltage, current and resonant inductor current waveforms
- (b) Auxiliary switch voltage, resonant current waveforms
- (c) Blocking diode D voltage and capacitor Cs current waveforms

그림 10(a)은 컨버터 Type 4의 주 스위치 Q_1 이 영 전압 스위칭 (ZVS)으로 소프트 스위칭 하는 것을 볼 수 있으며, 보조스위치 Q_2 로 흐르는 공진 전류가 약 8A가 흐르는 것을 확인 할 수 있다. 그림 10(b)은 보조스위치 Q_2 의 전압 파형이고 그림 10(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-오프 되어 전류 스트레스를 감소시키는 것을 볼 수 있다.

그림 11는 컨버터 Type 1, 2, 3, 4의 효율 비교 곡선이며, 컨버터 Type 4가 입력 170VAC와 265VAC 전압 범위에서 Type 1, 2, 3 컨버터보다 효율이 높게 나타나는 것을 확인할 수 있으며, 전 부하와 높은 입력에서 전체 최대 효율 97.63%을 얻었다.



(a)



(b)

그림 11 컨버터 Type 1, 2, 3, 4의 효율 곡선

- (a) 입력 265VAC에서 효율
- (b) 입력 170VAC에서 효율

Fig. 11 Efficiency curve of the converters

- (a) Efficiency measurement at high line
- (b) Efficiency measurement at low line

6. 결 론

본 논문은 승압 컨버터 Type 1, 2, 3, 4를 비교하기 위해 승압 컨버터를 설계 및 실험을 통해 분석 비교하였다. 그리고 승압 컨버터는 실험을 통하여 스위칭 하는 능동, 수동소자들이 최상의 조건 하에서 비교되도록 소자 정수 값들을 최적화시켰다. 효율도 컨버터 Type 4가 효율이 더 높게 나타났으며, 높은 입력·스위칭 주파수 100kHz에서 최대 효율 97.63%을 얻었다. 그리고 출력 2000W에서 컨버터 Type 4가 낮은 입력 전압과 높은 입력 전압에서 다른 컨버터 보다 역률이 높게 나타나는 것을 확인할 수 있었다. 컨버터 Type 4는 단순한(simpler) 회로구성으로 스위칭 노이즈에 의한 전자파 장해(EMI) 및 고조파 왜곡(Harmonic Distortion)과 스위칭 손실을 줄일 수 있음을 알 수 있었다.

앞으로 SMPS는 소형화, 높은 전력밀도 및 고 신뢰성의 방향으로 나아가야 하기 때문에, SMPS의 구동회로 및 제어에 필요한 모든 전자회로를 한 개의 Package내에 포함시킨 집적회로 기술과 접목한 신기술이 도입 되어야할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] 박경수, 김운호, "능동 스너버를 갖는 2KW 소프트 스위칭 ZVT 역률 보정 컨버터 설계", 대한전기학회 논문지(B) 제 50권 제 9호, pp. 473~478, 2001년 9월.
- [2] Kyoung-Soo Park, Yoon-Ho Kim, "New High-Efficiency Zero-Voltage-Switching AC-DC Boost Converter Using Energy Recovery Circuit", 2001, IEEE Industry Applications Society 36th, oct., 2001.
- [3] 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.
- [4] Virginia Power Electronics Center, "CCM Single-Phase Soft-Switched PFC Converter," Project Final Report, Oct. 31, 1997.
- [5] 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.
- [6] Ray L. Lin, Yiqing Zhao, and Fred C. Lee, "Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber," Conference Proceeding of VPEC98, Vol. 2, pp. 1063~1069, IEEE 1998
- [7] Philip T. Krein, University of Illinois at Urbana-Champaign, "Elements of Power Electronics", New York Oxford University Press, pp. 283-316, 451-527, 1998.
- [8] Unitrode corporation, "UC3854A/B controlled power factor correction circuit design," Unitrode product & applications handbook, 1997-1998.

저 자 소 개



박 경 수 (朴 庚 洙)

1958년 9월 13일생. 1989년 2월 서울산업대학 전기공학과 졸업(공학사). 1997년 중앙대학교 대학원 전기공학과 석사졸업(석사). 2001년 8월 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 박사졸업(공학박).



김 운 호 (金 倫 鎬)

1949년 6월 20일생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M 대학 졸업(공학박). 현재 중앙대 공대 전기공학과 교수.