

# 무손실 스너버 적용 소프트 스위칭 Single Stage AC-DC Full Bridge Boost 컨버터

金恩洙, 趙基衍, 金倫鎬, 趙容鉉, 朴庚洙, 安鎬均, 朴淳球

## Soft Switching Single Stage AC-DC Full Bridge Boost Converter Using Non-Dissipative Snubber

Eun-Soo Kim, Kee-Yeon Joe, Yoon-Ho Kim, Young-Hyun Cho, Kyung-Soo Park,  
Ho-Kyun An, Soon-Gu Park

### 요 약

종래의 충전기 및 통신용 전원장치에 있어서 입력 역률을 개선시키기 위해 고 역률 컨버터(Power Factor Correction Circuit)가 제안되어 적용되고 있고, 이들 대부분 회로는 Hard Switching을 이용한 정류회로로, 입력역률 1제어와 입력전류를 정현파형을 만들 수 있지만 Switching Noise에 의한 전자파장해(EMI)와 스위칭손실 등의 문제를 안고 있다. 또한, 절연된 DC 출력전압을 얻기 위해서는 고 역률 컨버터 후단에 절연된 DC/DC 컨버터가 적용되어야 함으로써, 주 회로 및 제어회로가 다단으로 구성되는 등 복잡화되는 단점이 있었다. 본 논문에서는 이러한 단점을 극복하기 위해 역률보정회로(PFC)를 갖는 절연된 Single Stage 무손실 스너버적용 고주파 소프트 스위칭 컨버터를 제안하고자 한다.

### ABSTRACT

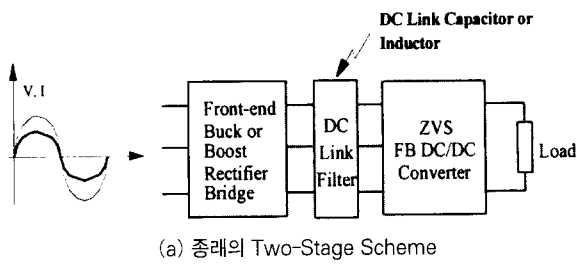
A new soft switching single stage AC-DC full bridge boost converter with unit input power factor and isolated output is presented in this paper. Due to the use of a non-dissipative snubber on the primary side, a single stage high-power factor isolated full bridge boost converter has a significant reduction of switching losses in the main switching devices. The non-dissipative snubber adopted in this study consists of a snubber capacitor  $C_s$ , a snubber inductor  $L_s$ , a fast recovery snubber diode  $D_s$ , and a commutation diode  $D_p$ . This paper presents the complete operating principles, theoretical analysis and experimental results.

**Key Words:** Single stage, AC/DC Converter, PFC, Soft switching

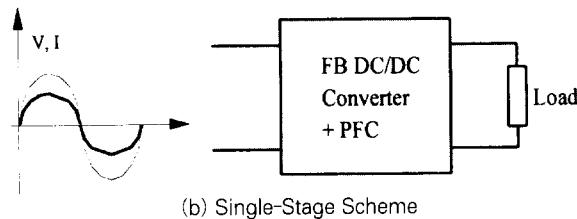
### 1. 서 론

종래의 전자기기용 전원의 정류회로에는 구성이 간단하고, 가격이 저렴한 콘덴서 입력형 방식을 적용한 DC전원 장치를 일반적으로 널리 사용되고 있다. 하지만, 이 정류방식은 상용 교류입력전압의 첨두치 부근에서만 전류가 흐르기 때문에 입력전류 파형이 펄스형이 되어 많은 고조파를 발생한다. 따라서, 외국에서는 이러한 고조파 전류를 규제하기 위한 법규

(IEC 555-2, 3)를 강화하고 있고, 이들의 문제를 개선, 극복하기 위한 고 역률 컨버터(Power Factor Correction Circuit)가 제안되어 연구되고 있다. 하지만, 이들 대부분회로는 Hard Switching을 이용한 정류회로로, 입력단위역률 제어와 입력전류를 정현 파형을 만들 수 있지만 스위칭 노이즈에 의한 전자파장해(EMI)와 스위칭손실 등의 문제를 안고 있다. 또한, 절연된 DC 출력전압을 얻기 위해서는 고역률 컨버터 후단에 절연된 DC/DC 컨버터가 적용되어야 함으로써,



(a) 종래의 Two-Stage Scheme



(b) Single-Stage Scheme

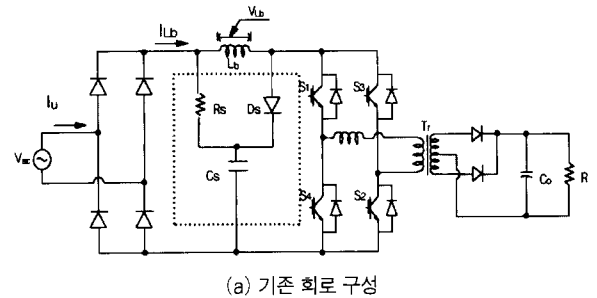
그림 1 AC/DC 컨버터 제어 구성  
Fig. 1 Conversion scheme of AC-DC converter

주 회로 및 제어회로가 다단으로 구성되는 등 복잡화되는 단점이 있었다.<sup>1-3)</sup>

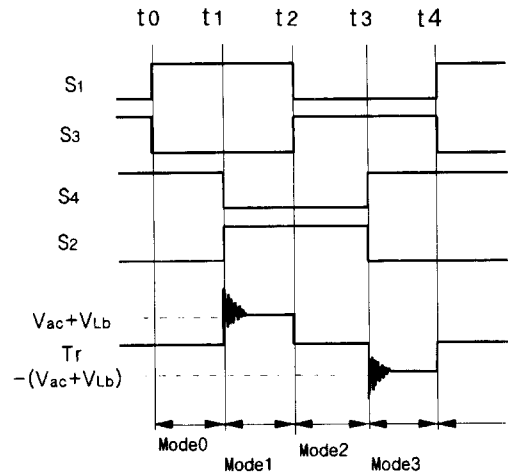
본 논문에서는 이러한 단점을 극복하기 위해 역률보정회로(PFC)를 갖는 절연된 Single Stage 무손실 스너버적용 소프트 스위칭 AC/DC Full Bridge Boost 컨버터를 제안하여 보고하고자 한다.

## 2. 기존의 Single Stage AC-DC Full-Bridge Boost 컨버터

그림 2(a)에 나타낸바와 같이 입력 역률을 개선시키고, 저가의 절연된 Single Stage 승압형 AC-DC 컨버터를 얻기 위해, 입력 승압용 인덕터  $L_b$  및 정류부, 풀 브리지 고주파 인버터, 고주파 변압기, 고주파 정류회로로 구성된 Single Stage AC-DC FB Boost 컨버터가 제안되어 최근 적용되고 있다.<sup>1, 6)</sup> 그림 2(b)의 동작원리 파형에서처럼 Single Stage AC-DC FB Boost 컨버터의 동작은  $S_1, S_4$ 가 동시에 턴-온(Mode 0) 시(Mode 2 :  $S_3, S_2$  동시 턴-온) 교류입력 전원  $V_{ac}$ 이 입력 승압용 인덕터  $L_b$ 를 매개로 단락 되어 입력 승압용 인덕터  $L_b$ 에 에너지가 저장되고, 다음 순간에  $S_4$ 가 턴-오프,  $S_2$ 가 턴-온시(Mode 1)(Mode 3 :  $S_2$  Turn-off,  $S_4$  턴-온) 입력 승압용 인덕터  $L_b$ 에 저장된 에너지의 역기전력  $V_{Lb}$ 과 교류입력전압  $V_{ac}$ 의 합 전압이 고주파 변압기에 인가되어 부하에 에너지를 공급하게 된다. 이들 Mode 1 ~ Mode 4의 기간을 적절히 제어하여 줌으로써 입력전류의 파형 개선 및 고주파변압기  $T_r$ 에 고주파 교류전압을 인가하여, 절연된 직류출력을 얻게될 수 있다.



(a) 기존 회로 구성



(b) 고주파변압기 및 제어회로 동작파형

그림 2 종래의 single stage AC-DC FB boost 컨버터  
Fig. 2 The conventional single stage AC-DC FB boost converter

하지만, 주 회로에 있어서  $S_1$  과  $S_4$  또는  $S_2$  와  $S_3$ 을 턴-온 후 스위칭소자 중 하나를 턴-오프 할 때 승압용 인덕터  $L_b$ 에 흐르던 전류가 고주파변압기 누설 인덕턴스  $L_s$ 에 의해 바로 고주파변압기  $T_r$ 로 전류경로가 형성되지 못하고 입력 승압용 인덕터  $L_b$ 를 통해 흐르던 전류  $I_{Lb}$ 가 스위칭소자내의 기생 캐패시턴스와 기생진동(Ringing)현상을 일으키고 스위칭소자의 전압 스트레스를 증가시킨다. 이를 해결하기 위해 스위칭소자  $S_1, S_2, S_3, S_4$ 의 DC Link 양단에 그림 2(a)의 점선부분과 같은 RCD 스너버회로를 부착시켜 스위칭소자의 턴-오프 시 입력 승압용 인덕터  $L_b$ 에 흐르는 전류  $I_{Lb}$ 의 전류경로를 스너버 다이오드  $D_s$ 와 스너버커패시터  $C_s$ 를 통해 흐르게 하여 줌으로써, 스위칭소자에 인가되는 서지 전압을 억제(Clamp) 할 수 있다. 그러나, 이와 같은 RC 혹은 RCD 스너버회로의 적용은 방전 시 스너버커패시터  $C_s$ 에 충전된 에너지를 스너버저항  $R_s$ 을 통해 소비하게 되므로 스위칭주파수와 입력전압이 높을수록 스위칭손실이 커져서 에너지변환효율을 저감시킨다. 또한, 주 스위칭소자가 턴-오프 하는 시점에서 스위칭에 따른

서지(surge)전압은, 주 스위칭소자( $S_1, S_2$ )에 높은 전압스트레스를 인가하게 되어 주 스위칭소자( $S_1, S_2$ )의 수명을 단축시키며, 또한 IGBT 주 스위칭소자( $S_1, S_2$ )의 턴-오프 후에 잠시동안 흐르는 Tailing Current에 의해 스위칭 전력손실을 야기 시키게 된다.

본 논문에서는, 무손실 스너버회로를 적용하여 스위칭손실을 줄이고, 위상전이(Phase-Shift) 제어방식을 적용한 개선된 소프트 스위칭 Single Stage AC-DC FB Boost 컨버터를 제안하였다.

### 3. 제안된 Single Stage AC-DC Full-Bridge Boost 컨버터

그림 3에 나타낸 바와 같이, 그림 2(a)의 풀 브리지 컨버터 주 회로에서 1차측 DC Link단에 각각의 무손실 스너버회로를 적용하여 승압모드에서 파워링 모드로의 전이 시 입력 승압인덕터 $L_b$ 에 흐르는 전류의 저 임피던스 경로를 제공하여 줌으로써 주 스위칭 소자가 영전압 스위칭이 가능하도록 제어함과 동시에 턴-오프 시 스위칭손실저감 및 기생진동,

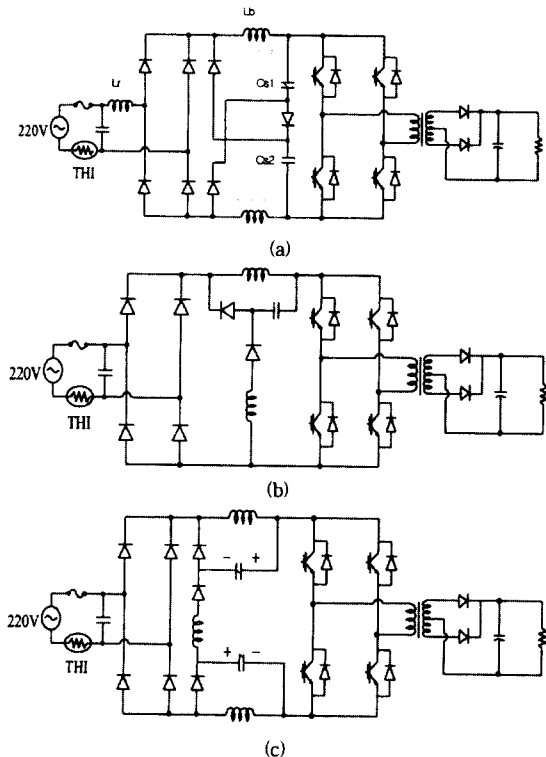


그림. 3 제안된 무손실스너버가 적용된 single stage AC-DC FB boost 컨버터

Fig. 3 The proposed single-stage AC-DC FB boost converter using a non-dissipative snubber

EMI 저감을 꾀할 수 있다. 본 논문에서는 부품점수가 적고 적용이 용이한 스너버(그림3. (b))를 적용하였다.

#### 3.1 무손실 스너버 적용 (그림3(b))

그림 3(b)에 나타낸 바와 같이, 그림 1(a)의 풀 브리지 컨버터 주회로에서 1차측 DC Link단에 RCD 스너버대신 1개의 스너버캐패시터( $C_s$ ), 2개의 스너버다이오드( $D_p, D_r$ )와 1개의 스너버 인덕터( $L_r$ )로 구성된 무손실 스너버회로를 적용함으로써 주 스위칭 소자는 영전압 스위칭이 가능하다. 왼쪽 압(Left-leg)에서 오른쪽 압(Right-leg)으로 옮겨가는 스위칭 동작은 5가지 Mode로 나뉘어지며, Mode 0에서 스너버 캐패시터 $C_r$ 의 충전전압 $V_{cr}$ 은 최초  $-V_{Lb}$ 으로 충전되어 있다고 가정한다. 그림 5는 각 회로 동작모드이다.

##### Mode 0 ( $t_0-t_1$ )

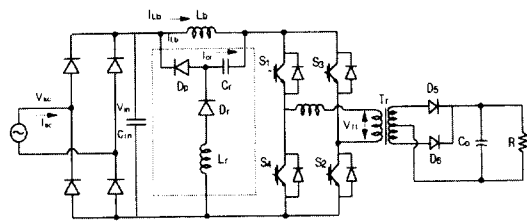
$t_0$ 에서 스위칭소자 $S_1$ 이 Turn-on 되면 교류입력전원 $V_{ac}$ 로부터 정류다이오드  $\Rightarrow$  승압용 인덕터 $L_b \Rightarrow$  스위칭소자  $S_1, S_4$ 를 통해 단락회로를 형성하면서 승압용 인덕터 $L_b$ 에 에너지를 축적하고, 전류 $I_{Lb}$ 가 상승한다. 이 때, 승압용 인덕터전류 $I_{Lb}$ 와 동시에 스위칭소자  $S_1, S_4$ 를 거쳐 스너버인덕터  $L_r$ , 스너버다이오드 $D_r$  경로로 흐르는 스너버캐패시터 $C_r$ 의 방전전류  $I_{cr}$ 의 합전류가 주 스위칭소자  $S_1, S_4$ 를 통해 흐르기 시작한다. 또한, 고주파변압기 $T_r$ 의 누설인덕턴스에 축적되어 있던 에너지는 스위칭소자 $S_4$  및 스위칭소자 $S_2$ 의 보다 다이오드 $D_2$ 의 경로로 순환한다. 이 Mode동안 스너버캐패시터 $C_r$ 의 충전전압 $V_{cr}$ 은  $-V_{Lb}$ 에서  $+V_{Lb}$ 까지 역충전되고, 방전전류 $I_{cr}$ 가 0가 되면 이 Mode는 끝난다.

##### Mode 1 ( $t_1-t_2$ )

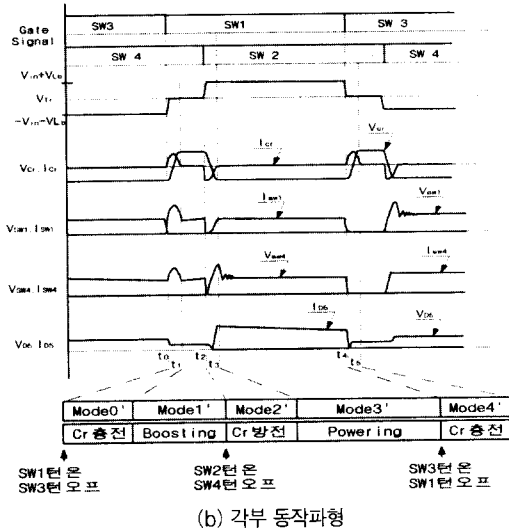
$t_1$ 에서 스너버캐패시터 $C_r$ 의 공진전류 $I_{cr}$ 이 0가 되면 스위칭소자  $S_1$ 과  $S_4$ 에는 교류전원 $V_{ac}$ 와 승압용 인덕터 $L_b$ 로부터 공급되는 전류 $I_{Lb}$ 만이 흐르면서 승압용 인덕터 $L_b$ 에 에너지를 저장한다. 이 때도, Mode 0에서와 같이 고주파변압기 $T_r$ 의 누설인덕턴스 에너지에 의한 순환전류는 스위칭소자 $S_4$  및 스위칭소자 $S_2$ 의 보다 다이오드 $D_2$ 의 경로를 통해 계속해서 흐른다. 이 Mode동안 고주파변압기 $T_r$  1차권선이 스위칭소자  $S_1$ 과  $S_4$ 를 통해 단락 되어 있으므로, 고주파변압기 $T_r$  1차전압이 0가 되어 고주파변압기 $T_r$  2차측 출력부에 에너지가 전달되지 못하고, 고주파변압기 $T_r$  2차측 누설에너지만 출력 콘덴서  $C_o$ 를 통해 충전시키면서 리셋(Reset)되고, 출력 콘덴서 $C_o$ 에 저장되어 있는 에너지가 부하 $R_o$ 로 방전한다.

##### Mode 2 ( $t_2-t_3$ )

$t_2$ 에서  $S_4$ 를 턴-오프 하고, 동시에  $S_2$ 를 턴-온 하면, 입력 승압용 인덕터 $L_b$ 에 저장되어 있던 에너지는 스위칭소자 $S_1 \Rightarrow$  고주파변압기 $T_r \Rightarrow$  스위칭소자 $S_2$ 의 높은 임피던스 경로보다는 스너버 캐패시터 $C_r$  및 전류(轉流)다이오드 $D_p$ 의 낮은 임피



(a) 무손실 스너버적용 주회로구성



(b) 각부 동작파형

그림 4 무손실 스너버적용 single stage AC-DC FB boost 컨버터  
Fig. 4 Single stage AC-DC FB boost converter using a non-dissipative snubber

턴스의 경로를 통하여, 스너버 캐패시터  $C_r$ 의 충전전압  $V_{cr}$ 이  $+V_{L_b}$ 에서 방전하기 시작한다. 이 때, 스위칭소자  $S_4, S_2$ 는 영전압(ZVS)상태에서 턴-오프 및 턴-온 된다. 또, 스너버 캐패시터  $C_r$ 의 전압이 방전하여 0로 저감되면, 입력전압  $V_{in}$ 과 입력 승압용 인덕터 역 전압  $V_{L_b}$ 의 합이 스위칭소자  $S_1$ 과 고주파변압기  $T_r, S_2$ 를 통해 서서히 인가되어 흐르기 시작하며, 고주파변압기  $T_r$  2차측에 에너지를 전달하게 된다. 이 때 출력 다이오드  $D_5, D_6$ 는 영전압, 영전류 상태에서 턴-온 되므로, 다이오드 역 회복손실 및 전압 스트레스가 발생되지 않는다. 또한, 스너버 캐패시터  $C_r$ 의 충전전압이 0에서  $-V_{L_b}$ 으로 완전히 재충전되면 이 Mode는 끝난다. 이 때, 스너버 캐패시터  $C_r$ 의 방전전류  $I_{cr}$ 에 의해 교류전원  $V_{ac}$ 로부터 공급되는 전류  $I_{ac}$ 가 불연속모드로 동작하는 단점을 제거하기 위해 정류다이오드 바로 후단에 적은 값의 입력 캐패시터  $C_{in}$ 를 적용하여 입력전류가 연속성이 있게 흐르도록 했다.

**Mode 3 ( $t_3-t_4$ )**

스너버캐패시터  $C_r$ 의 방전전류  $I_{cr}$ 이 0가 되는  $t_3$ 에서 스너버 캐패시터 충전전압  $V_{cr}$ 은  $-V_{L_b}$ 으로 재충전되고, 입력전압  $V_{in}$ 과

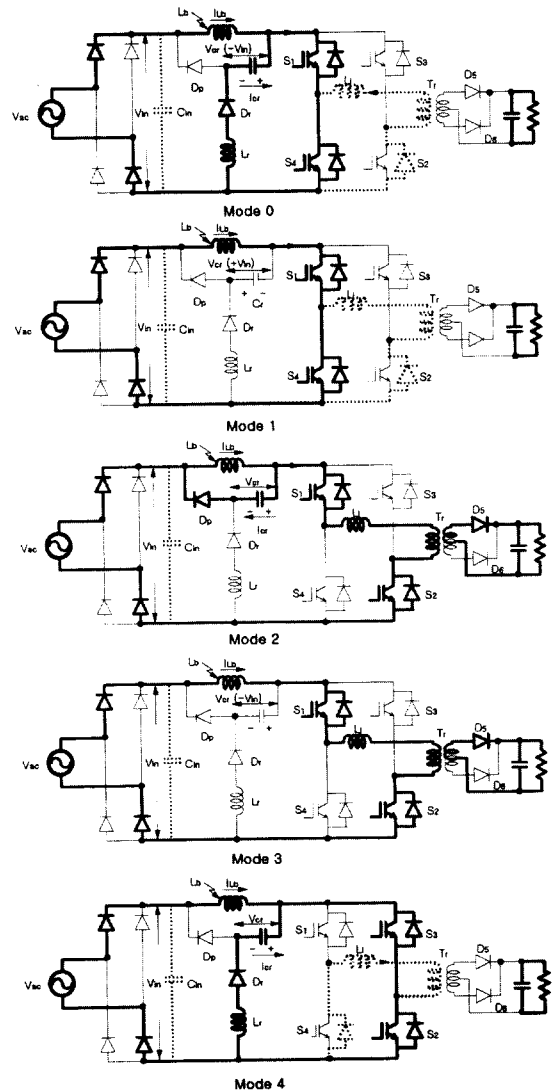


그림 5 동작 모드

Fig. 5 Operation mode

승압용 인덕터  $L_b$ 에 유기된 전압  $V_{L_b}$ 의 합 전압 ( $V_{in} + V_{L_b}$ )이 고주파변압기  $T_r$ 에 인가되어, 고주파변압기 2차 측과 출력콘덴서  $C_o$ 를 통해 평활 되어 부하에 에너지를 공급하게 된다.

**Mode 4 ( $t_4-t_5$ )**

$t_4$ 에서 스위칭소자  $S_1$ 이 턴-오프 되고,  $S_3$ 가 동시에 턴-온 되면, 모드 0에서와 같이 교류입력전원  $V_{ac}$ 로부터 정류다이오드, 승압용 인덕터  $L_b$ 와 스위칭소자  $S_3, S_2$ 를 통해 단락회로를 형성하면서 승압용 인덕터  $L_b$ 에 에너지를 축적함과 동시에, 스위칭소자  $S_3, S_2$ 를 거쳐 스너버인덕터  $L_r$ , 스너버다이오드  $D_r$ , 스너버캐패시터  $C_r$  경로로 방전전류  $I_{cr}$ 가 흐르고, 이 방전전류  $I_{cr}$ 에 의해 축적된 스너버인덕터  $L_r$ 의 에너지는 스너버캐

패시터 \$C\_r\$의 충전전압 \$V\_{cr}\$을 \$-V\_{Lb}\$에서 \$+V\_{Lb}\$까지 역 충전시키고, 방전전류 \$I\_{cr}\$가 0가 되면 이 Mode는 끝난다.

#### 4. 고주파변압기 누설 인덕턴스에 따른 영향

일반 입력 역률 보상형 AC/DC 컨버터는 낮은 입력 AC전원 단에서 스위칭소자의 턴-온 시 입력 승압용 인덕터에 축적된 에너지를 주 스위칭소자 턴-오프 시 입력전원과 더불어 입력 승압용 인덕터에 축적된 에너지와 함께 출력다이오드를 매개로 바로 입력전압보다 더 높은 전압을 출력 캐패시터에 전달한다. 하지만, Single stage AC/DC boost 컨버터의 경우 고주파변압기를 매개로 출력을 전달함으로써 고주파변압기의 누설 인덕턴스에 따른 영향을 검토 할 필요성이 있다. 이때의 동작 모드를 해석하면 다음과 같다.

승압형 위상전이 스위칭 동작 형태는 그림 2(b)의 Timing 도에서 나타낸 바와 같이 \$S\_1\$ 과 \$S\_4\$를 동시 ON (Mode 0) → \$S\_4\$ off, \$S\_1\$ 과 \$S\_2\$ ON (Mode 1) → \$S\_1\$ off, \$S\_3\$ 와 \$S\_2\$ ON (Mode 2) → \$S\_4\$ off, \$S\_3\$ 와 \$S\_4\$ ON (Mode 3)의 동작을 고주파로 반복하여 동작된다.

Mode 0과 Mode 2에서는 그림 4(a)에서 AC 입력전원에서 정류된 입력전원(\$V\_{in}\$)을 승압용 인덕터(\$L\_b\$)를 통해 단락시킨 상태이므로 승압용 인덕터 (\$L\_b\$)에 전류 \$I\_{Lb}\$이 상승하면서 에너지를 축적하고,

$$I_{max} - I_{min} = \frac{(V_{in} - I_{Lb}R_b)}{L_b} DT \quad (1)$$

Mode 1과 Mode 3에서는 정류된 입력전원전압(\$V\_{in}\$)과 승압용 인덕터(\$L\_b\$)에 축적된 전압의 합이 고주파 변압기에 정 또는 부 극성으로 인가된다.

$$I_{max} - I_{min} = \frac{(V_{in} - I_{Lb}R_b - I_{Lb}R_l - V_c)}{L_b - L_l} (1 - D)T \quad (2)$$

따라서, Mode 0, 2와 Mode 1, 3의 기간을 적절히 제어함으로써 고주파 변압기 (H·F TR)에 승압된 고주파 교류 전압을 인가하고, 1차측 Bridge 출력다이오드를 통해 정류되어 승압된 DC 출력 전력을 얻을 수 있도록 구성된다.

$$V_o = \frac{V_{in}(L_b + L_l D)}{\left[ \frac{R_l}{R} L_b + L_b(1 - D) + \frac{R_b}{(1 - D)R} (L_b + L_l D) \right]} \quad (3)$$

- 여기서 \$R\_l\$(변압기 내부저항) : 0.075Ω,
- \$L\_l\$(변압기 누설인덕턴스) : 6.8uH
- \$R\_b\$(승압인덕터 내부저항) : 0.011Ω
- \$L\_b\$(승압인덕터 인덕턴스) : 430uH

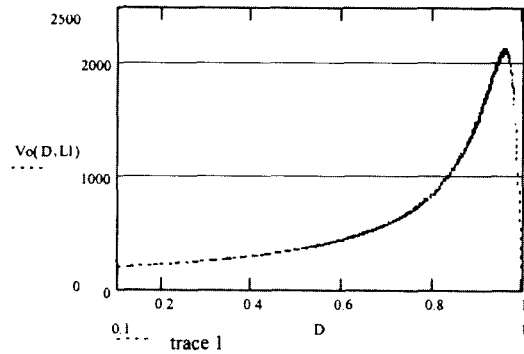


그림 6 변압기 누설인덕턴스 (5uH → 10uH → 20uH)를 변화시켰을 때의 duty cycle D 대 출력전압 특성

Fig. 6 Duty cycle & output voltage characteristics due to the transformer leakage inductance (5uH → 10uH → 20uH)

그림 6은 변압기 누설 인덕턴스 \$L\_l\$ (\$5\mu H \to 10\mu H \to 20\mu H\$)을 변화 시켰을 때의 Duty Cycle D의 변화에 따른 출력전압 특성으로 승압 인덕터 \$L\_b\$ (\$430\mu H\$)의 값이 변압기 누설 인덕턴스 \$L\_l\$에 비해 매우 크기 때문에 큰 영향을 주지 않는다. 다만 그림 6에서처럼 가상된 각 출력 저항 R 값에 있어서 (특히 경 부하 시) Duty Cycle D가 0.8 이상일 때 갑작스런 출력전압 상승 및 감소에 따라서 시스템의 불안전을 야기할 수 있기 때문에 실제적 적용에 있어서는 Duty Cycle D를 0.8로 제한하여 사용했다.

#### 5. 제어회로 설계

본 논문에서 구성하고자 하는 위상전이(Phase-Shift) 제어방식을 적용한 Single Stage AC-DC Full Bridge Boost 컨버터의 제어회로는 주로 전압 보상기(Voltage Compensator), 곱셈기(Multiplier), 전류 보상기(Current Compensator), 삼각파 발생기, 위상전이회로로 구성된다. 이 제어기의 동작은 절연된 출력전압 \$V\_o\$를 검지 하여, 기준전압 \$V\_{ref}\$와 비교된다. 비교된 에러신호(\$e = V\_{ref} - V\_o\$)는 전압 보상기에 의해 규정된 레벨로 출력 DC전압을 유지하고, 안정된 과도응답특성을 얻기 위해 사용된다. 여기서, 출력전압을 제어함과 동시에 교류입력전압과 교류입력전류를 동상 및 정현 입력전류 파형으로 유지하는 것이 시스템의 주목적이므로, 입력전원으로부터 정류된 전압을 검지 하여 제어기준 파형(\$|V\_{AC}|\$)을 얻고, 검지된 전압 \$|V\_{AC}|\$은 동상의 입력전류지령신호(\$I\_{com}\$)를 얻기 위해 전압 보상기의 출력신호 \$V\_e\$와 곱함으로써 얻어진다. (\$I\_{com} = |V\_{ac}| \times V\_e\$) 실제 승압용 인덕터 \$L\_b\$에 흐르는 전류 \$I\_{Lb}\$는 전류루프에서 전류 보상기를 적절하게 설계하여 줌으로

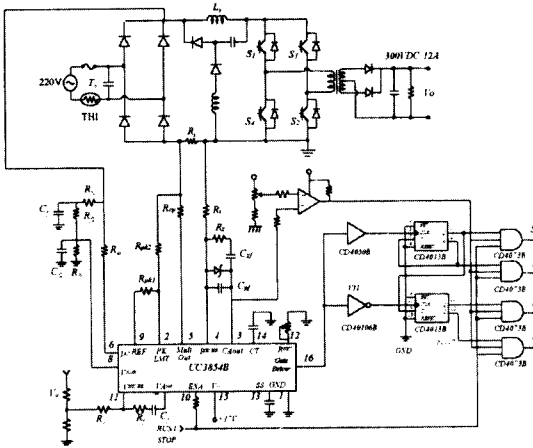


그림 7 UC3854 적용 single stage AC-DC FB boost 컨버터  
Fig. 7 Single stage AC-DC FB boost converter using UC3854

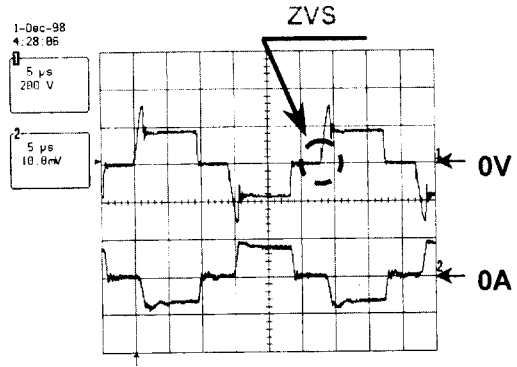
써 전류지령신호  $I_{com}$  를 정확하게 추종(Track) 할 수 있도록 제어해준다. 따라서, 이 시스템은 단위입력역률을 얻을 수 있다.

이와 같은 구동회로를 개발하는데 있어서 요구된 구조를 갖는 집적회로IC인 UC3854는 전압 보상기, 아날로그 곱셈기/디바이더 그리고, 전류 보상기를 포함하고 있다.

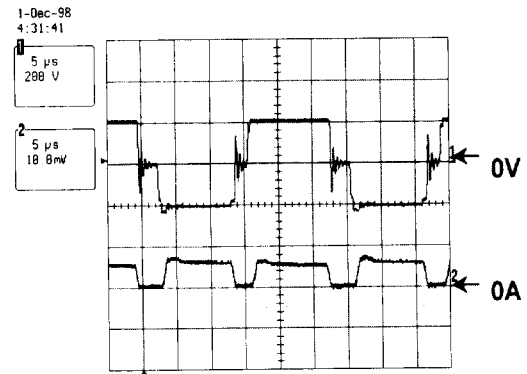
### 6. 실험결과

본 논문에서 제안된 무손실 스너버 적용 Single Stage FB Boost 컨버터 동작 특성을 실험을 통해서 확인했다. 그림 8(a), (b), (c)는 입력전압 100VAC, 출력 230VDC, 1.4kW, 역률 0.993일 때의 실험결과 파형으로써 그림 8(a)의 1차 측 고주파변압기 전압 및 전류 파형에서 일수 있는 바와 같이 1차 측 주 스위칭소자( $S_{1-4}$ )는 무손실 스너버의 공진 동작특성에 따라 단락상태에서 Powering 모드로의 전이시 영전압 에서부터 서서히 인가되는 영전압 스위칭동작 특성을 갖는다. 그림 8(b)는 2차 측 고주파변압기 전압, 전류 파형으로써 1차측 스위칭소자가 단락 된 동작 모드일 경우 1차 측 변압기는 오픈(Open)된 상태이므로 2차 측 고주파변압기 누설 인덕턴스와 출력다이오드의 기생 캐패시턴스와의 기생진동이 발생된다. 하지만 출력정류다이오드에 인가되는 전압은 출력전압  $V_o$  로 억제(Clamp)됨을 볼 수 있다. 따라서 출력전압에 노이즈발생을 저감 할 수 있다. 그림 8(c)는 입력전원전압 및 전류, 전류스펙트럼 파형으로써 입력전류가 입력전압에 동상 제어함과 동시에 정현파형 제어 됨을 볼 수 있다.

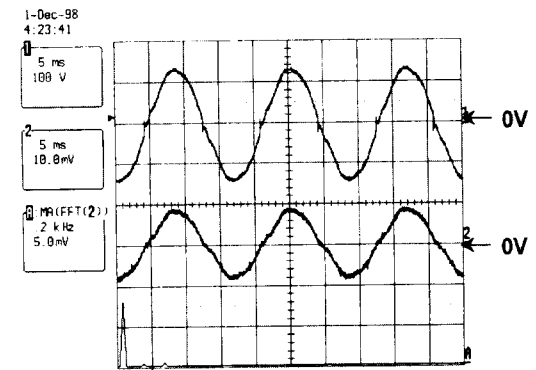
실험에 사용된 회로정수와 부품목록은 다음과 같다.



(a) 입력 전압, 전류 파형  
(200V/div, 20A/div, 5us/div)



(b) 제안된 Single Stage FB Boost 컨버터 S1 및 Tr 전압, 전류파형  
(200V/div, 20A/div, 5us/div)



(c) Single Stage FB Boost 컨버터의 입력전압, 전류 파형  
(100V/div, 20A/div, 5ms/div)

그림 8 제안된 single stage AC-DC FB boost 컨버터 실험 파형  
Fig. 8 Experiment results of the proposed single stage AC-DC FB boost converter

● 회로정수

- 입력전압 : 100VAC,
- 출력전압, 전류 : 230VD 6A
- 스위칭 주파수 : 35kHz
- 주스위칭소자 : IGBT(CT60AM-18F, 900V, 60A)
- 스너버 커패시터 Cr : 0.047uF
- 스너버 인덕터 Lr : 8.2uH
- 입력 승압인덕터 Lb : 430uH
- 변압기누설인덕턴스 : 6.8uH
- 출력 커패시터 Co : 1410uF

7. 결 론

역률보정회로(PFC)를 갖는 절연된 Single Stage 무손실 스너버적용 소프트스위칭 컨버터의 모드별 동작 파형을 분석하고, 실험을 통해 검토해 봤다. 특히, 스위칭소자 $S_2$ ,  $S_4$ 의 Turn-off시 영전압 상태와 2차측 다이오드에 영전류 상태에서 도통됨으로써 소자의 스위칭손실을 줄일 수 있음을 알았다.

참 고 문 헌

- [1] R Redl, P Tenti, J Daan van Wyk, "Combatting the Pollution of the Power Distribution System by Electronic Equipment", pp.42~48, IEEE, Intelec'97
- [2] X Zhou, M Elmore, F C. Lee, "Comparison of High-Frequency Application of Silicon Rectifiers, GaAs Rectifier, and ZVT Technology in a PFC Boost Converter", pp.8~13, IEEE, PESC'97.
- [3] J. A. C Pinto, A. A. Pereria, V. J. Farias, L. C. de Freitas, "A New Boost Converter Using A Non-Dissipative Sunbber", IEEE, APEC, 1996.
- [4] T. Ninomiya, T. Tanaka, K. Harada, "Analysis and Optimization of a Non-dissipative LC Turn-Off Sunbber", IEEE PE, 1988.
- [5] Ray L. Lin, Fred C. Lee, "Novel Zero - Current - Switching - Zero - Voltage - Switching Converters", IEEE, APEC, 1996.
- [6] K Hirachi, J Yoshitsugu, M Nakaoka, "Single-Phase Switched-Mode PFC Rectifier with High-Frequency Link for Smal-Scale UPS Application", Vol 118, No. 7/8, 1998.

< 저 자 소 개 >



**김은수(金恩洙)**

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 박사과정 수료. 현재 한국전기연구소 전력전자연구부 선임연구원.



**조기연(趙基衍)**

1954년 2월 5일생. 1980년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 한국전기연구소 책임연구원(전력전자연구부 부장).



**김윤호(金倫鎬)**

1949년 6월 20일생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M대학 졸업(공학박). 현재 중앙대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 부회장.



**조웅현(趙容鉉)**

1959년 5월 26일생. 1984년 서울산업대 전기공학과 졸업. 1989년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동대학원 박사과정수료.



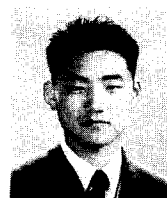
**박경수(朴庚洙)**

1958년 9월 13일생. 1988년 2월 서울산업대학 전기공학과 졸업. 1995년 중앙대학교 정보산업대학원 석사졸업. 현재 중앙대학교대학원 박사과정.



**안호균(安鎬均)**

1958년 1월 14일생. 1981년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 졸업(석사). 1992년 동 대학원 졸업(공학박). 현재 창원대 공대 전기공학과 교수.



**박순구(朴淳球)**

1973년 1월 6일생. 1998년 창원대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 석사과정. 현재 한국전기연구소 전력전자연구부 위촉연구원.